

СОДЕРЖАНИЕ

Информатика, вычислительная техника и управление

Мониторинг и предиктивная аналитика технологического оборудования на базе промышленного интернета вещей С.Л. Добрынин, В.Л. Бурковский.....	7
Поиск кинетических констант при моделировании процессов полицентровой безобрывной полимеризации диенов Э.Р. Гиззатова, С.Л. Подвальный, С.И. Спивак.....	13
Управление температурой в процессе трёхмерной печати на основе изменений электрических параметров нагреваемого сопла А.А. Осколков, И.И. Безукладников, Д.Н. Трушников.....	19
Нейросетевой метод адаптации параметров интерфейса информационных систем А.Д. Обухов, М.Н. Краснянский, М.С. Николюкин.....	26
Сбор и автоматизированная обработка данных электромагнитного сканирования с последующей визуализацией В.Ф. Барабанов, А.О. Калашников, А.М. Нужный.....	32
Методика определения гарантированной доставки трафика в корпоративных беспроводных локальных вычислительных сетях Л.И. Абросимов, М.А. Руденкова, Х. Хаю.....	38
Применение метода факторного планирования эксперимента для реализации настроек системы управления установок компенсации реактивной мощности В.В. Бабенко, И.А. Хайченко, Ю.В. Нефедов.....	50
Синтез высокоточных систем модального управления Е.М. Васильев, Е.А. Сердечная, А.В. Таволжанский.....	56
Модель диагональных коммутаций для параллельной сортировки массивов данных Е.А. Титенко, Е.В. Талдыкин, В.Л. Бурковский.....	64
Исследование модели ударного устройства стержневого типа разностным методом А.М. Слиденко, В.М. Слиденко.....	73

Радиотехника и связь

Исследование эффективной площади рассеяния простых тел С.А. Антипов, А.В. Володько, Е.А. Ищенко, В.Н. Кострова, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров.....	81
Подход к определению величины динамического диапазона оптического приемника, реализующего методы прямого и гетеродинного детектирования А.Ю. Козирацкий, А.И. Гревцев, Р.И. Буров.....	86
Метод оценки параметров канала передачи данных, реализованного по технологии многолучевого мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM-MIMO) А.В. Башкиров, О.Ю. Макаров, А.С. Демихова, М.В. Долженко, О.В. Ильина.....	92

Исследование влияния диэлектрической проницаемости материала на эффективную площадь рассеяния С.А. Антипов, А.В. Володько, Е.А. Ищенко, В.Н. Кострова, К.А. Разинкин, М.А. Сиваш.....	98
Эквивалентная дипольная модель для оценки ближнего поля конструкций РЭС Т.С. Глотова, А.С. Иваницкий, В.В. Готов.....	102
Исследование влияния интегрированного в конструкцию пирамидального рупора метаматериала на диаграмму направленности Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, М.А. Сиваш, С.М. Фёдоров.....	107
Управляемые генераторы на фильтрах на поверхностных акустических волнах и синтезированной нелинейной индуктивности М.И. Бочаров, А.В. Володько.....	114

Машиностроение и машиноведение

Повышение качества процесса нанесения лакокрасочного покрытия на автомобили В.Ю. Анцев, Н.А. Витчук, П.В. Витчук, Е.А. Петренко.....	119
---	-----

CONTENTS

Informatics, computer engineering and control

Monitoring and predictive analytics of technological equipment on the based of industrial internet of things S.L. Dobrynin, V.L. Burkovskiy	7
Search for kinetic constants in modeling the processes of polycenters non-break polymerization of dienes E.R. Gizatova, S.L. Podvalny, S.I. Spivak	13
Temperature control for 3d additive processes based on the variable electrical parameters of the heat-ed nozzle A.A. Oskolkov, I.I. Bezukladnikov, D.N. Trushnikov	19
Neural network method of adapting the parameters of the information systems interface A.D. Obukhov, M.N. Krasnyanskiy, M.S. Nikolyukin	26
Obtaining and automatic data processing from electromagnetic scanning of road pavements with sub-sequent visualization V.F. Barabanov, A.O. Kalashnikov, A.M. Nuzhnyy	32
Methodology to determine guaranteed traffic delivery rate in corporate wlan L.I. Abrosimov, M.A. Rudenkova, H. Khayou	38
Application of the experimental factor planning method for realizing reactive power compensation setting system settings V.V. Babenko, I.A. Khaychenko, Yu.V. Nefedov	50
Synthesis of high-precision modal control systems E.M. Vasil'ev, E.A. Serdechnaya, A.V. Tavolzhanskiy	56
Diagonal commutation model for parallel sorting of data arrays E.A. Titenko, E.V. Taldykin, V.L. Burkovskiy	64
Research of the impact device model of the rod type by difference method A.M. Slidenko, V.M. Slidenko	73

Radio engineering and communication

Study of the radar cross section of simple bodies S.A. Antipov, A.V. Volod'ko, E.A. Ishchenko, V.N. Kostrova, K.A. Razinkin, S.M. Fyedorov	81
Approach to determining the value of the dynamic range of an optical receiver that implements direct and heterodyne detection methods A.Yu. Koziratskiy, A.I. Grevtsev, R.I. Burov	86
Method for estimating data transmission channel parameters, implemented by OFDM-MIMO technology A.V. Bashkirov, O.Yu. Makarov, A.S. Demikhova, M.V. Dolzhenko, O.V. Il'ina	92
Study of the influence of dielectric permeability of the material on the radar coss section S.A. Antipov, A.V. Volod'ko, E.A. Ishchenko, V.N. Kostrova, K.A. Razinkin, M.A. Sivash..	98

Equivalent dipole model for estimating the near field of RES structures T.S. Glotova, A.S. Ivanitsky, V.V. Glotov.....	102
Investigation of the influence of the metamaterial pyramidal horn integrated into the construction on the directional diagram E.A. Ishchenko, Yu.G. Pasternak, M.A. Sivash, S.M. Fedorov.....	107
Controlled generators on saw filters and of synthesized nonlinear inductance M.I. Bocharov, A.V. Volod'ko.....	114
Mechanical engineering and science of machines	
Improving the quality of the paint coating process on cars V.Yu. Antsey, N.A. Vitshuk, P.V. Vitshuk, E.A. Petrenko.....	119

Информатика, вычислительная техника и управление

DOI 10.36622/VSTU.2020.16.5.001

УДК 004.75, 65.011.56

МОНИТОРИНГ И ПРЕДИКТИВНАЯ АНАЛИТИКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА БАЗЕ ПРОМЫШЛЕННОГО ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

С.Л. Добрынин, В.Л. Бурковский

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: произведен обзор технологий в рамках концепции четвертой промышленной революции, рассмотрены примеры реализации новых моделей управления технологическими процессами на базе промышленного интернета вещей. Описано техническое устройство основных подсистем системы мониторинга и контроля, служащей для повышения осведомленности о фактическом состоянии производственных ресурсов в особенности станков и аддитивного оборудования в режиме реального времени. Архитектура предлагаемой системы состоит из устройства сбора данных (УСД), реализующего быстрый и эффективный сбор данных от станков и шлюза, передающего ликвидную часть информации в облачное хранилище для дальнейшей обработки и анализа. Передача данных выполняется на двух уровнях: локально в цехе, с использованием беспроводной сенсорной сети (WSN) на базе стека протоколов ZigBee от устройства сбора данных к шлюзам и от шлюзов в облако с использованием интернет-протоколов. Разработан алгоритм инициализации протоколов связи между устройством сбора данных и шлюзом, а также алгоритм выявления неисправностей в сети. Расчет фактического времени обработки станочных подсистем позволяет более эффективно планировать профилактическое обслуживание вместо того, чтобы выполнять задачи обслуживания в фиксированные интервалы без учета времени использования оборудования

Ключевые слова: распределенные системы управления, промышленный интернет вещей, мониторинг, предиктивная аналитика, беспроводные сети, микроконтроллер

Введение

Производство вступает в новую эру, когда требуются более высокие уровни гибкости для решения задач, связанных с сокращением жизненного цикла изделий, увеличением количества и качества новых продуктов, неопределенностью и колебаниями рыночных требований, особенно для удовлетворения потребностей в массовой персонализации, зачастую в децентрализованной производственной среде.

Появление современных технологий, таких как киберфизические системы (CPS), Интернет вещей (IoT) и аналитика больших данных (Big Data), открывает новые горизонты по цифровизации производства, позволяя автоматизировать технологические процессы средствами, которые были недоступны в прошлом [1]. Использование процессоров с высокими возможностями обработки для встраивания интеллекта в производственные ресурсы превращает пассивные системы в активные объекты с возможностями поддержки принятия решений. Это преобразование описано в парадигме IoT. Однако применение IoT, особенно в промышленности, приводит к созданию огромного ко-

личества гетерогенной информации, которая требует специальных манипуляций и анализа для обработки и извлечения фактической ценности. Получение знаний из данных, собранных на всех уровнях производственных систем, может создать автономные, интеллектуальные системы.

Технологии четвертой промышленной революции

Киберфизические системы были определены как системы, в которых естественные и созданные человеком системы (физическое пространство) тесно интегрированы с вычислительными, коммуникационными и управляющими системами (киберпространство) [2]. Они связывают физический мир с виртуальным миром информационных технологий и программного обеспечения. Они используют различные типы доступных данных, средств связи и услуг. Эволюция производственной науки и техники приводит к внедрению CPS в промышленности, также известных как киберфизические производственные системы.

Интернет вещей. Устройства в CPS могут рассматриваться как виртуальные объекты с возможностями хранения и обработки данных,

которые связываются с другими виртуальными объектами и людьми и могут управлять физическим устройством, к которому они подключены. Эти виртуальные объекты следуют парадигме IoT. Возможность внедрения устройств IoT также основана на снижении цен на аккумуляторы и увеличении их удельной емкости. Использование датчиков и вычислительных возможностей современных микроконтроллеров (STM32) дополняются коммуникационными возможностями, которые предоставляют встроенные системы. Кроме того, информационные сети, основанные на IoT, могут создавать новые бизнес-модели, улучшать технологические процессы, снижать затраты и риски [3].

IoT является междисциплинарной областью. Выявленные проблемы включают в себя стандартизацию, проблемы, связанные с узкими местами в сети, безопасностью связи и защитой интеллектуальной собственности. Огромный объем данных, генерируемых IoT, требует огромных возможностей по обработке. Поэтому контекстно-зависимые вычислительные методологии облегчают принятие решения о том, какие данные будут обрабатываться и на каком уровне. Важной частью сетей IoT являются шлюзы, так как они отвечают за управление локальной сетью устройств. Кроме того, промежуточное ПО и облачные платформы также важны для интеграции устройств IoT и размещения сгенерированных данных в сети.

Топологии беспроводных сенсорных сетей являются наиболее подходящими в производстве для упрощения обмена данными IoT, поскольку они обеспечивают гибкость и масштабируемость. WSN состоят из множества беспроводных сенсорных устройств, работающих совместно для достижения общей цели посредством стандартов, основанных на требованиях каждого конкретного приложения. В последнее время большое внимание уделяется стандарту ZigBee для локальной связи WSN.

Мониторинг цеха. Мониторинг и сбор данных в процессе производства является основой для автоматизации производства и принятия решений [4]. Парадигма CPS предполагает использование устройств мониторинга, которые выходят за рамки традиционных подходов к сбору, обработке и визуализации данных на месте. В контексте мониторинга машинных инструментов можно использовать различные датчики (акустические, вибрационные, токовые и т.д.). Применение устройств контроля в цехе для отслеживания доступности станков, приво-

дит к адаптивному целостному планированию. Осведомленность о ситуации в цехах с помощью систем мониторинга также облегчает адаптивное планирование технологических процессов [5].

Облачное Производство. Внедрение облачных технологий в производство тесно связано с качеством предоставляемых услуг. Возможности масштабирования в соответствии с колебаниями спроса на услуги и гибкие модели являются основными преимуществами облачного производства. Более того, облачное производство подразумевает интегрированную киберфизическую систему, которая может предоставлять услуги по требованию для производства как в цифровом, так и в физическом отношении, с наилучшим использованием производственных ресурсов [6]. Также семантическое представление информации может облегчить взаимодействие посредством сервис-ориентированной архитектуры, особенно в распределенных производственных средах.

Система мониторинга, основанная на IoT

Цель данной статьи – представить архитектуру системы мониторинга для интеллектуального сложноструктурированного производства. Основной целью предлагаемой системы является повышение осведомленности о фактическом состоянии производственных ресурсов в особенности станков и аддитивного оборудования. В промышленности довольно часто создаются производственные графики принимая во внимание ресурсы, которые могут быть недоступны при необходимости по разным причинам. Следовательно, проблема осведомленности имеет решающее значение, чтобы избежать узкие места и повысить производительность.

Система мониторинга состоит из УСД, беспроводной сенсорной сети и облачного сервера. Для каждого станка существует один УСД. На каждом УСД подключены датчики, которые измеряют рабочие характеристики соответствующего станка. УСД цеха взаимодействуют с микрокомпьютером через беспроводную связь в WSN. Следовательно, датчики подключены к УСД через провода, и оно отвечает за предварительную обработку выходных сигналов датчиков и передачу измерений в WSN.

Предложенная система разрабатывается как дополнение к коммерческим станкам, а не как средство связи с контроллером станка. Это решение в основном обусловлено тем, что срок

службы промышленного оборудования может достигать 30 лет, следовательно, старые машины часто не имеют необходимых возможностей для подключения, поэтому следует приложить особые усилия для преобразования каждой единицы промышленного оборудования в устройство IoT.

Еще одной опорой предлагаемой архитектуры является распределенная обработка данных [7]. Каждый датчик может генерировать большое количество данных, что может привести к нескольким гигабайтам данных в день. Очевидно, что необработанные потоки данных не представляют значимой ценности. Следовательно, чтобы извлечь значимую информацию из необработанных данных, которые приведут к знаниям об отслеживаемом объекте, необходимо выполнить соответствующую обработку. Обработка и редукция данных выполняется на источнике их генерации, то есть на датчике. Это достигается с помощью микроконтроллеров, устройств сбора данных, которые установлены на станках [8].

Кроме того, подключение каждого отдельного устройства IoT непосредственно к Интернету может привести к узкому месту в связи с недостаточной пропускной способностью. По этой причине каждое устройство IoT (то есть УСД) подключается к шлюзу через локальную беспроводную сенсорную сеть. Шлюз является координатором сети, и его целью является передача значимой информации о каждой задаче по обработке в облачное хранилище.

Каждый уровень предлагаемой архитектуры следует идее, лежащей в основе IoT, и обеспечивает аспекты интеграции для реализации совместимых систем. Архитектура УСД позволяет использовать больше датчиков и протоколов связи; шлюз обеспечивает интерфейсы с промышленными сетями, более высокий уровень поддерживает интеграцию с промышленным программным обеспечением, таким как планирование ресурсов предприятия и система управления производством.

Датчики для определения состояния станков измеряют общее потребление электроэнергии системой и индивидуальное потребление тока каждым из главных приводов. В частности, отдельные измерения привода двигателя включают датчики тока на шпинделе и на каждой из подвижных осей. Датчики для привода осей представляют собой трансформаторы тока с разделенным сердечником. Для шпинделя выбирается датчик тока на эффекте Холла с замкнутым контуром, чтобы фиксировать об-

щее содержание гармоник тока шпинделя. Общее потребление электроэнергии станком измеряется датчиком тока, установленным в одной из трех фаз линий электропередачи. Измерение одной линии предпочтительнее, чем измерение всех трех, поскольку станки действуют как сбалансированные нагрузки. Следовательно, формула (1) применяется без ошибок. Выходы датчиков тока выводятся на микроконтроллер после необходимого преобразования сигнала.

$$P = 3 \cdot V_{\phi} \cdot I_{\phi} \cdot \cos \varphi, \quad (1)$$

где P - активная мощность (Вт), V_{ϕ} - фазное напряжение (В), I_{ϕ} - фазный ток (А), а $\cos \varphi$ - коэффициент мощности трехфазной нагрузки.

Выходы трансформаторов тока дискретизируются с частотой 1 кГц, что соответствует 20 выборкам за период (в случае 50 Гц). Для текущих измерений рассчитываются только среднеквадратичные значения (СКЗ) по следующему уравнению:

$$I_{\text{скз}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{1}^n i_n^2}, \quad (2)$$

где i_n - измерение датчика (А), а n - общее количество измерений.

Для датчика тока на эффекте Холла с обратной связью, полоса пропускания составляет 200 кГц; поэтому максимальная частота дискретизации была установлена на 1 МГц. За исключением среднеквадратичного значения, которое также рассчитывается по формуле (2). Когда цифровая выборка применяется к аналоговым сигналам, дискретное преобразование Фурье (ДПФ) используется для извлечения спектра сигнала (3).

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad (3)$$

$$k = 0, 1, \dots, N - 1$$

где $X(k)$ - коэффициенты ДПФ, $x(n)$ - периодический цифровой сигнал после выборки его аналоговой части, N - полученные выборки данных.

Эта функциональность была учтена при разработке системы мониторинга, обусловленной тем фактом, что в каждом электродвигателе механический крутящий момент тесно связан с током двигателя. Таким образом, наблю-

дая гармоника тока двигателя, можно сделать полезные выводы, касающиеся аспектов технического обслуживания. Полная реализация этой функции в сочетании с необходимой методологией для выявления отклонений в спектре тока шпинделя, которые связаны с механическими неисправностями, будет продемонстрирована после долгосрочной установки системы в обрабатывающей промышленности. Это обеспечит объем данных, необходимых для получения точных результатов.

Проектирование беспроводных сенсорных сетей. УСД цеха организованы в WSN по топологии «звезда». Выбор WSN был обусловлен требованиями к гибкости и масштабируемости инфраструктуры. Передача данных координируется центральным шлюзом, который отвечает за сбор данных из УСД и организацию их в пакеты перед передачей на облачный сервер для дальнейшей обработки и визуализации.

WSN облегчается благодаря использованию RF-модуля DIGI XBee ZigBee. ZigBee – это спецификация стандарта IEEE 802.15.4. Выбор ZigBee среди других беспроводных стандартов обуславливается благодаря его поддержке различных топологий сети и алгоритмов шифрования, а также его надежной работе с такими функциями, как предотвращение столкновений, повторные попытки и подтверждения, выполняемые на аппаратном уровне. Кроме того, модули ZigBee могут обмениваться данными на расстоянии более 100 м.

Данные в пределах WSN передаются в виде пакетов ZigBee с уникальными идентификаторами. Для автоматизации добавления и удаления узлов в WSN разработан следующий алгоритм (рис. 1). На первом этапе каждый узел УСД передает сообщение один раз каждые 5 с. Если УСД находится в диапазоне передачи координатора, координатор принимает сообщение и проверяет адрес УСД с помощью списка зарегистрированных УСД. Если адрес УСД зарегистрирован в координаторе, координатор передает кадр «инициализировать связь». Затем УСД выходит из режима инициализации и ожидает, пока координатор запросит пакет измерений. Затем координатор запрашивает измерения каждого УСД один раз каждые 0,25 с.

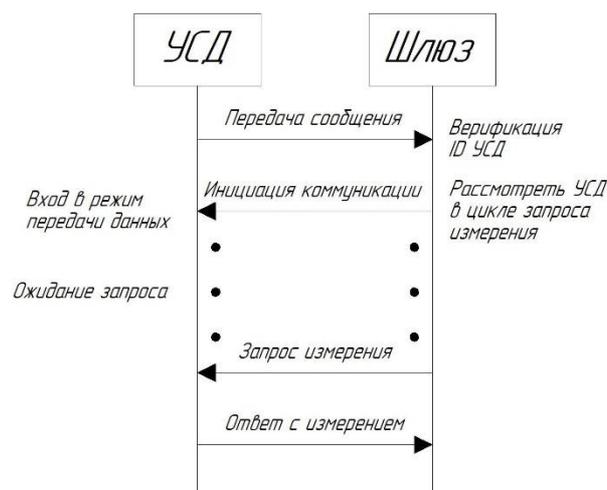


Рис. 1. Алгоритм инициализации протокола связи между УСД и шлюзом

Чтобы избежать сбоев в работе сети из-за проблемных устройств или отсутствия узлов, механизмы контроля реализованы как в УСД, так и в устройствах-координаторах (рис. 2). Координатор устанавливает определенный флаг, когда запрос на пакет отправляется каждому УСД. Если УСД не отвечает до начала следующего цикла запросов от координатора, последний добавляет значение «1» к массиву параметров соответствующего УСД. В случае успешного ответа УСД, координатор вычитает значение «1» из суммы. Если значение УСД достигает значения 20, координатор воспринимает этот узел как автономный и прекращает запрашивать соответствующие измерения. С другой стороны, УСД, который не находится в состоянии инициализации и связывается с микроконтроллером, контролирует присутствие координатора, следуя аналогичному алгоритму. УСД имеет массив параметров для координатора и добавляет к сумме значение «1», если координатор не отправляет запрос на измерение в течение ожидаемого периода времени 0,25 с. Для успешного получения запроса на измерения УСД вычитает значение «1». После достижения значения равного 20, УСД считает, что координатор отсутствует, и снова входит в режим инициализации.

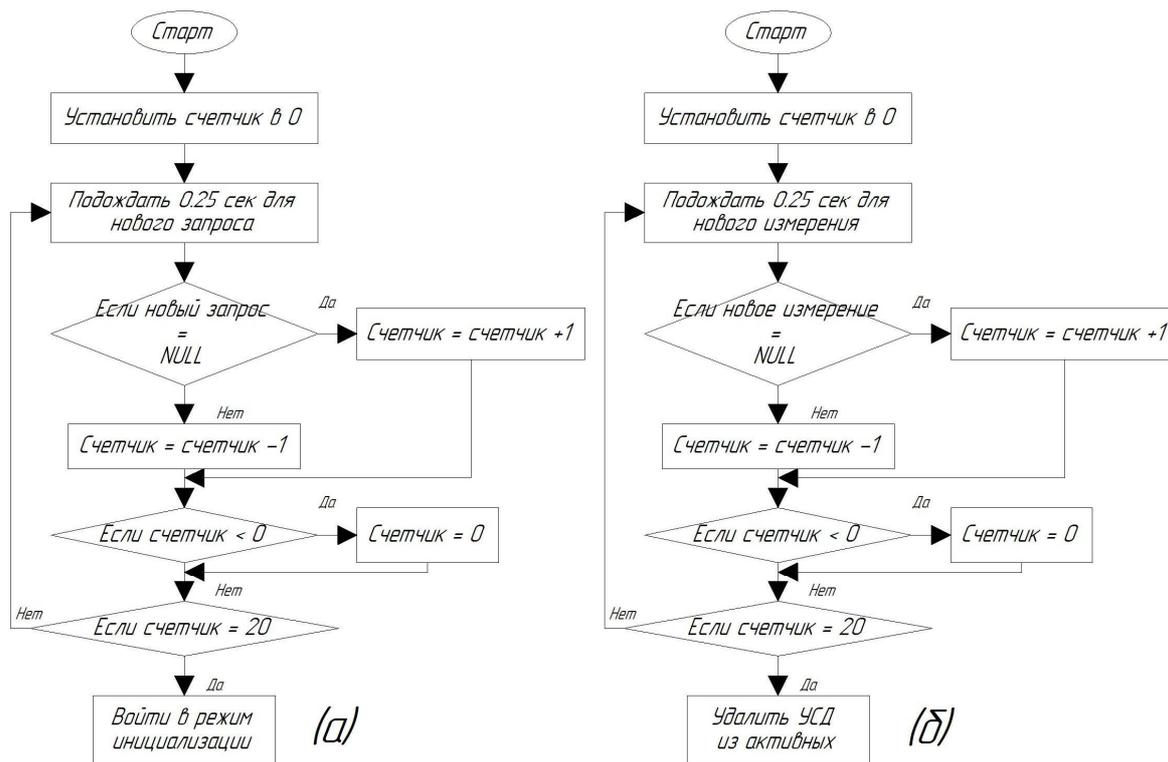


Рис. 2. Алгоритм выявления неисправностей в сети: (а) – блок-схема УСД, (б) – блок-схема шлюза

Заключение

Предлагаемая система мониторинга предоставляет информацию о работе станков, связанных с задачами обработки и изготовления продукции. Это достигается путем синхронизации физического и цифрового мира посредством УСД на основе IoT. Основным результатом системы является то, что она повышает осведомленность о ресурсах, определяя их фактический статус. Датчики определяют, является ли машина в режиме «Обработка», «Простой» или «Настройка» в реальном времени. Эта информация полезна при планировании производства, когда знание фактической доступности ресурсов имеет решающее значение для разработки возможных графиков производства. Кроме того, подробная информация о периодах времени, которые требуются для выполнения конкретных задач, наряду с требуемым временем настройки, может сделать графики будущего производства более точными.

Использование датчиков тока и напряжения позволяет получить точную информацию о потреблении электроэнергии станком и каждым его приводом. Эти знания могут способствовать оценке электрических затрат на продукцию и снижению воздействия на окружающую среду производственных систем. Выходной сигнал датчика на эффекте Холла может дать пред-

ставление о сбоях до их возникновения. Кроме того, расчет фактического времени обработки станочных подсистем позволяет более эффективно планировать профилактическое обслуживание вместо того, чтобы выполнять задачи обслуживания в фиксированные интервалы без учета времени использования оборудования.

Литература

1. Добрынин С.Л., Бурковский В.Л., Болдырев И.А. Проблематика реализации интернета вещей, как технологической основы современного интеллектуального производства // Приоритетные направления развития науки и технологий: докл. XXIV междунар. науч.-практ. конф.; под общ. ред. В.М. Панарина. Тула: Инновационные технологии, 2018. С. 173 – 175.
2. Cyber-Physical Systems Architecture for Self-Aware Machines in Industry 4.0 Environment / B. Bagheri, S. Yang, H.A. Kao, and J. Lee // IFACPapersOnLine. 2017. № 48(3). Pp. 1622–1627.
3. Боронин П., Кучерявый А. Интернет вещей как новая концепция развития сетей связи // Информационные технологии и коммуникации. 2014. № 3. С. 7–29.
4. Охтилев М.Ю., Соколов Б.В., Юсупов Р.М. Интеллектуальные технологии мониторинга и управления структурной динамикой сложных технических объектов. М.: Наука, 2006., 410 с.
5. Ицкович Э.Л. Развитие АСУ технологического производства в рамках концепции Индустрия 4.0 (Industry 4.0) // Датчики и системы. 2017. № 7 (216). С. 52 – 63.
6. Cloud-Based Adaptive Shop-Floor Scheduling Considering Machine Tool Availability / D. Mourtzis, E. Vlachou, M. Doukas, N. Kanakis, N. Xanthopoulos, and A. Koutoupes ASME Paper № IMECE. Pp. 2015-53025.

7. Li W., Mehnen J. *Cloud Manufacturing: Distributed Computing Technologies for Global and Sustainable Manufacturing*, Springer // New York. 2013.

8. A Cloud-Based Approach for Maintenance of Machine Tools and Equipment Based on Shop-Floor Monitoring / D. Mourtzis, E. Vlachou, N. Milas, and N. Xanthopoulos // *Proc. CIRP*. 2015. № 41(1). Pp. 655–660.

Поступила 03.09.2020; принята к публикации 20.10.2020

Информация об авторах

Добрынин Степан Леонидович – аспирант кафедры электропривода, автоматике и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: Stepan2699@gmail.com

Бурковский Виктор Леонидович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: BVL@vorstu.ru

MONITORING AND PREDICTIVE ANALYTICS OF TECHNOLOGICAL EQUIPMENT ON THE BASED OF INDUSTRIAL INTERNET OF THINGS

S.L. Dobrynin, V.L. Burkovskiy

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: we carried out a review of technologies within the framework of the concept of the fourth industrial revolution; we considered examples of the implementation of new models of process control based on the industrial Internet of things. We described the technical structure of the main subsystems of the monitoring and control system to increase awareness of the actual state of production resources in particular machine tools and additive equipment in real time. The architecture of the proposed system consists of a data acquisition device (DAD) that implements fast and efficient data collection from machines and a gateway that transfers the liquid part of information to the cloud storage for further processing and analysis. We carried out the data transmission at two levels, locally in the workshop, using a wireless sensor network (WSN) based on ZigBee protocol stack from the data acquisition device to the gateways and from the gateways to the cloud using Internet protocols. An algorithm was developed for initializing communication protocols between a data acquisition device and a gateway, as well as an algorithm for detecting network malfunctions. Calculating the actual machining time of machine subsystems allows us to more efficiently scheduling preventive maintenance rather than performing maintenance tasks at fixed intervals without considering equipment usage

Key words: distributed control systems, industrial Internet of things, monitoring, predictive analytics, wireless networks, microcontroller

References

1. Dobrynin S.L., Burkovskiy V.L., Boldyrev I.A. “The problem of the implementation of the Internet of things as the technological basis of modern intellectual production”, *Proc. of the XXIV International Scientific-Practical Conf.: Priority Directions of Development of Science and Technology (Prioritetnye napravleniya razvitiya nauki i tekhnologii: doklady XXIV mezhdunarodnoy nauch.-prakt. konf.)*, ed. V.M. Panarin, Tula, Innovatsionnyye tekhnologii, 2018, pp. 173–175.
2. Bagheri B., Yang S., Kao H.A., Lee J. “Cyber-physical systems architecture for self-aware machines in Industry 4.0 environment”, *IFAC PapersOnLine*, 2017, no. 48(3), pp. 1622–1627.
3. Boronin P., Kucheryavyy A. “Internet of things as a new concept for the development of communication networks”, *Information Technologies and Communications (Informatsionnye tekhnologii i kommunikatsii)*, 2014, no. 3, pp. 7–29.
4. Okhtilev M.Yu., Sokolov B.V., Yusupov R.M. “Intelligent technologies for monitoring and controlling the structural dynamics of complex technical objects” (“Intellektual'nye tekhnologii monitoringa i upravleniya strukturnoy dinamiko slozhnykh tekhnicheskikh ob"ektov”), Moscow, Nauka, 2006, 410 p.
5. Itskovich E.L. “The development of industrial control systems within the framework of the concept Industry 4.0 (Industry 4.0)”, *Sensors and Systems (Datchiki i sistemy)*, 2017, no. 7 (216), pp. 52–63.
6. Mourtzis D., Vlachou E., Doukas M., Kanakis N., Xanthopoulos N., Koutoupes A. “Cloud-based adaptive shop-floor scheduling considering machine tool availability”, *ASME*, paper no. IMECE, pp. 2015-53025.
7. Li W., Mehnen J. “Cloud manufacturing: distributed computing technologies for global and sustainable manufacturing”, New York, Springer, 2013.
8. Mourtzis D., Vlachou E., Milas N., Xanthopoulos N. “A Cloud-based approach for maintenance of machine tools and equipment based on shop-floor monitoring”, *Proc. of CIRP*, 2015, no. 41(1), pp. 655–660.

Submitted 03.09.2020; revised 20.10.2020

Information about the authors

Stepan L. Dobrynin, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: Stepan2699@gmail.com

Viktor L. Burkovskiy, Dr. Sc. (Technial), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: BVL@vorstu.ru

ПОИСК КИНЕТИЧЕСКИХ КОНСТАНТ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ПРОЦЕССОВ ПОЛИЦЕНТРОВОЙ БЕЗОБРЫВНОЙ ПОЛИМЕРИЗАЦИИ ДИЕНОВ

Э.Р. Гиззатова¹, С.Л. Подвальный², С.И. Спивак³

¹Стерлитамакский филиал Башкирского государственного университета,
г. Стерлитамак, Россия

²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

³Башкирский государственный университет, г. Уфа, Россия

Аннотация: приводится методика решения обратной кинетической задачи поиска констант скоростей полимеризационного процесса для кинетически неоднородных каталитических систем Циглера-Натта. Неоднородность катализаторов рассматривается как существование нескольких типов активных центров, параллельно друг другу ведущих процессы роста и обрыва полимерных цепей. Кинетическая схема процесса исключает материальный обрыв цепи, что влечет передачу активности с одного центра на другой. Наблюдаемое условие постоянства концентрации активных центров является уравнением материального баланса полимеризационной системы. Оно соблюдается в математической модели, описывающей процесс в виде автономной системы, содержащей бесконечное число обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка по мономеру, преобразованной методом моментов к конечному виду. Отмечено, что статистические моменты, присутствующие в системе дифференциальных уравнений, являются начальными моментами молекулярно-массового распределения. На их основе даны аналитические зависимости для искомого средних молекулярных масс образующихся полимеров на каждом типе активных центров и всего полимерного образца. Расчетный эксперимент проведен для процесса полимеризации изопрена на 4-центровой ванадийсодержащей каталитической системе с целью получения решения обратной кинетической задачи. Найден совокупный набор констант скоростей элементарных стадий процесса. Показаны графические иллюстрации сравнений расчетов и экспериментов по значениям средних молекулярных масс по каждому типу активных центров и всего полимера в целом

Ключевые слова: полимеризация, математическая модель, кинетическая неоднородность, метод моментов, катализаторы Циглера-Натта

Введение

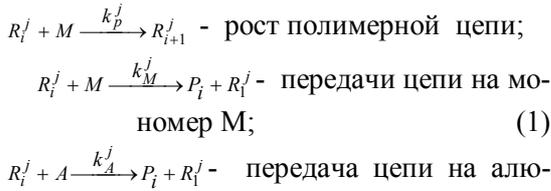
Исследования кинетически неоднородных систем полимеризации Циглера-Натта были начаты еще в конце XX века [1, 2]. Возникающие неопределенности в описании молекулярных характеристик получаемого образца полимера, таких как среднемассовая молекулярная масса, коэффициент полидисперсности, явились следствием использования одноцентровой модели каталитической системы [3], в то время как экспериментальные исследования показали возможность одновременного существования нескольких типов активных центров, различающихся своими кинетическими параметрами [4, 5]. В связи с этим, возникла задача создания математической модели, которая бы решала вопросы адекватного описания молекулярных характеристик, при этом учитывала наличие нескольких типов активных центров, ведущих процесс полимеризации. Такая модель должна иметь возможность воспроизводить основные отличительные свойства кинетически неоднородных систем: полидисперсность полимера

больше 2 и мультимодальность самого молекулярно-массового распределения (ММР) [4], что согласовывается с данными гельпроникающей хроматографии при измерении ММР.

Построение математической модели, которая бы удовлетворяла требуемым условиям, привело к необходимости построения методики расчета искомого молекулярных характеристик и кинетических параметров. Поиск последних, в свою очередь, решает обратная кинетическая задача, относящая к классу некорректно поставленных задач ввиду ограниченности экспериментально получаемых данных. В настоящей работе представлен модифицированный подход к решению задачи моделирования процессов полимеризации с учетом наличия в системе нескольких активных центров и соответственно теоретического воспроизведения кривой ММР с ее брутто-средними: средне-численный и среднемассовый молекулярные веса и полидисперсность, которые наилучшим образом соответствуют поведению этих характеристик на временных интервалах наблюдения в натурном эксперименте.

Постановка задачи

В данной работе кинетическая неоднородность полимеризационных систем рассматривается как существование ряда различающихся своими кинетическим константами активных центров (АЦ), параллельно ведущих рост и кинетический обрыв полимерных цепей [5, 6]. Математическая модель такого процесса по сравнению с одноцентровой моделью увеличивается по размерности во столько раз, сколько таких центров выделено. Соответственно сама кинетическая схема процесса тоже увеличивается с учетом постулированного параллелизма. В качестве практического примера далее рассматривается процесс полимеризации диенов на ванадиевых и неодим-содержащих катализаторах. В этом случае в соответствии с предположениями, указанными в [6], будем считать процесс безобрывным и для математического моделирования в предположении мгновенного инициирования выделять только три стадии:



здесь приняты следующие обозначения:

j – номер типа активных центров (АЦ), в общем случае их может быть n ;

k_p^j, k_M^j, k_A^j – значения констант скоростей стадий роста цепей, а также стадий передачи цепи на мономер и АОС для каждого j -го АЦ, соответственно;

R_i^j – полимерная цепь с активным (растущим) концевым звеном, содержащая i звеньев мономера, и образованная на каждом j -м типе АЦ;

P_i – неактивная (мертвая) полимерная цепь, полученная в результате передачи цепи от любого типа АЦ.

С учетом принятых обозначений, модель процесса многоцентровой полимеризации, построенная согласно законам химической кинетики и на основании представленной кинетической схемы (1), будет записана в виде (2):

$$\begin{aligned}
 \frac{dM}{dt} &= -M \sum_{j=1}^n k_p^j C_a^j \\
 \frac{dA}{dt} &= -A \sum_{j=1}^n k_A^j C_a^j \\
 \frac{dR_1^j}{dt} &= -k_p^j M R_1^j + (k_M^j M + k_A^j A) \sum_{i=2}^{\infty} R_i^j
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{dR_1^j}{dt} &= (k_M^j M + k_A^j A) R_1^j \\
 \frac{dR_i^j}{dt} &= k_p^j M (R_{i-1}^j - R_i^j) - (k_M^j M + k_A^j A) R_i^j, \quad i \geq 2 \\
 \frac{dP_i^j}{dt} &= (k_M^j M + k_A^j A) R_i^j, \quad i \geq 2
 \end{aligned}$$

Начальные данные для которой:

$$\begin{aligned}
 M^{(0)} &= M(0), \quad A^{(0)} = A(0), \\
 C_a^j(0) &= R_1^j(0), \quad P_i^j(0) = 0, \\
 R_i^j(0) &= P_i^j(0) = 0, \quad i \geq 2, \quad 1 \leq j \leq n.
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

В связи с тем, что принятая кинетическая схема не содержит стадий материального обрыва цепей, система (2-3) будет иметь бесконечную размерность и ее прямое решение будет затруднительно без дальнейших преобразований.

Построение нестационарной модели полицентровой системы полимеризации

В предположении принципа суперпозиции и по аналогии с одноцентровой моделью, расчет среднечисленного и среднемассового молекулярных весов распределения ММР будем определять [7] по соотношениям:

$$\begin{aligned}
 M_N^j &= M_1 \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \left[\sum_{j=1}^n (R_i^j(t) + P_i^j(t)) \right] \cdot i}{\sum_{i=1}^{\infty} \left[\sum_{j=1}^n (R_i^j(t) + P_i^j(t)) \right]} \\
 M_W^j &= M_1 \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \left[\sum_{j=1}^n (R_i^j(t) + P_i^j(t)) \right] \cdot i^2}{\sum_{i=1}^{\infty} \left[\sum_{j=1}^n (R_i^j(t) + P_i^j(t)) \right] \cdot i}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

здесь M_1 – молекулярная масса одного мономерного звена;

j – номер типа АЦ, ведущего полимеризацию;

P_i^j – образовавшаяся полимерная цепь с i звеньями, полученная с j -го типа АЦ.

Вводя в использование статистические моменты k -х порядков растущих и образованных полимерных цепей [7]

$$\mu_k^j = \sum_{i=2}^{\infty} i^k R_i^j, \quad \lambda_k^j = \sum_{i=2}^{\infty} i^k P_i^j, \tag{5}$$

можно перейти к системе (6) с начальными данными (7), которая имеет ограниченное число обыкновенных дифференциальных уравнений и отличается от системы (2)-(3) заменой бесконечных сумм, стоящих в правых частях уравнений, на соответствующие моменты от нулевого до второго порядка [6, 7]:

$$\begin{aligned}
 \frac{dM}{dt} &= -M \sum_{j=1}^n k_p^j C_a^j \\
 \frac{dA}{dt} &= -A \sum_{j=1}^n k_A^j C_a^j \\
 \frac{dR_1^j}{dt} &= -k_p^j MR_1^j + (k_M^j M + k_A^j A) \mu_0^j \\
 \frac{dP_1^j}{dt} &= (k_M^j M + k_A^j A) R_1^j \\
 \frac{d\mu_0^j}{dt} &= k_p^j MR_1^j - (k_M^j M + k_A^j A) \mu_0^j \\
 \frac{d\mu_1^j}{dt} &= 2k_p^j MR_1^j + k_p^j M \mu_0^j - (k_M^j M + k_A^j A) \mu_1^j \\
 \frac{d\mu_2^j}{dt} &= 4k_p^j MR_1^j + k_p^j M \mu_0^j + 2k_p^j M \mu_1^j - (k_M^j M + k_A^j A) \mu_2^j \\
 \frac{d\lambda_k^j}{dt} &= (k_M^j M + k_A^j A) \lambda_k^j, k = 0, 1, 2
 \end{aligned} \quad (6)$$

с начальными условиями:

$$\begin{aligned}
 M(0) &= M^{(0)}, A(0) = A^{(0)}, R_1^j(0) = C_a^j(0), P_1^j(0) = 0, \\
 \mu_0^j(0) &= \mu_2^j(0) = \mu_1^j(0) = 0, \\
 \lambda_0^j(0) &= \lambda_1^j(0) = \lambda_2^j(0) = 0, 1 \leq j \leq n \quad (7)
 \end{aligned}$$

Поиск решения системы (6) с начальными условиями (7) при данных и известных априори наборах значений констант скоростей элементарных стадий процесса $\{ (k_p^j, k_M^j, k_A^j) \mid 1 \leq j \leq n \}$ дает возможность получить значения средних молекулярных масс на каждом типе АЦ. К тому же можно решать систему обыкновенных дифференциальных уравнений (2)-(3) путем принудительного ограничения системы допустимым числом i_{max} – максимальным числом звеньев растущей полимерной цепи. Это решение прямой кинетической задачи для полицентровых систем полимеризации.

Однако поскольку экспериментально получаемое значение средних ММ образца полимера является алгебраической суммой средних ММ для каждого типа АЦ [6], то соответствующие формулы приобретут вид (8):

$$\begin{aligned}
 M_n(t) &= \sum_{j=1}^n \frac{W_M^j + W_A^j}{W_M + W_A} M_n^j(t) \\
 M_w(t) &= \sum_{j=1}^n \frac{W_p^j}{W_p} M_w^j(t)
 \end{aligned} \quad (8)$$

где W_M^j, W_A^j, W_p^j – соответствующие значения скоростей обрывов и роста цепей для каждого типа активных центров в момент времени t .

Но актуальной проблемой при решении обратных кинетических задач является поиск значений кинетических констант скоростей элементарных реакций роста и передач цепей для каждого типа активных центров [8, 9]. И здесь требуется определить полный набор значений $\{ (k_p^j, k_M^j, k_A^j) \mid 1 \leq j \leq n \}$.

Аналогично одноцентровой модели на первом шаге решения обратной кинетической задачи для каждого типа АЦ ищется минимум функционала:

$$Z_1^j(C_a^j, k_p^j) = \sum_{i=1}^m (U_{exp}^j(t_i) - U_{calc}^j(t_i))^2 \rightarrow \min \quad (9)$$

Далее с уже известными значениями констант скоростей роста и концентраций активных центров для каждого j -го типа АЦ необходимо получить решение системы дифференциальных уравнений (6) с начальными условиями (7). Тогда возможен переход ко второму шагу при решении обратной кинетической задачи:

$$Z_2^j(k_p^j, k_M^j, k_A^j) = \sum_{i=1}^m (M_n^{j,exp}(t_i) - M_n^{j,calc}(t_i))^2 \quad (10)$$

зключающемуся в минимизации функционала (10) как среднеквадратического отклонения экспериментальных значений среднечисловых ММ от их расчетных аналогов.

Полученный таким образом комплекс оптимальных решений для каждого j -го типа АЦ будет определять оптимальное решение обратной кинетической задачи для полицентровой системы полимеризации [6].

Алгоритм решения обратной кинетической задачи

Таким образом, используя кинетический подход при моделировании сложных процессов полимеризации, выстраивается методика нахождения значений констант скоростей, а также оценки их интервалов неопределенности. Основой методики является способ деления одной задачи на несколько подзадач соответственно количеству типов активных центров, участвующих в процессе. Параллельное численное решение схожих задач позволяет определять требуемые значения констант скоростей элементарных реакций процесса по каждому типу АЦ, при этом допускается сужение области их поиска, что является эффективным средством минимизации временных затрат при компьютерном исчислении.

С использованием численных методов решения обратной кинетической задачи для многоцентровой каталитической системы Циглера-Натта на примере процесса полимеризации изопрена на системе $\text{VOCl}_3\text{-Al}(\text{i-C}_4\text{H}_9)_3$ с исходными данными: $T = 25^\circ\text{C}$, толуол, $\text{CM}(0) = 1$ моль/л, $\text{CV} = 0,005$ моль/л, $\text{Al/V} = 2$ были найдены таблицы расчета зависимостей по средним молекулярным массам образующегося полидиена.

При этом предрасчетный анализ имеющихся молекулярно-массовых распределений, показал существование в системе 4-х типов ак-

тивных центров [8]. Получаемое распределение имеет несколько всплесков активности обрывов по количеству типов АЦ. Анализ всплесков позволяет рассчитать абсциссы пиков как значения среднечисленных молекулярных масс полидиена, образованного на каждом типе АЦ, а также площади составных частей распределения в долях, сопоставляя их с кинетической активностью каждого центра α^j :

$$\alpha^j = k_p^j \cdot C_a^j \quad (11)$$

Решение обратной кинетической задачи шло как последовательное сравнение расчетных и экспериментальных значений среднечисленных ММ, получаемых в ходе решения системы (6)-(7). При этом в качестве оптимизационного метода для поиска минимумов функционалов (9)-(10), то есть поиска оптимальных значений констант скоростей, был выбран метод Хука-Дживса, а для решения систем (6)-(7) численный метод Рунге-Кутты IV порядка.

Кинетические константы по 4-м типам АЦ для процесса полимеризации изопрена на системе VOCl_3 - ТИБА

Типы АЦ	I	II	III	IV
$C_a \cdot 10^6$, моль/л	535	108	13,4	0,0262
$k_p \cdot 10^2$, л/моль·мин	0,054	0,61	5,18	66,4
$k_{м}$, л/моль·мин	10,8±0,2	13,6±0,5	19,4±1,3	21,9±0,01
$k_{д}$, л/моль·мин	1,1±1,8	0,9±1,3	1,9±2,1	0,2±0,1

На нижеследующих рисунках приведены результаты решения прямой кинетической задачи со значениями кинетических констант из таблицы.

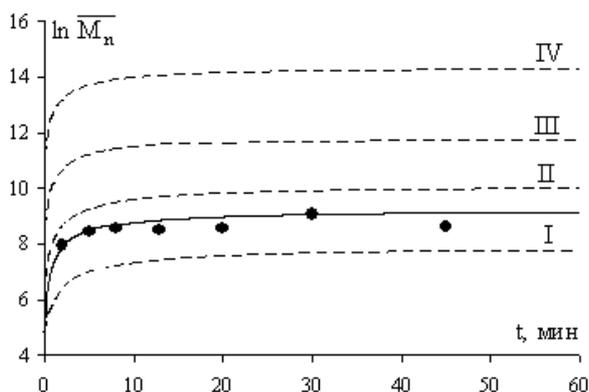


Рис. 1. Графические иллюстрации по изменениям значений среднечисленных молекулярных масс по времени: штрих – значения средних ММ по каждому типу АЦ, найденные по формуле (4); линия – значения среднечисленной ММ всего образца полидиена, полученное по формуле (8); точки – эксперимент

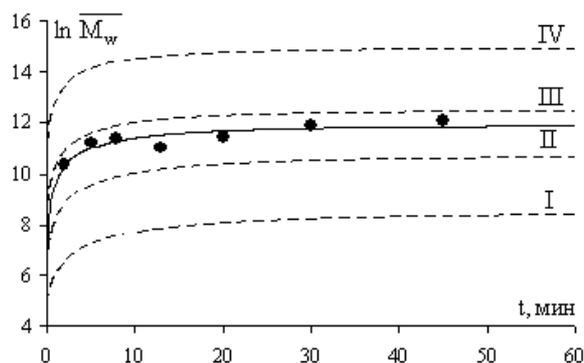


Рис. 2. Графические иллюстрации по изменениям значений среднемассовых молекулярных масс по времени: штрих – значения средних ММ по каждому типу АЦ, найденные по формуле (4); линия – значения среднемассовой ММ всего образца полидиена, полученное по формуле (8); точки – эксперимент

На рис. 1 и рис. 2 приведены графики изменений значений, полученных расчетным и экспериментальным путями, для среднечисленных (рис. 1) и среднемассовых (рис. 2) ММ полидиена. Видно, что величина наклона штриховых линий на графиках пропорциональна значениям констант скоростей роста цепей для каждого типа АЦ. Это проявляется в том, как возрастают номера типов АЦ, соответствующих штриховым линиям. Анализ рисунков показывает, что значение коэффициента полидисперности (отношения среднемассовой ММ к среднечисленной ММ) больше 2, ввиду полицентровости системы, вызывает увеличение значения среднемассовой ММ для всего образца полимера. Поэтому на рис. 1 аддитивная кривая среднечисленной ММ находится между кривыми, соответствующими 1-му и 2-му типам АЦ, на рис. 2 аддитивная кривая по среднемассовой ММ располагается между 2-м и 3-м типами АЦ. Именно согласованность расчетных и экспериментальных данных [10, 11] по средним ММ свидетельствует об адекватности проводимой методики деления решения обратной кинетической задачи на количество типов АЦ. Такая кинетическая модель – системы уравнений (6-7), может быть интерпретирована как основной кинетический модуль при переходе к многоуровневой модели непрерывного процесса в одном или нескольких реакторах [12] при дополнении ее модулями гидродинамики, теплопередачи и перехода от параметров ММР к физико-механическим характеристикам полимера.

Выводы

В результате приведенных исследований можно сделать вывод, что добиться и получить

решение обратной кинетической задачи для многоцентровых каталитических систем полимеризации диеновых углеводородов невозможно без способа отделения одних активных центров от других. Это не только позволяет идентифицировать работу каждого типа АЦ в процессе образования полимера, но определять весь комплекс кинетических констант.

Для моделирования процессов нестационарной полимеризации диенов на ванадийсодержащей каталитической системе класса Циглера-Натта разработана усовершенствованная модель, позволяющая определить основные характеристики молекулярно-веса распределения (средне-численный и средне-массовый молекулярные веса и полидисперсность полимера).

Для повышения точности модели разработан и реализован алгоритм поэтапного решения обратной кинетической задачи определения неизвестных кинетических параметров путем формулировки нескольких вспомогательных оптимизационных задач и их решения методом Хука-Дживса на всем временном интервале полимеризации. Сравнение экспериментальных и теоретических данных показало адекватность разработанной математической модели, которая может служить основой для перехода к многоуровневой модели непрерывного процесса в каскаде реакторов.

Литература

1. Строение активных центров полимеризации диенов на катализаторах Циглера-Натта / К.С. Минскер, О.А. Пономарев, М.М. Карпасас, Г.С. Ломакин, Ю.Б. Монаков // Высокомолекулярные соединения. Сер. А. 1982. Т. 24. С. 1360-1367.
2. Монаков Ю.Б., Муллагалиев И.Р., Харитонов Е.Ю. Кинетические параметры полимеризации бутадиена на каталитической системе VOCl_3 – диалкилалюминий // Высокомолекулярные соединения. Сер. А. 2002. Т. 44. № 2. С. 220-225.

3. Математическое моделирование процесса синтеза бутадиенового каучука на неодимсодержащей каталитической системе / Г.А. Аминова, Г.В. Мануйко, В.В. Бронская, Т.В. Игнашина, А.И. Исмагилова, Г.С. Дьяконов // Высокомолекулярные соединения. Сер. А. 2006. Т. 48. № 8. С. 1495-1501.

4. Монаков Ю.Б., Сигаева Н.Н. Полицентровость каталитических систем в полимеризационных процессах // Высокомолекулярные соединения. Сер. С. 2001. Т. 43. № 9. С. 1667-1688.

5. Кинетическая неоднородность титанового катализатора при интенсификации перемешивания реакционной смеси в процессе полимеризации бутадиена / В.З. Мингалеев, В.П. Захаров, И.А. Ионова, А.А. Мусин, С.Ф. Урманчеев, Ал. Ал. Берлин, Ю.Б. Монаков // Высокомолекулярные соединения. Сер. Б. 2008. Т. 50. № 12. С. 2174-2180.

6. Гиззатова Э.Р. Обратные задачи химической кинетики для кинетически неоднородных реакций полимеризаций: автореферат дис. ... д-ра физ.-мат. наук 02.00.04, 05.13.18. Уфа. 2015. 32 с.

7. Подвальный С.Л. Моделирование промышленных процессов полимеризации. М.: Химия, 1979. 350 с.

8. Обратная кинетическая задача ионно-координационной полимеризации диенов / Т.С. Усманов, Э.Р. Максютова, И.К. Гагауллин, С.И. Спивак, С.М. Усманов, Ю.Б. Монаков // Высокомолекулярные соединения. Сер. А. 2003. Т. 45. № 2. С. 181-187.

9. Гагауллин И.К. Математическое моделирование кинетически неоднородных неодимсодержащих каталитических систем в ионно-координационной полимеризации бутадиена: автореферат дис. ... канд. хим. наук 02.00.17. Уфа. 2004. 22 с.

10. Кинетическая неоднородность активных центров при полимеризации бутадиена на титансодержащих катализаторах / И.Р. Миргалиева, И.Р. Муллагалиев, Е.А. Глухов, Ю.Б. Монаков // Известия Вузов. Химия и химическая технология. 2008. Т. 51. Вып. 6. С. 72-75.

11. Гиззатова Э.Р., Янбеков М.С., Спивак С.И. Динамика кривой молекулярно-массового распределения в процессе полимеризации бутадиена на каталитической системе NdCl_3 – 3ТБФ – ТОА // Системы управления и информационные технологии. 2016. № 4-1(66). С. 133-137.

12. Подвальный С.Л., Барабанов А.В. Модульная структура системы многоальтернативного моделирования процессов полимеризации // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 5-1. С. 41-43.

Поступила 04.09.2020; принята к публикации 20.10.2020

Информация об авторах

Гиззатова Эльвира Раисовна – д-р физ.-мат. наук, профессор, Стерлитамакский филиал Башкирского государственного университета (453103, Россия, Республика Башкортостан, г. Стерлитамак, проспект Ленина, 49), e-mail: makella@rambler.ru, тел. +7(917)424-15-55

Подвальный Семен Леонидович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: spodvalny@yandex.ru, тел. +7(929)011-21-53

Спивак Семен Израилевич – д-р физ.-мат. наук, профессор, Башкирский государственный университет (450076, Россия, Республика Башкортостан, г. Уфа, ул. Заки Валиди, 32), e-mail: semen.spivak@mail.ru, тел. +7(917)444-86-11

SEARCH FOR KINETIC CONSTANTS IN MODELING THE PROCESSES OF POLYCENTERS NON-BREAK POLYMERIZATION OF DIENES

E.R. Gizzatova¹, S.L. Podvalny², S.I. Spivak³

¹Sterlitamak Branch of Bashkir State University, Sterlitamak, Bashkortostan Republic, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia
³Bashkir State University, Ufa, Bashkortostan Republic, Russia

Abstract: we present a technique for solving the inverse kinetic problem of finding the rate constants of the polymerization process for kinetically inhomogeneous catalytic systems of the Ziegler-Natta. We consider inhomogeneity of catalysts as the existence of several types of active centers, parallel to each other leading processes of growth and termination of polymer chains. The kinetic scheme of the process excludes material breaking of the chain, which entails the transfer of activity from one center to another. The observed condition for the constancy of the concentration of active centers is the material balance equation for the polymerization system. It is observed in a mathematical model that describes the process in the form of an autonomous system containing an infinite number of ordinary differential equations of the first order in monomer, transformed by the method of moments to a finite form. We note that the statistical moments present in the system of differential equations are the initial moments of the molecular weight distribution. On their basis, we give analytical dependences for the desired average molecular weights of the resulting polymers on each type of active centers and the entire polymer sample. We carried out a computational experiment for the process of isoprene polymerization on a 4-center vanadium-containing catalytic system in order to obtain a solution to the inverse kinetic problem. We found a cumulative set of rate constants for elementary stages of the process. We show graphical illustrations of comparisons of calculations and experiments on the values of the average molecular weights for each type of active site and the entire polymer as a whole

Key words: polymerization, mathematical model, kinetical inhomogeneity, method of moments, Ziegler-Natta catalysts

References

1. Minsker K.S., Ponomarev O.A., Karpasas M.M., Lomakin G.S., Monakov Yu.B. "Structure of active polymerization centres of dienes on Ziegler-Natta catalysts", *High Molecular Weight Compounds (Vysokomolekulyarnye soedineniya. Ser. A)*, 1982, vol. 24, no. 7, pp. 1719-1724.
2. Monakov Yu.B., Mullagaliev I.R., Kharitonova E.Yu "The kinetic parameters of butadiene polymerization with a VOCl_3 -dialkylmagnesium catalyst system", *High Molecular Weight Compounds (Vysokomolekulyarnye soedineniya. Ser. A)*, 2002, vol. 44, no. 2, pp. 119-123.
3. Aminova G.A., Manuiko G.V., Bronskaya V.V., Ignashina T.V., Ismagilova A.I., D'Yakonov G.S. "Mathematical modeling of butadiene rubber synthesis process on neodymium-containing catalyst system", *High Molecular Weight Compounds (Vysokomolekulyarnye soedineniya. Ser. A)*, 2006, vol. 48, no. 8, pp. 881-886.
4. Monakov B.Yu., Sigaeva N.N. "Active site multiplicity of catalytic systems in polymerization processes", *High Molecular Weight Compounds (Vysokomolekulyarnye soedineniya. Ser. C)*, 2001, vol. 43, no. 1, pp. 61-80.
5. Mingaleev V.Z., Ionova I.A., Monakov Y.B., Zakharov V.P., Musin A.A., Urmancheev S.F., Berlin A.A. "Kinetic nonuniformity of a titanium catalyst in the polymerization of butadiene: effect of intensifying stirring of the reaction mixture", *High Molecular Weight Compounds (Vysokomolekulyarnye soedineniya. Ser. B)*, 2008, vol. 50, no. 11-12, pp. 351-355.
6. Gizzatova E.R. "Inverse problems of chemical kinetics for kinetically inhomogeneous reactions polymerizations" ("Obratnye zadachi khimicheskoy kinetiki dlya kineticheskii neodnorodnykh reaktsiy polimerizatsiy"), abstract of Dr. Phys.-Math. Sc. diss., 02.00.04, 05.13.18, Ufa, 2015, 32 p.
7. Podvalny S.L. "Industrial polymerization process modeling" ("Modelirovanie promyshlennykh protsessov polimerizatsii"), Moscow, Khimiya, 1979, 350 p.
8. Usmanov T.S., Monakov Yu.B., Maksyutova E.R., Gataullin I.K., Spivak S.I., Usmanov S.M. "Inverse kinetic problem for ion-coordination polymerization of dienes", *High Molecular Weight Compounds (Vysokomolekulyarnye soedineniya. Ser. A)* 2003, vol. 45, no. 2, pp. 79-84.
9. Gataullin I.K. "Mathematical modeling of kinetically inhomogeneous neodymium-based catalytic systems in ion-coordination polymerization of butadiene" ("Matematicheskoe modelirovanie kineticheskii neodnorodnykh neodimsoderzhashchikh kataliticheskikh sistem v ionno-koordinatsionnoy polimerizatsii butadiena"), abstract of Cand. Chem. Sc. diss., 02.00.17, Ufa, 2004, 22p.
10. Mirgalieva I.R., Mullagaliev I.R., Gluhov E.A., Monakov Yu.B. "Kinetic heterogeneity of active centers at butadiene polymerization on titanium containing catalytic systems", *Russian Journal Of Chemistry And Chemical Technology (Izvestiya Vuzov. Khimiya i khimicheskaya tekhnologiya)*, 2008, vol. 51, no. 6, pp. 72-75.
11. Gizzatova E.R., Yanbekov M.S., Spivak S.I. "Dynamics of molecular-mass distribution in process polymerization of butadiene on catalysts system NdCl_3 -3TBP-TOA", *Control Systems and Informational Technologies (Sistemy upravleniya i informatsionnye tekhnologii)*, 2016, no. 4-1(66), pp. 133-137.
12. Podvalny S.L., Barabanov A.V. "Modular structure system of multy-alternative polymerization process modeling", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2013, vol 9, no. 35-1, pp. 41-43.

Submitted 04.09.2020; revised 20.10.2020

Information about the authors

Elvira R. Gizzatova, Dr. Sc. (Physics and Mathematics), Professor, Starlitamak Branch of Bashkir State University (49, Prospekt Lenina, Sterlitamak 453103, Bashkortostan Republic, Russia), e-mail: makella@rambler.ru, tel. +7(917)424-15-55
Semyen L. Podvalny, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14, Moskovskiy Prospekt, Voronezh 394016, Russia), e-mail: spodvalny@yandex.ru, tel. +7(929)011-21-53
Semyen I. Spivak, Dr. Sc. (Physics and Mathematics), Professor, Bashkir State University (32, Zaki Validi st, Ufa 450076, Bashkortostan Republic, Russia), e-mail: semen.spivak@mail.ru, tel. +7(917)444-86-11

DOI 10.36622/VSTU.2020.16.5.003
УДК 681.53

УПРАВЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРОЙ В ПРОЦЕССЕ ТРЁХМЕРНОЙ ПЕЧАТИ НА ОСНОВЕ ИЗМЕНЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ НАГРЕВАЕМОГО СОПЛА

А.А. Осколков, И.И. Безукладников, Д.Н. Трушников

Пермский национальный исследовательский политехнический университет, г. Пермь, Россия

Аннотация: статья посвящена трёхмерной печати по технологии FFF/FDM. Большинство существующих на рынке FDM 3D-принтеров используют косвенный резистивный метод нагрева сопла и стандартные термоэлектрические методы контроля температуры, что обуславливает высокую тепловую инерционность системы нагрева и невозможность обеспечения достаточной скорости и точности контроля температуры. Невозможность управления температурой сопла в процессе печати приводит к непостоянному качеству межслоевого спекания и неоднородности внутреннего объёма напечатанных изделий. Для минимизации или устранения перечисленных недостатков используется индукционная система нагрева сопла минимальной тепловой массы. При этом для контроля температуры сопла предлагается резонансный (вихретоковый) метод. Для реализации данного метода контроля температуры требуется определить зависимость электрических параметров материала сопла от температуры. Для определения данной зависимости был разработан лабораторный стенд, состоящий из источника питания, генератора колебаний высокой частоты, катушки индуктора, измерительной катушки, блока регистрации и обработки измерительного сигнала. Представлены методика получения измерительного сигнала и методика обработки измеренного сигнала для получения зависимости величины данного сигнала от температуры. Предложены стратегии управления температурой сопла на основе полученных зависимостей. Представлены результаты экспериментов, подтверждающие заявленные характеристики системы

Ключевые слова: FFF, FDM, 3D-печать, индукционный нагрев, вихретоковый контроль, измерительная катушка, сдвиг фазы, резонанс

Введение

Технология трёхмерной печати методом послойного наплавления (fused deposition modeling, FDM) [1-2] заключается в построении объекта на основе цифровой модели с помощью нанесения расплавленного полимерного материала слой за слоем на рабочий стол через нагреваемое сопло экструдера.

В большинстве существующих принтеров, работающих по технологии FDM, используется косвенный резистивный нагрев. Высокая тепловая инерционность такой системы нагрева, а также низкая скорость и точность работы температурных датчиков (термопары, термисторы, пирометрия) не позволяют осуществлять регулировку температуры в процессе печати, что приводит к непостоянному качеству межслоевого спекания и неоднородности внутреннего объёма изделия.

В данном исследовании предлагается использовать метод индукционного нагрева для устранения присущих FDM/FFF технологии трёхмерной печати недостатков. В ряде исследований представлены системы индукционного нагрева сопла для трёхмерной печати по технологии FDM/FFF [3-9], однако, они обладают

значительной тепловой инерционностью и качественно мало отличаются от стандартных систем, использующих резистивный нагрев.

Индукционный нагрев - это метод бесконтактного нагрева, при котором в электропроводящей среде, находящейся в переменном магнитном поле, индуцируются вихревые токи, при протекании которых в объёме среды выделяется тепло [10].

Бесконтактность индукционного метода нагрева позволяет изолировать тепловую массу нагревателя от тепловой массы нагреваемого элемента. В таком случае в качестве нагревательного элемента выступает индуктор, а в качестве нагреваемого элемента остаётся сопло минимальной тепловой массы. Что более значимо, благодаря маленькой тепловой массе сопла обеспечивается его быстрое охлаждение.

При использовании сопла минимальной массы совместно с индукционным нагревателем большой мощности (масса горячей части < 1 г., толщина стенок сопла 0,5 мм, пиковая мощность нагревателя 700 Вт) возникает проблема высокоскоростного измерения текущей температуры [11]. В данном исследовании используется резонансный (вихретоковый) метод измерения температуры, основанный на анализе ряда температурозависимых параметров в процессе индукционного нагрева. Одним из таких параметров, непосредственно зависящим

от температуры, является магнитная проницаемость материала. В ходе проведенных исследований удалось устранить основные присущие такому методу контроля недостатки, а также обеспечить беспроводное малоинерционное измерение температуры непосредственно в процессе индукционного нагрева.

Для реализации описанного метода требуется установить зависимость электрических параметров сопла от температуры. Исследование данной зависимости осуществлялось на специально подготовленном лабораторном стенде, обеспечивающем высокую точность измерений.

Описание лабораторного стенда

Катушка-индуктор включается в последовательно-параллельный резонансный контур по топологии LCL. Данная топология позволяет обеспечить независимость выходного напряжения индуктора от характеристик нагрузки [12, 13]. Важной особенностью данной топологии является независимость собственной частоты параллельного колебательного контура от параметров других элементов цепи. Следовательно, собственная частота колебательного контура, амплитуда и фазовые характеристики тока будут зависеть только от электрических параметров сопла и индуктора в процессе нагрева. Иначе говоря, данная топология позволяет осуществлять измерения с высокой точностью.

В результате изменения электрического сопротивления и магнитной проницаемости сопла происходит отклонение резонансной частоты цепи от установленной рабочей частоты, в результате чего возникает сдвиг фазы между током и напряжением цепи индуктора.

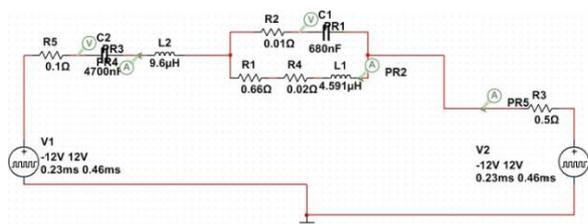


Рис. 1. Колебательный контур топологии LCL

Лабораторный стенд состоит из источника питания с $U=24В$, $I_{max}=30 А$, силового контроллера на базе DRV8302, генератора высокочастотных колебаний на MOSFET-транзисторах и платы управления на базе ARM-микроконтроллера STM32F334R8 производства

STMicroelectronics. Номиналы элементов LCL-резонансного контура были пересчитаны под заранее определённую рабочую частоту $f=120$ кГц. Внешний вид горячей части экспериментального экструдера, а также ферромагнитного сопла приведены на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид лабораторного стенда. Индукционный нагреватель в корпусе-радиаторе

Функциональная схема лабораторного стенда приведена на рис. 3, power – установленная мощность блока питания, x_{error_f} – значение регистрируемого сигнала, temperature – температура сопла в начале и конце измерений.

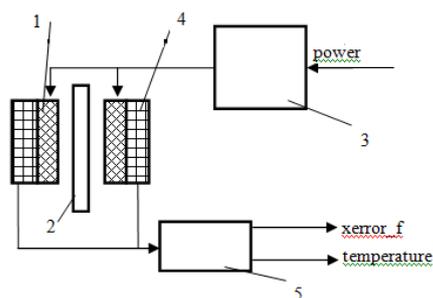


Рис. 3. Функциональная схема системы автоматического управления температурой сопла: 1 - нагревательный индуктор; 2 - сопло; 3 - генератор ВЧ; 4 - измерительная катушка; 5 - блок регистрации и обработки сигнала

Калибровка лабораторного стенда

Необходимо установить эталонное состояние сопла, для которого будет выполняться условие резонанса на частоте в 120 кГц. Эталонное состояние параметров сопла определяется значением его температуры. Назовём это значение эталонной температурой сопла. Работа данного метода будет опираться на величину отклонения параметров системы от эталонных значений в результате изменения температуры сопла.

При этом эталонное значение температуры, на которой будет выполняться условие резонанса необходимо выбрать таким образом, чтобы при нагреве заготовки выполнялось следующее условие. Всему диапазону рабочих температур должно соответствовать некоторое

регистрируемое изменение сдвига фазы между током и напряжением цепи индуктора.

На частотах близких к резонансной величина сдвига фазы изменяется в значительном диапазоне, однако, по мере отклонения от резонансной частоты величина изменения сдвига фазы уменьшается, а в пределе стремится к нулю.

На рис. 4 приведены ФЧХ измеряемого сигнала для случаев линейного изменения сдвига фазы по мере изменения температуры сопла, где $f_{рез}$ - резонансная частота колебательного контура. $f_{pez1}...f_{pez2}$ - область регистрируемых изменений сдвига фазы.

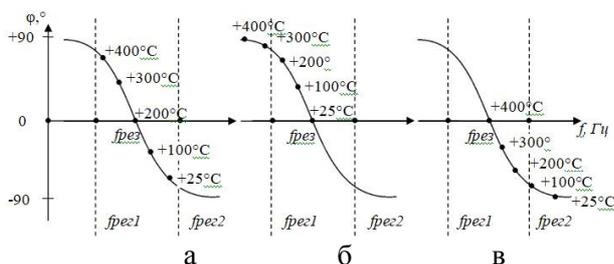


Рис. 4. Область регистрируемых изменений сдвига фаз в зависимости от частоты: а - для $T_{э} = 200\text{ }^{\circ}\text{C}$, б - для $T_{э} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, в - для $T_{э} = 400\text{ }^{\circ}\text{C}$

Таким образом, необходимо в качестве эталонного значения температуры $T_{э}$, для которого будет выполняться условие резонанса (нулевой сдвиг фаз), выбрать величину около $200\text{ }^{\circ}\text{C}$. В таком случае полному диапазону изменения температуры будет соответствовать диапазон изменения фазового сдвига от -90 до $+90$ градусов.

Для измерения величины сдвига фазы требуется осуществить анализ напряжения и тока индуктора. Для выделения токового сигнала осуществляется трансформаторное преобразование. Кроме первичной обмотки индуктора, выполняющей роль генератора электромагнитного излучения, добавляется вторичная обмотка, представляющая собой измерительную катушку, которая электрически изолирована от первой (рис. 5). Такой датчик может считаться безынерционным.



Рис. 5. Катушка-индуктор и измерительная катушка

Определение зависимости электрических параметров сопла (сдвига фазы) от температуры

С помощью экспериментальной установки, описанной ранее, производился нагрев сопла с заданной мощностью на протяжении времени t , за которое температура сопла стабилизировалась. Начальная температура и установившаяся температура измерялись термопарой. В качестве начальной была принята температура окружающей среды равная $25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

На всём протяжении процесса нагрева происходила регистрация значений токового сигнала $хеггор_f$. При этом изменение $хеггор_f$ отражает изменение электрических параметров сопла в процессе нагрева, т.е. отражает изменение температуры сопла.

На основании результатов измерений в программной пакете advanced grapher были построены графики зависимости $хеггор_f$ от времени. График для 10% уровня мощности индуктора представлен на рис. 6.

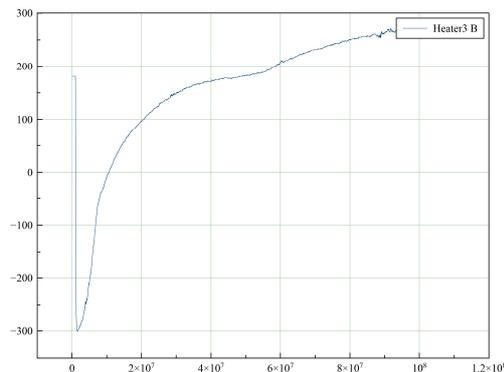


Рис. 6. Графики зависимости $хеггор_f$ от времени для 10% уровня мощности

Исходя из данных, приведённых на рис. 8 можно сделать вывод, что при различных уровнях мощности интенсивность изменения величины $хеггор_f$ отличается. Данный факт обусловливается тем, что при различной напряжённости магнитного поля электрические параметры материала, прибывающего в этом поле, изменяются по-разному. Приведённые результаты эксперимента полностью согласуются с теорией.

Кроме того, наблюдается нелинейный характер изменения величины $хеггор_f$ в процессе нагрева сопла. Изменение магнитной проницаемости материала в процессе изменения температуры носит нелинейный характер, что также полностью согласуется с теорией [14-17].

Для удобства последующей обработки полученных данных количество точек графика было сокращено на три порядка посредством алгоритма Рамера-Дугласа-Пекера, который был реализован в программной среде Microsoft Visual Studio 2017. Алгоритм позволяет сохранить форму графиков, экстремумы и точки перегиба функций [18]. Посредством последующей ручной выборки количество точек было сокращено до 40 соответственно. Полученный после фильтрации график приведен на рис. 7.

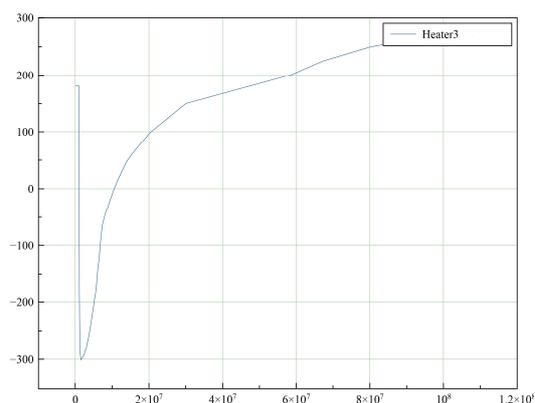


Рис. 7. График зависимости хетгор_f от времени после фильтрации данных

На основе полученных данных методом регрессионного анализа была построена квадратичная функция, отражающая идеальный процесс нагрева сопла (рис. 8).

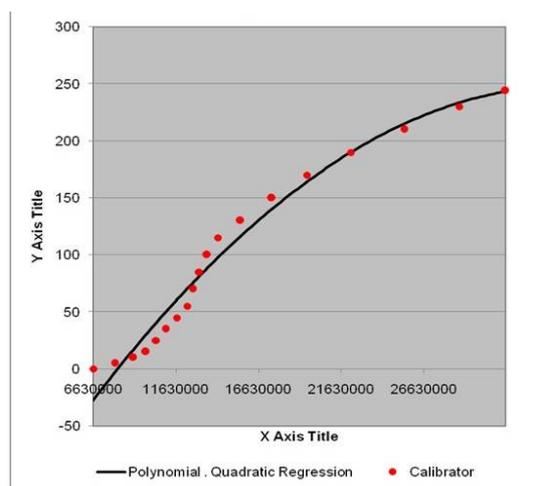


Рис. 8. Результаты регрессионного анализа

Функции, описывающие зависимость температуры тела заданной массы, к которому приложена постоянная мощность, от времени имеют квадратичный характер. Коэффициенты полученной функции приведены в таблице.

Коэффициенты квадратичной функции, описывающей процесс нагрева сопла

Коэффициент	Значение
a	-168,5326
b	0,000023465635996848
c	-0,0000000000000329984

Погрешность аппроксимации составила:
Среднеквадратичное отклонение = 0,972538227672841.

Полученная кривая идеального нагрева масштабируется по оси Y для того, чтобы отражать температуру сопла в процессе нагрева. Для этого требуется вычислить коэффициент равный соотношению установившейся температуры к установившемуся значению хетгор f. После чего для выбранных моментов времени вычисляется значение функции идеального нагрева и умножается на полученный коэффициент. В результате получен массив значений температуры сопла для выбранных моментов времени. На основании полученных данных строится таблица соответствия между температурой сопла и величиной хетгор_f для выбранных моментов времени.

В завершении осуществляется преобразование, результатом которого является кривая зависимости переменной хетгор_f (сдвига фазы) от температуры. На основе результатов преобразования можно сделать выводы о характере зависимости хетгор_f, а значит и электрических параметров сопла, от температуры.

Проверка кривой нагрева осуществлялась с помощью применения термопарного датчика, припаянного на участке рабочей зоны сопла. Кривая реального нагрева, полученная в результате измерений, практически повторяет идеальную кривую нагрева, полученную в результате регрессионного анализа.

Таким образом, полученная зависимость может использоваться в целях контроля и управления температурой в системах аддитивного производства.

Построение математической модели изменения электрических параметров сопла (сдвига фазы) в зависимости от температуры сопла

Из сказанного ранее следует, что для каждого уровня мощности существует своя зависимость величины хетгор_f от температуры.

Таким образом, для обеспечения наиболее эффективного управления процессом аддитивного производства необходимо согласно дей-

ствующему уровню мощности использовать соответствующую зависимость переменной хerror_f от температуры, либо получить функцию хerror_f от двух переменных: температуры и уровня мощности индуктора.

На основании данных, полученных в предыдущем разделе, были построены зависимости величины хerror_f от температуры для разных уровней мощности индуктора. Полученные графики зависимостей отражены на рис. 9. Данные представлены в линеаризованном виде.

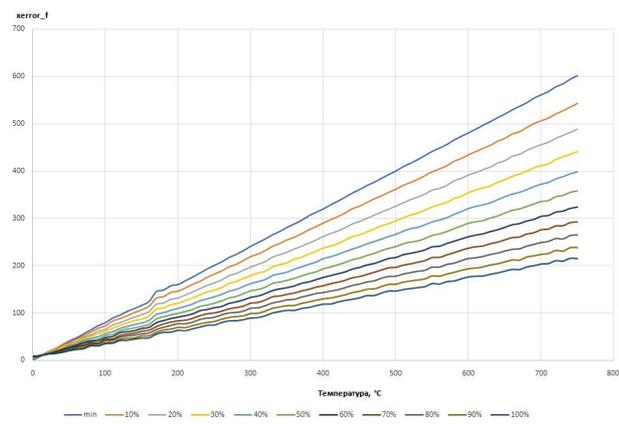


Рис. 9. Зависимость хerror_f от температуры при заданных уровнях мощности

Нелинейный участок зависимости отчетливо наблюдается на всех уровнях мощности при температуре около 170 °С, что говорит о повторяемости результата эксперимента.

В целом, на всех уровнях мощности зависимость хerror_f от температуры близка к линейной. В данном исследовании предлагается использовать одну зависимость, так как основным режимом работы индуктора является работа при низких и средних уровнях мощности 120-250 Вт в диапазоне температур от 170 до 440 °С. Таким образом, работа осуществляется на участках зависимостей, имеющих вид близкий к линейному. Функции, полученные в результате линейной аппроксимации имеющихся зависимостей, допускаются использовать для управления системой. Допустимым является управление системой на основе зависимости для одного уровня мощности (например, 30%) генератора ВЧ согласно уравнению.

$$\text{хerror}_f = \text{temperature} \times 0.583 + 3.176$$

Погрешности аппроксимации составили:

Стандартное отклонение = 1,3954.

Квадратичное отклонение = 0,9998827.

Экспериментальное подтверждение результатов исследования

Индукционный экструдер был установлен на 3D-принтер, после чего было проведено несколько экспериментов по оценке работоспособности экструдера.

Была осуществлена печать нескольких экземпляров тестового изделия (параллелепипеда с основанием 30x30 мм, высотой 5 мм) из ПАБ. Результат печати приведен на рис 10. Все печатные образцы, отпечатанные на скорости экструзии от 5 до 100 мм/с (для сопла 0.4 мм), демонстрируют идентичный внешний вид и механические характеристики, что свидетельствует о высокой равномерности прогрева материала, а также достижении точности удержания температуры сопла в диапазоне $\pm 3^\circ\text{C}$.



Рис. 10. Внешний вид поверхности тестового изделия, отпечатанного из нейлона

Результаты проведенного эксперимента показали значительное увеличение качества печати (отсутствие трещин и расслоений, паразитных истечений расплавленного материала, отсутствие перегретых участков).

Точность контроля и регулировки температуры сопла проверялась калиброванным измерителем температуры UT325 через термопару, приваренную к поверхности рабочей зоны сопла.

На рис. 11 представлен график нагревания и охлаждения индукционного сопла, характеризующий качество разработанной системы управления температурой в процессе трёхмерной печати.

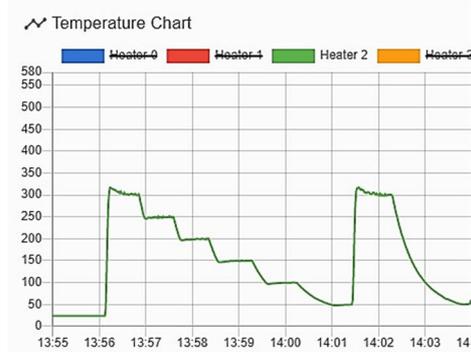


Рис. 11. График нагревания и охлаждения сопла

Заключение

1. Создан лабораторный стенд, состоящий из источника питания с $U=24В$, $I_{max}=30 А$, платы управления на базе ARM-микроконтроллера STM32F334R8 производства STMicroelectronics, разработан генератор ВЧ на основе мостовой транзисторной схемы.

2. Построена математическая модель изменения электрических параметров материала сопла (фазовых и амплитудных характеристик токового сигнала цепи индуктора) в зависимости от температуры для разных уровней мощности индуктора. Характер полученных зависимостей полностью согласуется с теорией. Предложены стратегии регулирования температуры сопла.

3. Проведены эксперименты, подтверждающие высокие скоростные и точностные характеристики предложенного метода контроля и управления температурой сопла в процессе трёхмерной печати. Достигнута точность удержания температуры сопла в диапазоне $\pm 3^{\circ}C$.

Литература

1. ASTM F2792-12A, Standard Terminology for Additive Manufacturing Technologies. ASTM International, West Conshohocken, PA, 2012.
2. Srinivasulu Reddy K., Dufera S. Additive manufacturing technologies // International Journal of Management, Information Technology and Engineering (BEST: IJMITE), 2016, Vol. 4, Issue 7, Pp. 89-112.
3. Tan W.S. Application of induction heating to 3D print low melting point metal alloy: Final Project Summary Report 2015, UNSW@ADFA. 2015, Pp. 1-13.
4. Bauer U., Bandiera N.G., Sachs E.M. Induction heating systems and techniques for fused filament metal

fabrication: Patent 0118252 USA. 2019.

5. Pilavdzis J.L., Buren S.V., Kagan V.G. Apparatus for inductive and resistive heating of an object: Patent 7041944 USA.-2006.

6. A kind of induction, 3D printer extruder: Patent 105216334 China. 2016

7. Elserman M., Versteegh J.A., Zalm E. Inductive nozzle heating assembly: Patent 0094726 USA. 2017.

8. Van Pelt W. Method and printer head for 3D printing of glass: Patent 3042751 Europe. 2016.

9. Stirling R.L., Chilson L., English A. Inductively heated extruder heater: Patent 9596720 USA. 2017.

10. Иродов И.Е. Основные законы электромагнетизма: учеб. пособие для студентов вузов. 2-е, стереотип. М.: Высшая школа, 1991. 288 с.

11. Магнитные свойства вещества. М.: Московский физико-технический институт, 2007. 29 с.

12. Dieckerhoff S., Ruan M. J. and De Doncker, R.W. Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating // In Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE. Vol. 3. Pp. 2039–2045.

13. Электротехнология: учеб. пособие для студентов / А.В. Савушкин, П.Л. Лекомцев, А.М. Ниязов, Н.Л. Олин. Ижевск, 2013. 45 с.

14. Себко В.В. Бесконтактный комплексный многопараметровый вихретоковый контроль образцов слабоферромагнитных и ферромагнитных жидких сред // Электротехника і Електромеханіка. 2011. № 1. С. 53-57.

15. Себко В.В. Вихретоковый многопараметровый метод контроля плоских изделий авиационного оборудования // Авиационно-космическая техника и технология. 2010. № 5. С. 83-90.

16. Себко В.В. Воздействие температуры на магнитную проницаемость и удельное электрическое сопротивление цилиндрического изделия // Электротехника і Електромеханіка. 2003. № 3. С. 44-47.

17. Ворох Д.А., Махов А.И. Резонансный преобразователь с широтно-импульсной регулировкой выходного напряжения // Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь. 2016. Т. 15. № 3. С. 143-155.

18. Алгоритм Рамера-Дуглас-Пекара. URL: <https://karthaus.nl/rdp/> (дата обращения: 10.08.2018).

Поступила 25.08.2020; принята к публикации 20.10.2020

Информация об авторах

Осколков Александр Андреевич - аспирант кафедры сварочного производства, метрологии и технологии материалов, Пермский национальный исследовательский политехнический университет (614990, Россия, г. Пермь, Комсомольский проспект, 29), e-mail: oskolkov.w@yandex.ru

Безукладников Игорь Игоревич - канд. техн. наук, доцент кафедры автоматизации и телемеханики, Пермский национальный исследовательский политехнический университет (614990, Россия, г. Пермь, Комсомольский проспект, 29), e-mail: corrector@at.pstu.ru

Трушников Дмитрий Николаевич – д-р техн. наук, профессор кафедры сварочного производства, метрологии и технологии материалов, Пермский национальный исследовательский политехнический университет (614990, Россия, г. Пермь, Комсомольский проспект, 29), e-mail: trdimitr@yadex.ru

TEMPERATURE CONTROL FOR 3D ADDITIVE PROCESSES BASED ON THE VARIABLE ELECTRICAL PARAMETERS OF THE HEATED NOZZLE

A.A. Oskolkov, I.I. Bezukladnikov, D.N. Trushnikov

Perm National Research Polytechnic University, Perm, Russia

Abstract: the article is devoted to FDM 3D manufacturing. Most of the FDM 3D printers on the market use an indirect resistive nozzle heating method and standard thermoelectric temperature control methods, which leads to a high thermal inertia of the heating system and the inability to provide sufficient speed and accuracy of temperature control. The inability to control the temperature of the nozzle during the printing process leads to inconsistent of layer-to-layer adhesion quality, and on the larger scale – to heterogeneity of material inside the whole printed object. To mitigate and/or resolve these problems, we proposed an induction heating system of the nozzle with a minimum thermal mass. At the same time, we proposed a resonant (eddy current) method to control the temperature of the nozzle. To implement this method of temperature control, we required to determine the dependence of the electrical parameters of the nozzle material on temperature. To determine this dependence, we created a testbed system, consisting of the ultra-low weight induction heated nozzle, a power source, a high-frequency oscillator, an inductor coil, a measuring coil, a unit for recording and processing a measuring signal. We present the means for detection and amplification of the measuring signal. We show the steps for processing of the acquired signal to obtain final temperature values. We propose approaches for controlling the nozzle temperature based on the obtained dependences. We provide the experimental data for all the stages of conducted research

Key words: FFF, FDM, 3D-printing, induction heating, eddy-current testing, phase shift, resonance, measuring coil

References

1. ASTM F2792-12A “Standard terminology for additive manufacturing technologies”, ASTM International, West Conshohocken, PA, 2012.
2. Srinivasulu Reddy K., Dufera S. “Additive manufacturing technologies”, *International Journal of Management, Information Technology and Engineering (BEST: IJMITE) ISSN (P): 2348-0513, ISSN (E): 2454-471X*, Jul 2016, vol. 4, issue 7, pp. 89-112.
3. Tan W.S. “Application of induction heating to 3D print low melting point metal alloy”, *Final Project Summary Report 2015, UNSW@ADFA*, 2015, pp. 1-13.
4. Bauer U., Bandiera N.G., Sachs E.M. “Induction heating systems and techniques for fused filament metal fabrication”, patent 0118252 USA, 2019.
5. Pilavdzie J.I., Buren S.V., Kagan V.G. “Apparatus for inductive and resistive heating of an object”, patent 7041944 USA, 2006.
6. “A kind of induction, 3D printer extruder”, patent 105216334 China, 2016
7. Elserman M., Versteegh J.A., Zalm E. “Inductive nozzle heating assembly”, patent 0094726 USA, 2017
8. Van Pelt W. “Method and printer head for 3D printing of glass”, patent 3042751 Europe, 2016
9. Stirling R. L., Chilson L., English A. “Inductively heated extruder heater”, patent 9596720 USA, 2017.
10. Irodov I.E. “Basic principles of electromagnetism” (“Osnovnye zakony elektromagnetizma”), Moscow, Vysshaya Shkola, 1991, 288 p.
11. “Magnetic properties of matter” (“Magnitnye svoystva veshchestva”), Moscow Institute of Physics and Technology, 2007, 29 p.
12. Dieckerhoff S., Ruan M.J., De Doncker R.W. “Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating”, *Industry Applications Conf. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conf. Record of the 1999 IEEE*, 1999, vol. 3, pp. 2039–2045.
13. Savushkin A.V., Lekomtsev P.L., Niyazov A.M., Olin N.L. “Electrotechnology” (“Elektrotekhnologiya”), textbook, Izhevsk, 2013, 45 p.
14. Sebko V.V. “Non-contact complex multi-parameter eddy-current control of samples of weakly ferromagnetic and ferromagnetic liquid media”, *Electrical Engineering (Elektrotehnika i Elektromekhanika)*, 2011, no. 1, pp. 53-57.
15. Sebko V.V. “Eddy-current multiparameter method for control of flat products of aviation equipment”, *Aviation and Space Technology (Aviatsionno-kosmicheskaya tekhnika i tekhnologiya)*, 2010, no. 5, pp. 83-90
16. Sebko V.V. “Influence of temperature on magnetic permeability and specific electrical resistance of a cylindrical product”, *Electrical Engineering (Elektrotehnika i Elektromekhanika)*, 2003, no. 3, pp. 44-47
17. Vorokh D.A., Makhov A.I. “Resonant converter with pulse-width adjustment of output voltage”, *Electronics, Measuring Equipment, Radio Engineering and Communication (Elektronika, izmeritel'naya tekhnika, radiotekhnika i svyaz')*, 2016, vol.15, no. 3, pp.143-155.
18. “Ramer-Douglas-Peucker algorithm”, available at: <https://karthaus.nl/rdp/> (access date: 10.08.2018).

Submitted 25.08.2020; revised 20.10.2020

Information about the authors

Aleksandr A. Oskolkov, Graduate student, Perm National Research Polytechnic University (29 Komsomolskiy prospekt, Perm 614990, Russia), e-mail: oskolkov.w@yandex.ru
Igor' I. Bezukladnikov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Perm National Research Polytechnic University (29 Komsomolskiy prospekt, Perm 614990, Russia), e-mail: corrector@at.pstu.ru
Dmitriy N. Trushnikov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Perm National Research Polytechnic University (29 Komsomolskiy prospekt, Perm 614990, Russia), e-mail: trdimitr@yadex.ru

НЕЙРОСЕТЕВОЙ МЕТОД АДАПТАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ИНТЕРФЕЙСА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А.Д. Обухов, М.Н. Краснянский, М.С. Николюкин

Тамбовский государственный технический университет, г. Тамбов, Россия

Аннотация: рассматривается проблема выбора оптимальных параметров интерфейса в информационных системах с целью его персонализации под предпочтения пользователя и возможности его оборудования. В настоящее время для ее решения используется алгоритмическое обеспечение и статистическая обработка предпочтений пользователей, что не обеспечивает достаточной гибкости и точности. Поэтому в данной работе предлагается применение разработанного метода адаптации параметров интерфейса, основанного на анализе и обработке пользовательской информации с помощью нейронных сетей. Научная новизна метода заключается в автоматизации сбора, анализа данных и настройки интерфейса за счет использования и интеграции нейронных сетей в информационную систему. Рассмотрена практическая реализация предлагаемого метода на Python. Экспертная оценка адаптивности интерфейса тестовой информационной системы после внедрения разработанного метода показала его перспективность и эффективность. Разработанный метод показывает лучшую точность и низкую сложность программной реализации относительно классического алгоритмического подхода. Полученные результаты могут использоваться для автоматизации процесса выбора компонентов интерфейса различных информационных систем. Дальнейшие исследования заключаются в развитии и интеграции разработанного метода в рамках фреймворка адаптации информационных систем

Ключевые слова: адаптация интерфейса, персонализация, машинное обучение, искусственные нейронные сети, электронный документооборот

Благодарности: исследование выполнено при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых ученых МК-74.2020.9

Введение

Важной задачей в области проектирования современного программного обеспечения является реализация не только эффективных и качественных информационных систем, но и их адаптация под индивидуальные потребности пользователя, что позволит обеспечить удобство использования, путем оптимизации системы под его конкретное аппаратное и программное обеспечение. В рамках данной статьи будут рассмотрены подходы к реализации адаптивности интерфейса информационных систем на основе методов машинного обучения. Для решения этой задачи предлагается нейросетевой метод адаптации и полученные на его основе программные средства.

Проблема разработки удобных и адаптированных под требования пользователей интерфейсов существует достаточно давно, так как в данном вопросе имеются противоречия между взглядом разработчиков и субъективными пожеланиями конечных пользователей [1]. Бизнес-процессы организаций находятся в постоянном развитии, что требует соответствующей модификации информационной системы, в том

числе и интерфейса. Автоматизация данного процесса позволила бы значительно сократить временные и материальные затраты в процессе разработки и модернизации информационной системы. При решении задачи адаптации интерфейса был проведен анализ существующих подходов к оценке и автоматизации настройки интерфейса.

Большой интерес представляет математическая модель стратегии построения адаптивного интерфейса, авторами которой представлен алгоритм адаптивного человеко-машинного интерфейса, включающий критерии оценки интерфейса (функциональность, гибкость, защищенность, доступность и так далее) [2]. При их формировании использовался набор эргономических критериев для оценки интерфейсов, рассмотренный в [3]. Использование данных критериев при экспертной оценке позволяет повысить ее объективность и точность.

Перспективным направлением в области адаптации интерфейса под индивидуальные особенности пользователя является использование методов машинного обучения. Например, в работе [4] авторами успешно решена задача выбора компонентов интерфейса на основе рекомендательной системы, с применением методов машинного обучения. Задача динамической

адаптации интерфейса в зависимости от местоположения человека рассмотрена в работе [5] на примере информационной системы для определения местоположения медперсонала.

Таким образом, при реализации нейросетевого метода адаптации интерфейса будут учитываться существующие результаты в области оценки интерфейса, а также передовые разработки и методы машинного обучения.

Нейросетевой метод адаптации параметров интерфейса

Рассмотрим формализованное представление нейросетевого метода адаптации параметров интерфейса, основанное на теоретико-множественном представлении. В общем виде нейросетевой метод осуществляет следующее преобразование:

$$NN(U) = IP, \quad (1)$$

где NN - многослойная плотная нейронная сеть;

U - множество характеристик пользователя;

IP - множество параметров интерфейса: разметка интерфейса, качество визуализации, размер шрифта, тип интерфейса (обычный, расширенный, специализированный под категорию пользователей).

Нейронная сеть реализует преобразование $U \rightarrow IP$, возможность такого преобразования обоснована доказательством теорем Хехт-Нильсена и Колмогорова-Арнольда [6]: всегда существует трехслойная нейронная сеть, для любого множества пар $\{(A, B)\}$ осуществляющая отображение $A \rightarrow B$.

Множество характеристик пользователя U стоит разделить на три подмножества:

$$U = U_p \cup U_{sw} \cup U_{hw}, \quad (2)$$

где U_p - множество личностных характеристик пользователя: пол, возраст образование, опыт работы, квалификация и т.д.;

U_{sw} - множество программных характеристик терминала пользователя: операционная система, браузер (для Web-систем), параметры окружения (размер окна, масштабирование), язык системы, и т.д.;

U_{hw} - множество аппаратных характеристик терминала пользователя: тип оборудования (компьютер, мобильное устройство, планшет и т.д.), мощность процессора (количество ядер, частота), скорость подключения к серверу, наличие графического процессора и т.д.

Таким образом, нейронная сеть после успешного обучения сможет определять индивидуальные параметры интерфейса для каждого пользователя по уникальным исходным данным.

Формализуем основные этапы метода адаптации интерфейса.

1. Анализ структуры информационной системы и варьируемых параметров интерфейса. В ходе данного этапа выделяется множество изменяемых параметров интерфейса IP для конкретной информационной системы.

2. Анализ характеристик пользователей. Осуществляется выбор элементов характеристик для каждого подмножества U , определение области значений каждого элемента.

3. Выбор критерия оценки адаптивности информационной системы. При решении задачи адаптации параметров интерфейса необходимо осуществить оценку исходной системы и полученного решения, а также положительный эффект от применения того или иного инструмента или метода. Тогда в качестве целевой функции выберем критерий адаптивности интерфейса информационной системы RA , определяемый следующей формулой:

$$RA = \sum_{i=1}^{NR} \lambda_i r_i, \quad (3)$$

где λ_i – весовой коэффициент i -й оценки (варьируется от 0 до 1, при нуле оценка игнорируется); NR – количество оценок; r_i – оценка адаптивности, определяемая экспертным подходом, основанная на перечне эргономических критериев [3] и оценок адаптивности [2], изменяющаяся от 0 до 1.

4. Формирование набора исходных данных (X, Y) для обучения нейронной сети. Набор входных данных X содержит обработанный и нормированный вектор характеристик пользователя, выходных данных Y – значения параметров интерфейсов. Для данных, если они представлены перечнем элементов множества, рекомендуется переход к бинарным матрицам, так как это способно повысить точность обучения нейронной сети.

5. Формирование структуры нейронной сети. В рамках данной задачи достаточно многослойной плотной сети, однако, для ряда задач возможно использование рекуррентных (LSTM) сетей. Данный этап имеет большое значение и не всегда структура входных, скрытых и выходных слоев сети может быть выбрана за один подход правильно. Поэтому в про-

цессе нахождения оптимальной конфигурации нейронной сети первый этап может выполняться многократно с учетом полученных коррективов.

6. Обучение нейронной сети, достижение необходимой точности и сохранение модели сети для последующего использования.

7. Подготовка API (прикладных программных интерфейсов) адаптации параметров интерфейса. На данном этапе осуществляется разработка программных интерфейсов на основе архитектуры REST и обученной модели нейронной сети с сохраненными весовыми коэффициентами. Это позволяет отправить запрос из любого приложения к API и получить необходимый ответ. В запросе будут храниться данные для входного слоя – характеристики пользователя, а в ответ на него будут возвращаться значения выходного слоя (параметры интерфейса). Это позволит использовать программную реализацию метода адаптации для различных архитектур, платформ, модулей и информационных систем.

8. Интеграция API в информационную систему. На данном этапе необходимо реализовать сбор и отправку пользовательских данных из информационной системы в API адаптации, а также прием информации о настройках интерфейса и их автоматическое применение.

9. Адаптация интерфейса информационной системы. При первом входе в систему и регистрации пользователь вносит необходимые данные, система собирает сведения о его программном и аппаратном обеспечении, а также личные данные, после чего набор данных через REST API передается в программный модуль адаптации. Полученные в ответ значения выходного слоя нейронной сети устанавливаются в качестве текущих настроек интерфейса для данного пользователя. Значения настроек записываются в базу данных и при повторном входе в систему выставляются автоматически.

10. Оценка адаптивности интерфейса и сравнение полученного значения критерия с исходным (до применения метода). В случае, если значение оценки адаптивности не удовлетворяет установленному порогу, принимается решение о проведении дополнительных исследований.

Таким образом, представленный нейросетевой метод позволит успешно решать задачу адаптации параметров интерфейса информационной системы, применяя методы машинного обучения.

Практическая реализация

Для проверки адекватности разработанного метода проведен ряд практических исследований. Для тестирования метода адаптации использовалась реализованная на базе фреймворка Laravel информационная система, включающая регистрацию пользователей и работу с электронным архивом документов. Формирование структуры адаптивной информационной системы осуществлено на основе оригинальной концепции нейросетевой архитектуры, изложенной в статье [7]. Данная архитектура следует из шаблона проектирования MVC, однако сущность пользователя в ней занимает ключевое положение, оказывающее влияние на все остальные компоненты.

Поставлена следующая задача: для тестовой системы реализовать необходимое программное обеспечение в соответствии с предложенным методом. Анализ информационной системы позволил сформировать перечень входных характеристик и выходных параметров интерфейса:

- входные параметры X: роль пользователя; пол пользователя; возраст пользователя; образование пользователя; опыт работы за компьютером; ширина окна браузера; высота окна браузера; тип клиента; браузер; язык браузера; количество ядер процессора; скорость подключения; наличие графического процессора;

- выходные параметры Y: функциональный тип шаблона; размер шрифта; разметка интерфейса; качество элементов интерфейса.

Сбор параметров осуществляется при регистрации и в процессе работы с помощью встроенных в информационную систему средств мониторинга.

Подготовив и обучив нейронную сеть, на следующем этапе осуществлена разработка API на основе REST API языка Python, которое позволяет принимать извне входные параметры X и отправлять спрогнозированные нейронной сетью выходные параметры Y обратно в формате JSON. Данный формат является стандартом при передаче данных, что позволит использовать разработанное API с различными информационными системами. API реализовано на базе web-фреймворка Flask, который может быть установлен на отдельном сервере.

Для тестирования разработанного программного обеспечения использовалась следующая схема эксперимента:

1. Пользователь регистрируется в тестовой СЭД, вводя свои личные данные. Осталь-

ные входные параметры считываются самой системой средствами библиотек JavaScript.

2. Данные компонуются в JSON-объект и отправляются на сервер через API адаптации.

3. Данные преобразуются в массив из формата JSON и поступают как входные параметры в загруженную обученную нейронную сеть.

4. Полученные выходные параметры компонуются в JSON-объект и отправляются обратно в тестовую СЭД.

5. JSON-объект распаковывается, значения выходных параметров устанавливаются в качестве рекомендованных параметров интерфейса и записываются в базу данных. Параметры обрабатываются шаблонизатором (например, в фреймворке Lagavel используется Blade).

6. Пользователь входит в адаптированную под него тестовую СЭД.

7. При повторном заходе в систему параметры интерфейса загружаются из базы данных.

8. Если пользователь переключается между компьютером и мобильным устройством, параметр «разметка интерфейса» проверяется каждый раз, когда страница обновляется и изменяется независимо от настроек, сохраненных в базе данных.

Результат применения нейросетевого метода адаптации параметров интерфейса представлен на рис. 1.

Перед началом практических исследований была собрана экспертная группа, осуществившая оценку исходной информационной системы по критерию адаптивности. После применения метода адаптации была проведена повторная оценка системы по формуле (3). Результаты представлены в таблице.

Далее была проведена оценка точности (рис. 2) и сложности программной реализации (рис. 3) разработанного нейросетевого метода и его сравнение с классическим подходом, основанном на алгоритмах статического анализа и обработки информации.

Эффект от применения нейросетевого метода адаптации

Критерий	Исходная система	После применения нейросетевого метода
Время доступа к системе	0,9	0,95
Функциональность	0,9	0,95
Гибкость	0,5	0,8
Стабильность	0,9	0,9
Доступность	0,7	0,9
Качество поддержки	0,8	0,8
Общая оценка RA	0,78	0,88

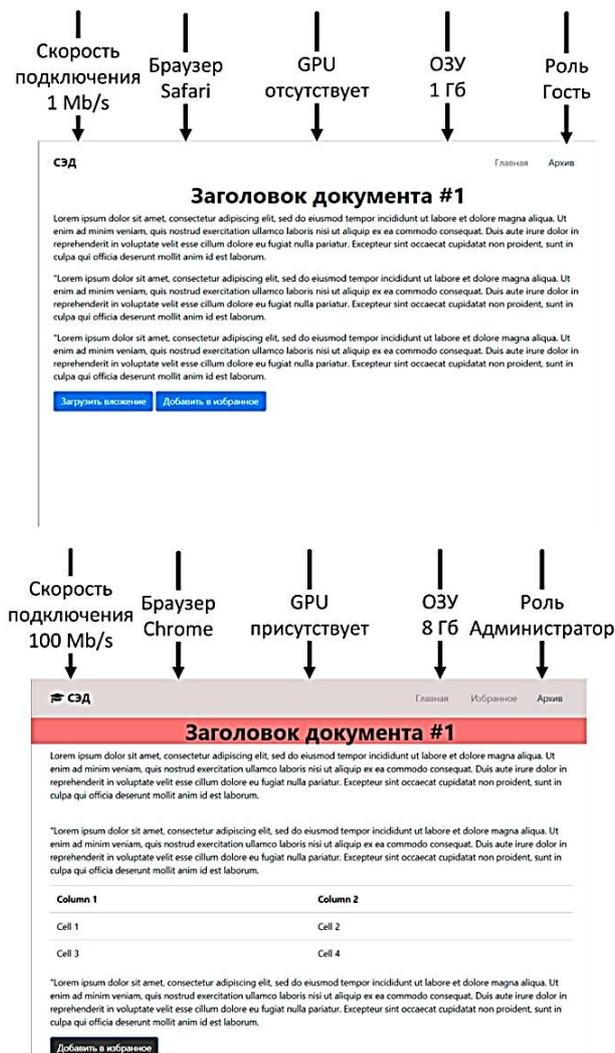


Рис. 1. Результаты эксперимента по адаптации информационных систем

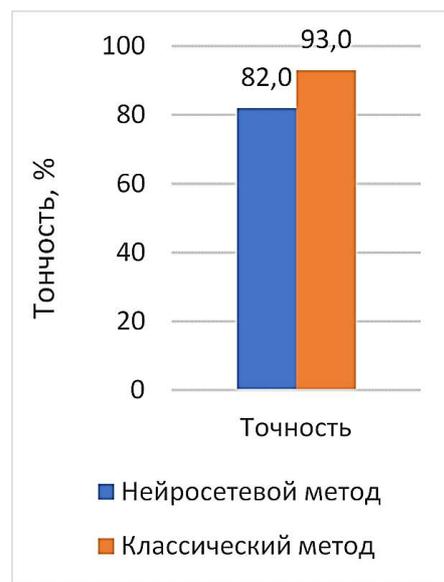


Рис. 2. Сравнение точности классического и нейросетевого методов

Циклометрическая сложность (СС) и метрики сложности программного кода Холстеда (HAL) и Джилба (J) нейросетевого метода показывают лучшие значения относительно классического подхода, что обусловлено меньшим количеством операторов и более простой структурой программного кода. Большой эффект оказывает тот факт, что разработчику не требуется анализировать исходные данные, так как эту работу выполняют нейронные сети.

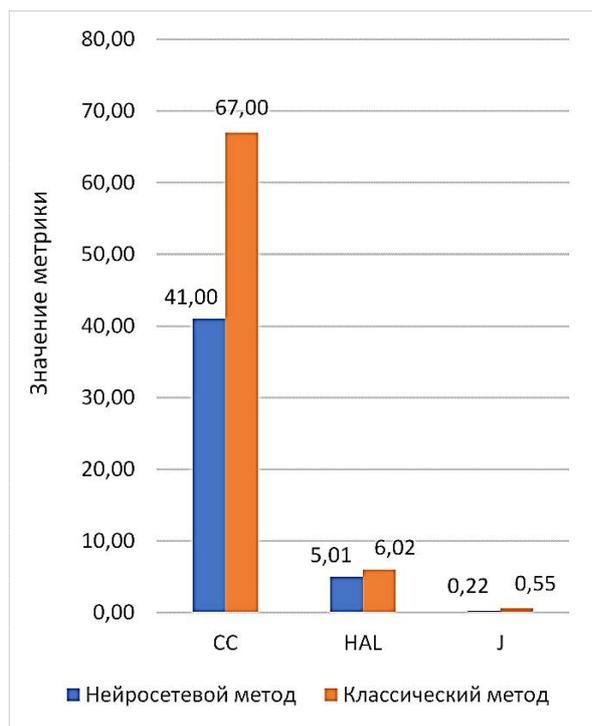


Рис. 3. Сравнение сложности реализации классического и нейросетевого методов

Таким образом, подтверждена как работоспособность предложенного метода адаптации параметров интерфейса, так и положительный эффект от его применения на общую адаптивность информационной системы.

Заключение

На основе проведенного анализа выявлены подходы к оценке адаптивности интерфейса информационных систем и возможность применения методов машинного обучения для автоматизации выбора определенных настроек для каждого пользователя.

Изложенный в работе нейросетевой метод адаптации направлен на решение персонализа-

ции параметров интерфейса информационных систем с использованием методов машинного обучения. Метод представлен в нотации теории множеств и заключается в интеграции нейронных сетей в информационную систему для автоматизации сбора, анализа данных и настройки интерфейса. Проведенная апробация метода в рамках тестовой информационной системы показала его перспективность и эффективность. Нейросетевой метод показывает большую точность и меньшую сложность программной реализации.

Дальнейшие исследования, связанные с адаптивными системами, предполагают развитие концепции нейросетевой архитектуры информационных систем, разработку фреймворка для построения адаптивных систем на основе веб-технологий. Это позволит реализовать компонентный подход React и ORM для адаптации к любой СУБД с минимальным вмешательством разработчиков. Применение методов машинного обучения при решении таких задач позволит автоматизировать анализ и обработку данных, процесс принятия решений разработчиком.

Литература

1. Бубарева О.А., Вайцель Н.С. Подход к проектированию пользовательского интерфейса в системах реального времени на базе онтологий // Южно-Сибирский научный вестник. 2018. № 1. С. 82-86.
2. Яковлев Ю.С., Курзанцева Л.И. О развитии адаптивного человеко-машинного интерфейса и критериях его оценки в учебных системах // Образовательные технологии и общество. 2013. Т. 16. № 1. С. 547-563.
3. Bastien J. M. C., Scapin D. L. Evaluating a user interface with ergonomic criteria // International Journal of Human Computer Interaction, 1995. Т. 7. № 2. P. 105-121.
4. Fernández-García A.J., Iribarne L., Corral A., Criado J., Wang J.Z. A recommender system for component-based applications using machine learning techniques // Knowledge-Based Systems, 2019. Т. 164. P. 68-84.
5. Ham N., Dirin A., Laine T. H. Machine learning and dynamic user interfaces in a context aware nurse application environment // Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, 2017. Т. 8. № 2. P. 259-271.
6. Вершков Н.А., Кучуков В.А., Кучукова Н.Н. Теоретический подход к поиску глобального экстремума при обучении нейронных сетей // Труды Института системного программирования РАН. 2019. Т. 31. № 2. С. 41-52.
7. Обухов А.Д., Краснянский М.Н. Нейросетевая архитектура информационных систем // Вестник Удмуртского университета. Математика. Механика. Компьютерные науки, 2019. Т. 29. № 3. С. 438-455.

Информация об авторах

Обухов Артем Дмитриевич – канд. техн. наук, доцент кафедры «Системы автоматизированной поддержки принятия решений», Тамбовский государственный технический университет (392000, Россия, г. Тамбов, ул. Советская, 106), e-mail: obuhov.art@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3450-5213>

Краснянский Михаил Николаевич – д-р техн. наук, профессор, ректор, Тамбовский государственный технический университет (392000, Россия, г. Тамбов, ул. Советская, 106), e-mail: kras@tambov.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8751-7445>

Николюкин Максим Сергеевич – аспирант, Тамбовский государственный технический университет (392000, Россия, г. Тамбов, ул. Советская, 106), e-mail: chlppryone@mail.ru

NEURAL NETWORK METHOD OF ADAPTING THE PARAMETERS OF THE INFORMATION SYSTEMS INTERFACE

A.D. Obukhov, M.N. Krasnyanskiy, M.S. Nikolyyukin

Tambov State Technical University, Tambov, Russia

Abstract: here we consider the problem of choosing the optimal parameters of the interface in information systems with the aim of personalizing it for the preferences of the user and the capabilities of his equipment. Currently, algorithmic support and statistical processing of user preferences are used to solve it, which does not provide sufficient flexibility and accuracy. Therefore, in this work, we propose the application of the developed method for adapting interface parameters based on the analysis and processing of user information using neural networks. The scientific novelty of the method is to automate the collection, analysis of data and interface settings through the use and integration of neural networks in the information system. We consider the practical implementation of the proposed method in Python. An expert assessment of the adaptability of the interface of the test information system after the implementation of the developed method showed its availability and efficiency. The developed method shows the best accuracy and low complexity of software implementation relative to the classical algorithmic approach. The results obtained can be used to automate the selection of interface components for various information systems. Further research consists in the development and integration of the developed method within the framework of the information systems adaptation framework

Key words: interface adaptation, personalization, machine learning, artificial neural networks, electronic document management

Acknowledgments: the study was supported by the grant from the President of the Russian Federation for state support of young scientists MK-74.2020.9

References

1. Bubareva O.A., Vaytsel' N.S. "An approach to designing the user interface in real-time systems based on ontologies", *Yuzhno-Siberian Scientific Bulletin (Yuzhno-Sibirskiy nauchnyj vestnik)*, 2018, no. 1, pp. 82-86.
2. Yakovlev Yu. S., Kurzantseva L.I. "On the development of an adaptive human-machine interface and the criteria for its assessment in educational systems", *Educational Technologies and Society (Obrazovatel'nye tekhnologii i obshchestvo)*, 2013, vol. 16, no. 1, pp. 547-563.
3. Bastien J.M.C., Scapin D.L. "Evaluating a user interface with ergonomic criteria", *International Journal of Human-Computer Interaction*, 1995, vol. 7, no. 2, pp. 105-121.
4. Fernández-García A.J., Iribarne L., Corral A., Criado J., Wang J.Z. "A recommender system for component-based applications using machine learning techniques", *Knowledge-Based Systems*, 2019, vol. 164, pp. 68-84.
5. Ham N., Dirin A., Laine T. H. "Machine learning and dynamic user interfaces in a context aware nurse application environment", *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 2017, vol. 8, no. 2, pp. 259-271.
6. Vershkov N.A., Kuchukov V.A., Kuchukova N.N. "Theoretical approach to the search for a global extremum in training neural networks", *Proc. of the Institute for System Programming of the Russian Academy of Sciences (Trudy Instituta sistemnogo programmirovaniya RAN)*, 2019, vol. 31, no. 2, pp. 41-52.
7. Obukhov A.D., Krasnyanskiy M.N. "Neural network architecture of information systems", *Bulletin of Udmurtia University. Maths. Mechanics. Computer Science (Vestnik Udmurtskogo universiteta. Matematika. Mekhanika. Komp'yuternye nauki)*, 2019, vol. 29, no. 3, pp. 438-455.

Submitted 08.09.2020; revised 20.10.2020

Information about the authors

Artem D. Obukhov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Tambov State Technical University (106 Sovetskaya st., Tambov 392000, Russia), e-mail: obuhov.art@gmail.com. <https://orcid.org/0000-0002-3450-5213>

Mikhail N. Krasnyanskiy, Dr. Sc. (Technical), Professor, Rector of Tambov State Technical University (106 Sovetskaya st., Tambov 392000, Russia), e-mail: kras@tambov.ru. <https://orcid.org/0000-0002-8751-7445>

Maksim S. Nikolyyukin, Graduate student, Tambov State Technical University (106 Sovetskaya st., Tambov 392000, Russia), e-mail: chlppryone@mail.ru

СБОР И АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ОБРАБОТКА ДАННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО СКАНИРОВАНИЯ С ПОСЛЕДУЮЩЕЙ ВИЗУАЛИЗАЦИЕЙ

В.Ф. Барабанов, А.О. Калашников, А.М. Нужный

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрены вопросы получения и автоматизации обработки данных электромагнитного сканирования дорожной одежды с последующей визуализацией. В качестве инженерного оборудования для георадарного обследования использован георадар «ОКО». В результате сбора и анализа данных электромагнитного сканирования выявлены деструктивные участки дорожного покрытия. На основании изучения методов обработки, интерпретации визуализации данных георадарного сканирования принято решение о необходимости разработки специализированных средств автоматизации анализа таких данных при сканировании дорожных конструкций. Произведен анализ методов и средств, используемых для обработки данных радарограмм, рассмотрены структура файла хранения данных электромагнитного сканирования и доступные в программе «GeoScan32» средства обработки и конвертации данных. Предложена последовательность действий для реализации процедуры поиска трасс, характеризующихся недопустимым уровнем отклонения характеристик сигнала от средних значений

Ключевые слова: электромагнитное сканирование, дорожная одежда, автоматизированная обработка данных, визуализация, диагностика

Введение

Несмотря на то, что в нынешнее время дорожная инфраструктура нашей страны сильно развита, имеются участки дорог, состояние которых не соответствует современным, а тем более перспективным требованиям.

Перед выполнением капитального ремонта или реконструкции таких участков дорог необходимо выполнить комплексное изучение и оценку состояния конструктивных слоёв обследуемой дорожной одежды, оценить ее геометрические и прочностные параметры [1].

Традиционно для оценки фактического состояния конструкции дороги применяют такие методы обследования, как визуальная оценка, инструментальная оценка состояния дорожного покрытия, контрольное шурфование дорожной конструкции на всю толщину с отбором образцов, геодезические измерения и т.п. [1]. Использование этих технологий не позволяет провести полную оценку состояния дороги, поэтому целесообразно наряду с ними применять современные геофизические методы исследования. Совмещение новых и традиционных методов позволяет своевременно и эффективно оценить техническое состояние земляного полотна.

Современные георадарные технологии позволяют получить информацию о толщинах и структуре конструктивных слоев дорожной одежды, зонах разуплотнения, геометрии кров-

ли естественного основания, зонах повышенной влажности, трещиноватости, зон пучения и уровня грунтовых вод.

При этом на практике предпочтение зачастую отдается традиционным методам исследования. Одной из ключевых причин этой проблемы является сложность анализа и интерпретации данных георадарного обследования дорожной конструкции. Это приводит к необходимости привлечения экспертов на этапе анализа полученных данных, и, как следствие, к значительному росту стоимости таких исследований.

Рассмотрим причины возникновения этой проблемы и попытаемся определить способы ее решения.

Георадарное обследование конструкции дорожной одежды

Современные отечественные георадары позволяют решать следующие вопросы при исследовании дорог [2]:

- оценка толщины уложенных слоев;
- оценка степени и однородности уплотнения грунтов и материалов дорожной одежды;
- выявление зон повышенной влажности, трещиноватости, зон пучения;
- локализация инородных тел в конструктивных слоях;

- определение глубины заложения и наличие в дорожных конструкциях различных прослоек;
- выполнение мониторинга состояния дорожных конструкций и грунтовых оснований при стадийном строительстве;
- определение положения уровня грунтовых вод.

Георадарное обследование дорожной конструкции автомобильной дороги выполняется в соответствии с методическими рекомендациями по обследованию автомобильных дорог георадарами. Сканирование конструкции выполняется непрерывно по полосам движения.

Для калибровки георадарного оборудования производят выборочное бурение на всю толщину дорожной одежды с захватом части рабочего слоя земляного полотна или используют ранее разведанные толщины конструктивных слоев, выявленные иным способом.

На рис. 1 представлен интерфейс программы «GeoScan32», используемой для управления георадарами серии «ОКО» и осуществления записи результатов сканирования.

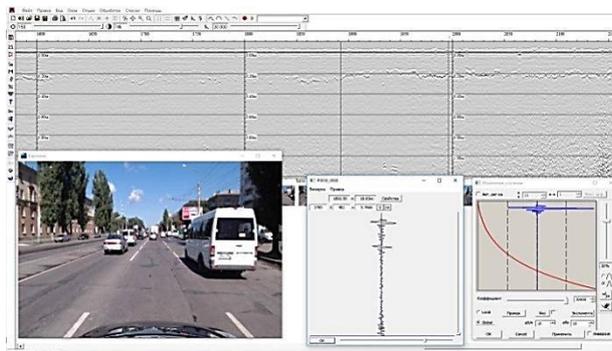


Рис. 1. Программное обеспечение георадара в процессе сканирования

В структуре программы можно выделить следующие укрупненные блоки:

- модуль связи с георадаром;
- модуль настройки режима сканирования;
- модуль создания профиля (сканирования);
- модуль интерпретации и визуализации профилей;
- модуль обработки данных;
- модуль конвертации данных.

Одним из важнейших факторов получения достоверных данных является корректная установка параметров сканирования (см. рис. 2).



Рис. 2. Установка параметров измерений

Наиболее важными параметрами, определяющими качество и скорость сканирования, а также размер результирующего файла являются следующие:

1. «Количество точек по глубине» - число точек принимаемого сигнала. С увеличением этого параметра пропорционально увеличивается объем получаемых данных и, соответственно, размер результирующего файла. Возможна установка трех вариантов значения: 127 точек – максимальная скорость, 255 точек – приемлемое качество для большинства задач оперативной поисковой работы и 511 точек - максимальное качество отображения информации или зондирование на большие глубины.

2. «Количество трасс в профиле» - количество измерений георадаром в отдельной точке.

Трасса представляет собой электромагнитный сигнал, зарегистрированный приёмной антенной в интервал времени от момента посылки зондирующего импульса до конца временной развёртки, и представляется в виде зависимости амплитуды сигнала от времени.

3. «Шаг вдоль по трассе» - расстояние между измерениями. Рекомендуется устанавливать равным половине/четверти размера антенны.

После выполнения всех требуемых настроек осуществляется сканирование и запись данных на жесткий диск ПК.

Данные георадарного сканирования сохраняются в виде серии файлов, называемых профилями и имеющих расширение «.grp2».

Георадарный профиль конструкции дорожной одежды

После записи и сохранения профилей дальнейшая работа с ними также осуществляется при помощи программы «GeoScan32», которая имеет средства для обработки и визуализации результатов сканирования (рис. 3).

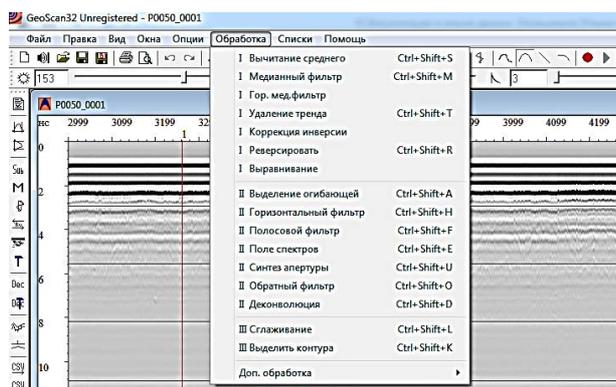


Рис. 3. Средства визуализации и обработки данных сканирования

При этом основным средством обнаружения различного рода отклонений является визуальный контроль радарограммы. Как видно из рис. 4, на котором представлены сводные данные о толщине земляного полотна, составленные по результатам визуального контроля радарограммы, метод георадарного сканирования дает хорошие результаты. Из диаграммы следует, что на рассматриваемом участке дорожной конструкции толщина основания земляного полотна варьируется в пределах от 0,12 м до 0,28 м.



Рис. 4. Сводные данные о толщине дорожной одежды

Однако следует отметить, что визуальный контроль вполне приемлем для анализа резуль-

татов сканирования относительно небольших объектов (например, поиск труб, кабеля или арматуры в элементах строительных конструкций).

В случае исследования протяженных участков дорог такой подход в значительной мере снижает эффективность метода георадарного исследования в целом, так как зрительная оценка протяженной радарограммы требует значительных затрат времени и зачастую не представляется возможной без привлечения экспертов, что приводит, в свою очередь, к ощутимым финансовым затратам.

Поэтому для повышения эффективности георадарного исследования дорог требуется использование процедур автоматизированного анализа результатов сканирования.

Анализ методов и средств обработки данных георадарного сканирования

Общепринятая схема манипуляций с данными георадарного сканирования приведена на рис. 5.

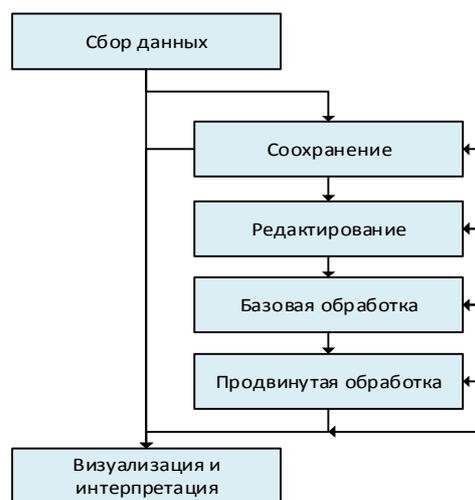


Рис. 5. Виды манипуляций с данными георадарного сканирования

Визуализация и интерпретация сырых данных осуществляется средствами программы управления сканером.

Под редактированием понимаются такие манипуляции, как объединение или обрезка файлов, добавление текстовых меток и т.п.

Перечень средств базовой обработки (см. рис. 3) предназначен для улучшения визуального восприятия радарограммы и также может выполняться в программе «GeoScan32».

Для автоматизации анализа результатов сканирования дорожных конструкций необходимо использовать специализированные средства продвинутой обработки данных. В качестве примера можно привести процедуру поиска и локализация трасс, характеризующихся недопустимым уровнем отклонения характеристик от средних значений. Использование такой процедуры позволяет ограничить область визуального анализа профиля набором областей, содержащих такие отклонения (см. рис. 6).

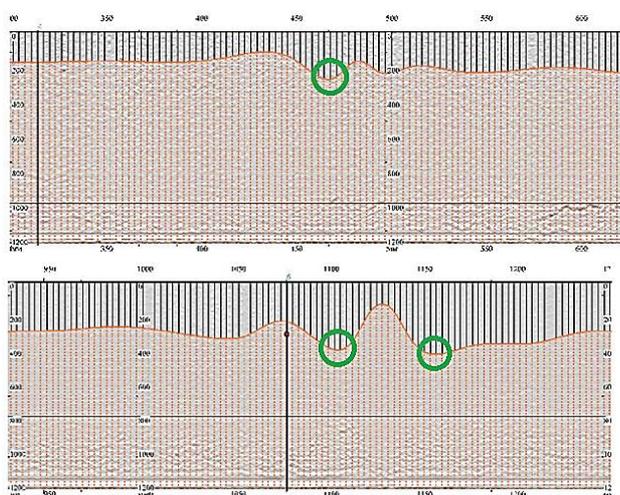


Рис. 6. Выявленные области с отклонениями в толщине дорожной одежды

Для решения такого рода задач может использоваться программное обеспечение сторонних производителей или потребуются разработка процедур дополнительной обработки данных в составе программы «GeoScan32» (API программы допускает подключение внешних модулей) [4].

Как отмечалось выше, для хранения данных в программе «GeoScan32» используется формат «.gpr2». Этот формат отличается от общепринятых форматов, используемых в иностранных приборах Ground-penetrating radar (GRP), таких как Sensors and software data («.dt1»), GSSI data («.dzt»), MALA data («.rd3», «.dr7»), SEG-Y data («.sgy») и прочих [4]. Это затрудняет возможность использования специализированных программных средств, предназначенных для анализа результатов сканирования таких, например, как «RGPR» – свободно распространяемое программное обеспечение с открытым кодом, предназначенное для анализа GRP-данных [5].

В последнее время активно разрабатываются отечественные программы, предназначен-

ные для анализа файлов георадарного сканирования (например, «GeoReader»), которые поддерживают формат «.gpr2». Однако функция поиска трасс с недопустимым отклонением параметров в ней не заявлена [6].

Для разработки последовательности действий по автоматизированному поиску трасс с недопустимым отклонением параметров была исследована структура формата «.gpr2» (см. рис. 7), а также изучены средства обработки и конвертации данных, доступные в программе «GeoScan32».

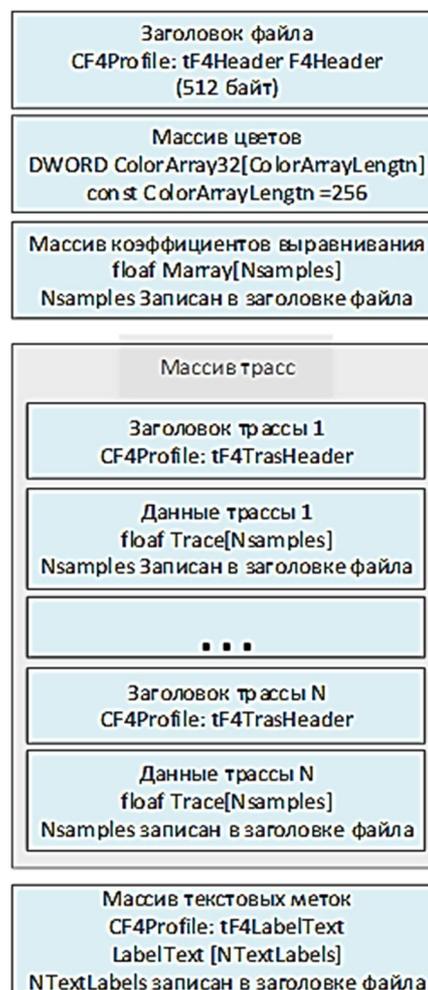


Рис. 7. Структура файла профиля

Из рис. 7 видно, что основное информативное содержимое профиля – это массив трасс, каждый элемент которого содержит значения характеристик сигнала в различные моменты времени (количество значений = показателю «количество точек по глубине»).

Анализ результата конвертации профиля в формате «.csv» позволяет сделать вывод, что в результирующий файл записываются строки, количество которых равно значению параметра

«количество трасс», заданному в настройках профиля (6000). Каждая строка содержит набор значений, количество которых равно значению параметра профиля «количество точек по глубине» (511). Эти данные делают возможным реализацию следующего алгоритма для поиска «проблемных» трасс:

1. Загрузка профиля или набора файлов-профилей в программу «GeoScan32».
2. Выполнение объединения файлов набора.
3. Применение фильтра «Вычитание среднего».
4. Задание значения предельно допустимого отклонения характеристик сигнала.
5. Конвертация результирующего профиля в формат «.csv».
6. Запуск процедуры анализа файла «.csv» с целью нахождения трасс, имеющих значения характеристик, превышающие допустимые отклонения.
7. Установка текстовых меток на «проблемных» трассах.
8. Визуализация профиля с выделением «проблемных» областей.

Заключение

1. Выполнен эксперимент по изучению возможностей метода электромагнитного сканирования для решения задач диагностики земляного полотна. Результаты эксперимента признаны удовлетворительными.
2. На основании изучения способов интерпретации данных радарограммы принято реше-

ние о необходимости применения специализированных средств автоматизации анализа данных сканирования.

3. Произведен анализ методов и средств, используемых для обработки данных радарограмм.

4. По результатам рассмотрения структуры файла хранения данных и исследования доступных средств обработки и конвертации данных предложена последовательность действий для реализации процедуры поиска трасс, характеризующихся недопустимым уровнем отклонения характеристик от средних значений.

Литература

1. Подольский Вл.П., Тюнин В.Л., Тюков Е.Б. Комплексная методика обследования конструкций нежесткой дорожной одежды // Научный вестник Воронежского ГАСУ. Серия «Высокие технологии. Экология», 2016. № 1. С. 75-80.
2. Заморин В.В. Применение метода электромагнитного сканирования для выявления переувлажненных зон земляного полотна. Архангельск, 2002. С. 89-92.
3. Программа управления ГеоРадаром «ОКО» и визуализации получаемых данных. URL: <http://www.logsys.ru/file.php?f=12>
4. Import GPR data. URL: https://emanuelhuber.github.io/RGPR/00_RGPR_tutorial_import-GPR-data/
5. RGPR: a free and open-source software package for ground-penetrating radar (GPR) data processing. URL: <https://emanuelhuber.github.io/RGPR/>
6. Программа для автоматизированной обработки больших объемов георадарных данных «GeoReader» Обзор проекта. URL: <http://docplayer.ru/184352743-Programma-dlya-avtomatizirovannoy-obrabotki-bolshih-obemov-georadarnyh-dannyh-georeader-obzor-proekta.html>

Поступила 16.08.2020; принята к публикации 20.10.2020

Информация об авторах

Барабанов Владимир Федорович - д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: bvf@list.ru
Калашников Артемий Олегович – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: kalashnikovart1306@gmail.com
Нужный Александр Михайлович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: nam14@mail.ru

OBTAINING AND AUTOMATIC DATA PROCESSING FROM ELECTROMAGNETIC SCANNING OF ROAD PAVEMENTS WITH SUBSEQUENT VISUALIZATION

V.F. Barabanov, A.O. Kalashnikov, A.M. Nuzhnyy

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article discusses the issues of obtaining and automatic data processing from electromagnetic scanning of road pavements with subsequent visualization. Georadar "OKO" was used as engineering equipment for georadar survey. As a result of collecting and analyzing the electromagnetic scanning data, destructive sections of the road surface were identified. Based on the study of processing methods, interpretation and visualization of GPR scanning data, we decided that it is necessary to develop specialized tools for automating the analysis of such data when scanning road structures. The analysis of the methods and means used for processing the radarogram data was carried out, the structure of the file for storing the data of electromagnetic scanning and the means of processing and converting data available in the GeoScan32 program were considered. A sequence of actions was proposed to implement the procedure for searching for traces characterized by an unacceptable level of deviation of signal characteristics from the average values

Key words: electromagnetic scanning, road pavements, automated data processing, visualization, diagnosis

References

1. Podolskiy V.P., Tyunin V.L., Tyukov E.B. "Comprehensive method for examining non-rigid pavement structures", *Scientific Bulletin of Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering. Series: High Technologies. Ecology (Nauchnyy vestnik Voronezhskogo GASU. Seriya: Vysokie tekhnologii. Ekologiya)*, 2016, no. 1, pp. 75-80.
2. Zamorin V.V. "Application of the method of electromagnetic scanning for detecting waterlogged zones of the sub-grade" ("Primenenie metoda elektromagnitnogo skanirovaniya dlya vyyavleniya pereuvlazhnennykh zon zemlyanogo polotna"), Arkhangel'sk, 2002, pp. 89-92.
3. "GeoRadar control program "OKO" and visualization of the received data", available at: <http://www.logsys.ru/file.php?f=12>
4. "Import GPR data", available at: https://emanuelhuber.github.io/RGPR/00_RGPR_tutorial_import-GPR-data/
5. "RGPR: a free and open-source software package for ground-penetrating radar (GPR) data processing", available at: <https://emanuelhuber.github.io/RGPR/>
6. "The program for automated processing of large volumes of georadar data "GeoReader"", available at: <http://docplayer.ru/184352743-Programma-dlya-avtomatizirovannoy-obrabotki-bolshih-obemov-georadarnykh-dannyh-georeader-obzor-proekta.html>

Submitted 16.08.2020; revised 20.10.2020

Information about the authors

Vladimir F. Barabanov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14, Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: bvf@list.ru
Artemiy O. Kalashnikov, specialist student, Voronezh State Technical University (14, Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: kalashnikovart1306@gmail.com
Aleksandr M. Nuzhnyy, Cand. Sc. (Technical), Voronezh State Technical University (14, Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: nam14@mail.ru

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГАРАНТИРОВАННОЙ ДОСТАВКИ ТРАФИКА В КОРПОРАТИВНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЯХ

Л.И. Абросимов, М.А. Руденкова, Х. Хаю

Национальный исследовательский университет "МЭИ", г. Москва, Россия

Аннотация: целью работы является повышение качества обслуживания мультимедийного трафика в корпоративных беспроводных локальных вычислительных сетях за счёт средств, обеспечивающих согласование интенсивности мультимедийного трафика и производительности беспроводной локальной вычислительной сети. Для достижения поставленной цели установлены зависимости математического ожидания времени обслуживания пакета с помощью дискретно-событийного моделирования для заданных структур беспроводной локальной вычислительной сети. Разработана аналитическая модель беспроводной локальной вычислительной сети и получены математические соотношения для расчёта гарантированной интенсивности мультимедийного трафика. С помощью дискретно-событийного моделирования и полученных математических соотношений установлены зависимости гарантированной интенсивности мультимедийного трафика для заданных параметров структуры беспроводной локальной вычислительной сети, параметров беспроводного канала связи и канальных протоколов управления доступом

Ключевые слова: корпоративные беспроводные локальные вычислительные сети, протоколы управления доступом, оценка производительности, качество обслуживания

Введение

Корпоративные беспроводные локальные вычислительные сети (БЛВС) используют ресурсы беспроводного канала связи (БКС) стандарта IEEE 802.11 для передачи трафика сетевых приложений пользователей. В различных корпоративных вычислительных сетях БКС используют в режиме «последней мили», которая обеспечивает подключение пользователей к информационно-вычислительным ресурсам корпорации и/или Internet.

В настоящее время различные организации и отдельные пользователи активно используют передачу мультимедийной информации (аудио- и видеoinформация, видеоконференции, системы удаленного присутствия, управление удаленным рабочим столом, видеоконтроль и т.п.).

Мультимедийный трафик (ММТ) требует средств, обеспечивающих гарантированное время доставки пакетов ММТ, которое является отличительным признаком систем реального времени (РВ).

Протоколы канального уровня для беспроводного канала связи (БКС) осуществляют доступ (конкурентный или с разделением времени) пакета к единой среде передачи данных БКС, доставку пакета данных и подтверждение обмена данными. После осуществления доступа пакета ММТ к БКС в соответствии с сетевым

протоколом осуществляется передача пакета ММТ от пользователя к получателю. По мере роста интенсивности ММТ возникает очередь к БКС, из-за ожидания в которой возрастает время доставки пакета ММТ получателю. Если время доставки пакета ММТ, включающее ожидание, превышает величину гарантированного времени доставки, то пакет не передается, исключается из очереди и фиксируется как недоставленный.

Необходимость гарантированного обеспечения доставки пакетов обусловила появление у IT-специалистов термина QoS (от англ. *Quality of Service* «качество обслуживания»). В области компьютерных сетей термином QoS называют способность сети обеспечить необходимый сервис заданному трафику в определенных технологических рамках. В узком техническом значении этот термин означает набор методов для управления ресурсами пакетных сетей [1]. Для большинства случаев качество связи определяется следующими четырьмя параметрами:

- скорость передачи информации (Bitrate), описывает номинальную пропускную способность среды передачи информации. Зависит от ширины полосы пропускания канала связи (Гц) и отношения сигнал/шум. Измеряется в bit/s (bps), kbit/s (Kbps), Mbit/s (Mbps), Gbit/s (Gbps);
- задержка при передаче пакета (Delay), измеряется в миллисекундах;

- колебания (дрожание) при передаче пакетов — джиттер (Jitter);
- потеря пакетов (Packet loss). Определяет количество пакетов, потерянных в сети во время передачи.

Практический интерес представляет качество интегрированного обслуживания, которое согласно RFC 1633 оценивает сквозное (End-to-End) качество обслуживания большого количества терминальных станций, подключенных к БКС, гарантируя необходимую пропускную способность [2].

Проблемы определения численных значений параметров качества интегрированного обслуживания ММТ возникают при учёте функциональных особенностей БЛВС. БКС для передачи пакетов ММТ от нескольких пользователей использует единую среду передачи данных, которая зависит от ширины полосы пропускания канала связи, а также:

- количество одновременно функционирующих пользователей БЛВС может изменяться в широких диапазонах;
- интенсивность пакетов ММТ, поступающего в течение суток от каждого функционирующего пользователя, может изменяться в широких диапазонах, образуя существенные кратковременные перегрузки;
- протоколы управления доступом реализуют временное разделение времени обслуживания, пакетов, которые поступают от пользователей;
- протоколы управления доступом определяют пакеты, необслуживаемые из-за превышения допустимого времени обслуживания пакетов ММТ.

Научный интерес к стандарту IEEE 802.11 сохраняется и в настоящее время, что подтверждается большим количеством научных работ, посвященных аналитическому моделированию беспроводных сетей и оценке их производительности в различных условиях. Однако особенности функционирования БЛВС при оценке их производительности до сих пор учтены недостаточно полно. Большое количество публикаций свидетельствует об актуальности проведения исследований в этой области [3-10]. Проведенный анализ позволяет разделить публикации на две группы. Первая группа исследований посвящена анализу производительности беспроводных сетей стандарта IEEE 802.11 для условий максимальной нагрузки (насыщенное состояние сети) при предполагаемой идеальности характеристик БКС (отсутствие шумов, по-

мех и других мешающих радиосигналов в сети) [3-5]. Другая группа исследований пытается выйти за границы идеальной модели, учесть изменение настраиваемых параметров канального уровня стандарта IEEE 802.11 и повысить производительность БЛВС [6, 7, 10]. Обе группы исследований используют описание процесса функционирования беспроводной сети стандарта IEEE 802.11 и математическую модель, базирующуюся на аппарате цепей Маркова с дополнениями, которые отражают описания состояний функциональных расширений. В качестве модели поведения станции стандарта IEEE802.11 (с точки зрения процесса поступления пакетов и их обслуживания) используются модели СМО $M/M/1/\infty$ [3-5] или $M/G/1/\infty$ [6-7], которые не рассматривают возможность отказа обслуживания пакетов при превышении допустимого времени обслуживания. Разработка и анализ новых моделей и методик для определения гарантированной интенсивности ММТ реального времени, учитывающих такие функциональные особенности, как единая среда передачи данных, возможность изменения в широких диапазонах интенсивности поступающих пакетов ММТ, учета параметров протокол управления доступом, регулирования допустимого времени обслуживания пакетов ММТ – позволяют более точно оценивать показатели их производительности как при проектировании новых, так и при модернизации существующих БЛВС.

Целью исследований, результаты которых представлены в настоящей статье, является повышение качества обслуживания мультимедийного трафика реального времени за счет разработки средств, обеспечивающих согласование интенсивности мультимедийного трафика и производительности корпоративной беспроводной локальной вычислительной сети.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

1. С помощью системы дискретно-событийного моделирования Network Simulator NS-3 получены зависимости математического ожидания времени обслуживания пакета ММТ (T_{DCF} и T_{PCF}), учитывающие параметры канальных протоколов управления доступом DCF и PCF для заданных структур БЛВС.

2. Получена аналитическая зависимость гарантированной интенсивности мультимедийного трафика реального времени от требуемого времени доставки, параметров: структуры БЛВС, БКС, канальных протоколов

управления доступом DCF и PCF, которая использует модифицированную модель M/G/1/S.

3. Используя полученные математические соотношения и систему дискретно-событийного моделирования Network Simulator NS-3 установлены зависимости гарантированной интенсивности мультимедийного трафика реального времени (U^{DCF} и U^{PCF}) от параметров: БКС, канальных протоколов управления доступом DCF и PCF для заданных структур БЛВС.

Расчёт вероятностно-временных характеристик беспроводной локальной вычислительной сети

Для расчёта вероятностно-временных характеристик беспроводной локальной вычислительной сети (БЛВС) стандарта IEEE 802.11, содержащей точку доступа AP (от англ. *Access Point*) с установленным протоколом доступа к беспроводному каналу связи (БКС), сервер Server (мультимедийные корпоративные ресурсы корпоративной ЛВС) и k беспроводных терминальных станций $k = \overline{1, K}$ пользователей STA (от англ. *Station*), которые соединены БКС стандарта IEEE 802.11 (см. рис. 1), требуется разработать математическую модель СМО с отказами и ограниченной очередью класса M/G/1/s, в которой принято экспоненциальное распределение времени поступления пакетов λ_k , от каждой STA и настраиваемое время обслуживания пакетов, один обслуживающий прибор (БКС), использующий очередь длиной s , зависящей от количества терминальных станций.

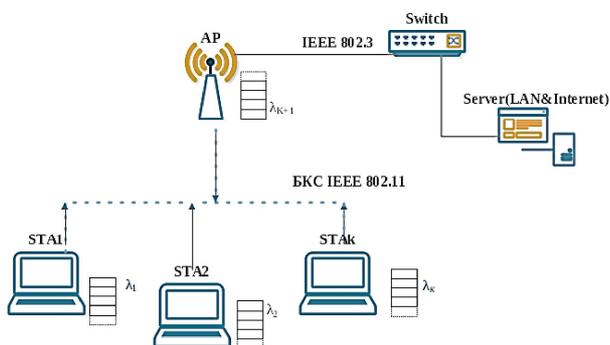


Рис. 1. Беспроводная локальная сеть

Характеристики беспроводной локальной сети

Передача информации на канальном уровне осуществляется пакетами переменной длины, упакованными в кадры IEEE 802.11.

При построении моделей используется математическое ожидание длины l_{Π} пакета, измеряемой в [бит/пакет], либо l_B в [байт/пакет].

Основными параметрами трафика, который поступает на входы БКС от пользователей, является интенсивность λ_k [пакет/с] поступления пакетов на вход БКС от k -й беспроводной станции пользователя ($k = \overline{1, K}$), где K количество беспроводных станций пользователей (λ_{k+1} – интенсивность поступления пакетов на вход БКС от Server). Интенсивность λ_k определяет интервал времени θ_k между поступлениями пакетов на вход БКС от k -й беспроводной станции пользователя:

$$\theta_k = \frac{1}{\lambda_k} [c]. \quad (1)$$

Суммарная интенсивность Λ поступления пакетов сетевых приложений пользователей на вход БКС равна:

$$\Lambda = \sum_{k=1}^{K+1} \lambda_k [\text{пакет/с}]. \quad (2)$$

Особенность мультимедийного трафика состоит в том, что на вход БКС поступает от k -й беспроводной станции пользователя трафик с интенсивностью λ_k , а на выходе БКС имеет трафик с интенсивностью u_k . При этом часть трафика с интенсивностью $\Delta \lambda_k$, у которого время обслуживания и ожидания пакета превышает некоторое гарантированное время $T_{\text{гар}}$ доставки, не обслуживается (теряется):

$$\lambda_k = u_k + \Delta \lambda_k. \quad (3)$$

Суммарная интенсивность Λ входящего трафика БЛВС разделяется на поток доставленного трафика с интенсивностью u и поток не обслуженного (потерянного) трафика с интенсивностью $\Delta \Lambda$:

$$\Lambda = u + \Delta \Lambda. \quad (4)$$

Интенсивность $\Delta \Lambda$ потерянного трафика равна произведению вероятности P_{Π} потери (отказа обслуживания) и суммарной интенсивности Λ входящего трафика БЛВС:

$$\Delta \Lambda = P_{\Pi} \cdot \Lambda. \quad (5)$$

Параметры производительности беспроводного канала связи

Основным ресурсом БКС является пропускная способность C , измеряемая в [бит/с], либо C_B – в [байт/с], либо C_{Π} – в пакетах [пакет/с] длиной l_{Π} .

Пропускная способность C определяет время τ передачи одного бита, измеряемое в [с].

$$\tau = \frac{1}{C} \quad (6)$$

Базовым параметром производительности БКС для трафика в виде непрерывной последовательности пакетов ММТ длиной $l = l_{DATA}$, поступающих на вход БКС только от одного пользователя, без использования специального протокола управления доступом к БКС, используется интенсивность μ^1 [пакет/с] обслуживания БКС [пакет/с], равная пропускной способности C_{Π} – в пакетах [пакет/с] длиной l_{Π} .

В этом режиме передачи пакетов коллизии не возникают. Интенсивность μ^1 связана с математическим ожиданием времени t_{DATA} обслуживания (передача без ожидания в очереди) одного пакета следующим соотношением:

$$t_{DATA} = \frac{1}{\mu^1}. \quad (7)$$

При использовании ресурсов БКС, в котором выполняются функции канального протокола управления доступом (КП), разделяющие единую среду передачи данных между многими потоками, время $T_{КП}$ определяется не только временем t_{DATA} занятости БКС передачей пакета с данными, но и временем $t_{КП}$ занятости БКС выполнением функций канального протокола (КП):

$$T_{КП} = t_{DATA} + t_{КП}. \quad (8)$$

Параметром, характеризующим производительность БКС и учитывающим канальный протокол управления доступом (КП), является интенсивность $\mu^1_{КП}$ обслуживания пакетов в единицу времени:

$$\mu^1_{КП} = \frac{1}{T_{КП}}. \quad (9)$$

Для оценки общей загруженности ресурса БКС используется нормированный безразмерный коэффициент α интенсивности входного трафика, равный отношению суммарной интенсивности Λ поступления пакетов сетевых приложений пользователей на вход БКС и интенсивности $\mu^1_{КП}$:

$$\alpha = \frac{\Lambda}{\mu^1_{КП}}. \quad (10)$$

Для оценки загрузки ресурса БКС полностью обслуженным (доставленным) трафиком используется коэффициент ρ загрузки БКС:

$$\rho = \frac{u}{\mu^1_{КП}} = u \cdot T_{КП}. \quad (11)$$

При использовании канальных протоколов (КП) управления доступом время обслуживания зависит от механизма управления доступом и параметров используемого канального протокола управления доступом к БКС.

Определение времени доставки пакета по беспроводному каналу связи

Задача исследования данного раздела формулируется следующим образом. Для БКС, рассматриваемому как одноканальная СМО, требуется установить зависимость времени $T_{КП}$ конкретного канального протокола, которое затрачивает БКС на доставку пакета ММТ, от известных паспортных характеристик БКС и функциональных характеристик канального протокола доступа к БКС.

Для определения времени доставки пакета ММТ разработан стенд БЛВС (рис. 1) с использованием средства для дискретно-событийного моделирования, в качестве которого выбран Network Simulator ns-3[11], адекватность данного средства подтверждена сравнением с множеством аналитических моделей [11-16].

Канальный протокол распределённого управления доступом к беспроводному каналу связи

Протокол распределенного управления доступом **DCF** (от англ. *Distributed Coordination Function*) - базовый канальный протокол доступа к БКС в стандарте IEEE 802.11[17]. Базовый механизм протокола **DCF** позволяет снизить вероятность коллизий при передаче данных несколькими станциями с помощью случайного времени отсрочки доступа к БКС и кадров подтверждения успешной передачи. Станция, успешно принявшая кадр, содержащий информационный пакет, спустя короткий интервал SIFS немедленно отвечает положительным подтверждением АСК. Явная передача АСК необходима, поскольку в беспроводной среде передатчик не может определить, успешно ли получен его пакет или нет, основываясь лишь на прослушивании канала (контроля несущей).

Для определения зависимости математического ожидания времени обслуживания пакета $\overline{T_{DCF}}(\Lambda)$ и дисперсии времени доставки пакета $\sigma^2_{DCF}(\Lambda)$ от интенсивности трафика ММТ и заданной конфигурации БЛВС приняты параметры БКС IEEE 802.11g, используемые при проведении моделирования и представленные в табл. 1.

Таблица 1
 Параметры БКС IEEE 802.11g для протокола **DCF**

Наименование параметра	Значение
Размер I_{DATA} пакета	1500 байт
Размер АСК	14 байт
Временной интервал SIFS	16 мкс
Временной интервал DIFS	34 мкс
Временной интервал σ_c (тайм-слот отсрочки)	9 мкс
Количество m повторных попыток передачи пакета	7
Размер W_0 минимального окна конкуренции	15
Размер W_{max} максимально допустимого окна конкуренции,	1023
Пропускная способность C БКС	54 Мбит/с
Количество K беспроводных станций пользователей	4
Интенсивность Λ входящего трафика	[250 – 12000] пакетов/с

Канальный протокол централизованного управления доступом к беспроводному каналу связи

Протокол централизованного управления доступом **PCF** (от англ. *Point Coordination Function*) – опциональный канальный протокол доступа к БКС. При использовании данного протокола точка доступа AP может стать РС (*Point Coordinator*) и использовать механизм централизованного опроса беспроводных станций.

Для определения зависимости математического ожидания времени обслуживания пакета $\overline{T}_{PCF}(\Lambda)$ и дисперсии времени доставки пакета $\sigma_{PCF}^2(\Lambda)$ от интенсивности трафика ММТ и заданной конфигурации БЛВС приняты параметры БКС IEEE 802.11g, используемые при проведении моделирования и представленные в табл. 1 и в табл. 2.

Таблица 2
 Параметры БКС IEEE 802.11g для протокола **PCF**

Наименование параметра	Значение
Размер I_{DATA} пакета	1500 байт
Кадр опроса CF-Poll	20 байт
Пропускная способность БКС C	54 Мбит/с
Количество K беспроводных станций пользователей	4
Интенсивность Λ входящего трафика	[250 – 12000] пакетов/с

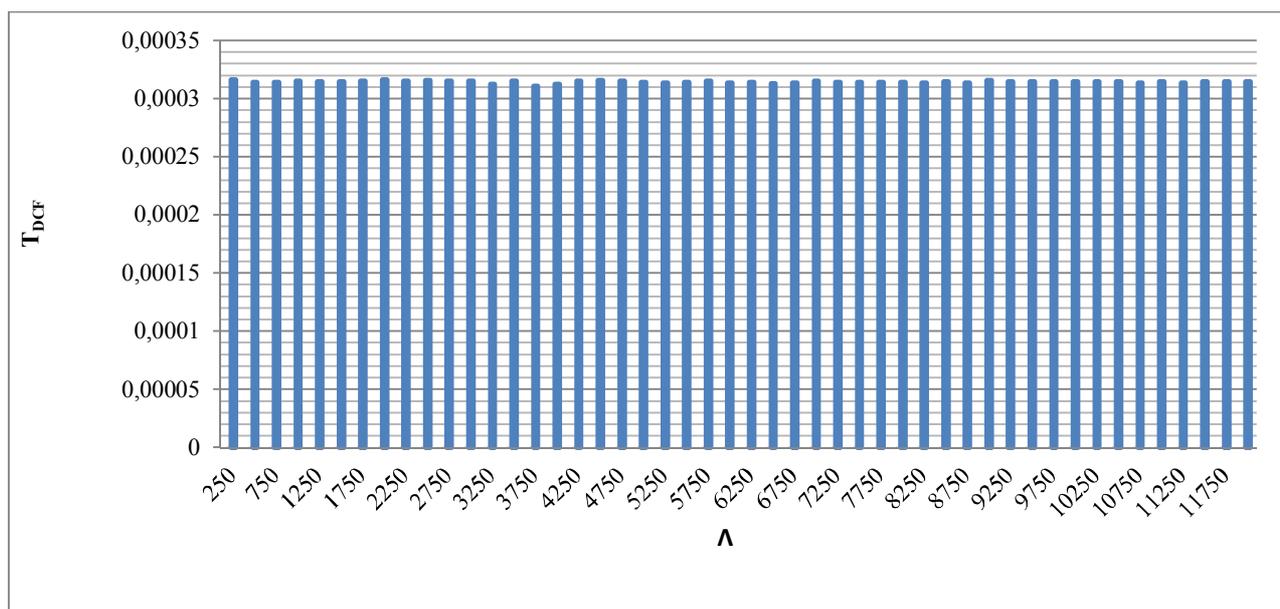


Рис. 2. Зависимости математического ожидания времени обслуживания пакета $\overline{T}_{DCF}(\Lambda)$ от интенсивности трафика ММТ для БКС с протоколов **DCF**

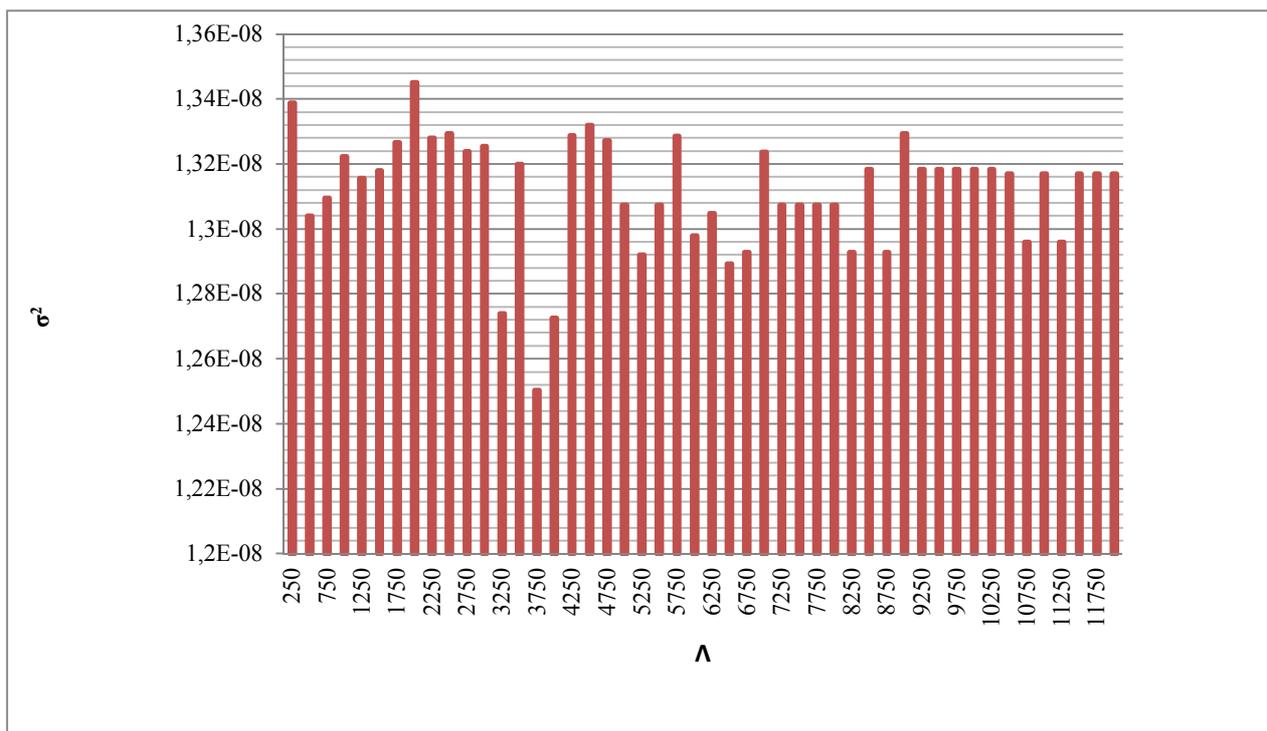


Рис. 3. Зависимости дисперсии времени доставки пакета $\sigma_{DCF}^2(\lambda)$ от интенсивности трафика ММТ для БКС с протоколов **DCF**

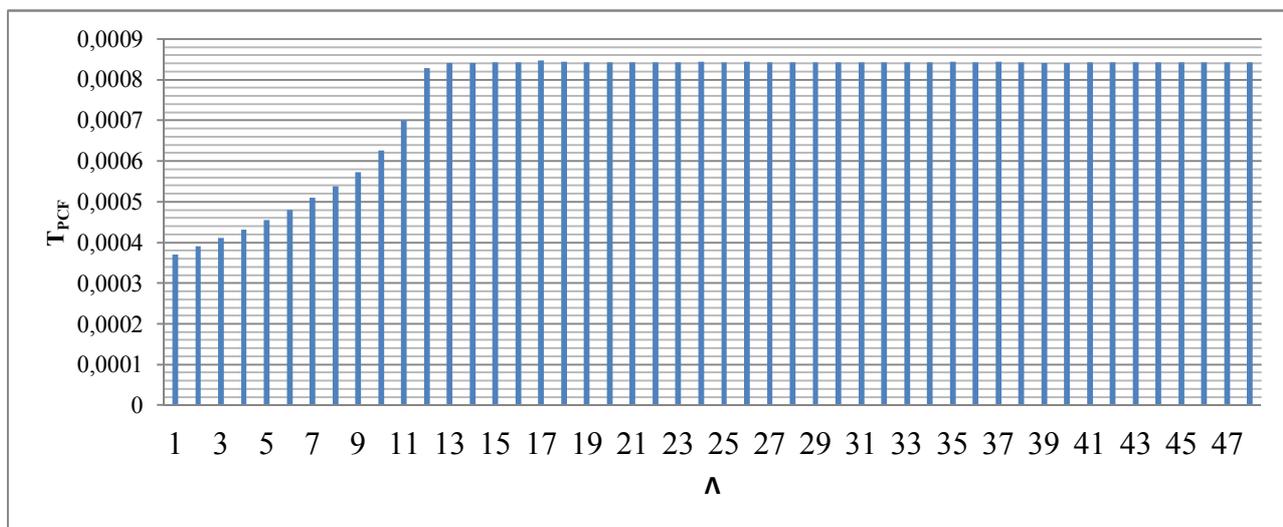


Рис. 4. Зависимости математического ожидания времени обслуживания пакета $\overline{T}_{DCF}(\lambda)$ от интенсивности трафика ММТ для БКС с протоколов **PCF**

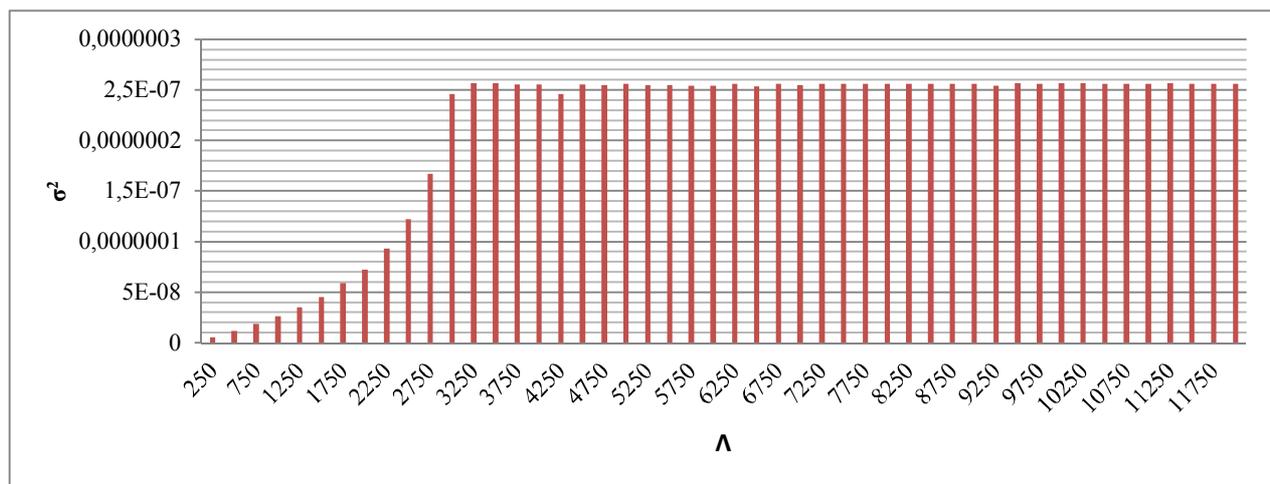


Рис. 5. Зависимости дисперсии времени доставки пакета $\sigma_{DCF}^2(\Lambda)$ от интенсивности трафика ММТ для БКС с протоколов **PCF**

**Аналитическая модель M/G/1/s,
для определения гарантированной
интенсивности мультимедийного трафика
беспроводной локальной вычислительной
сети**

Задача раздела формулируется следующим образом. Для БЛВС с характеристиками, изложенными в разделе «Расчёт вероятностно-временных характеристик беспроводной локальной вычислительной сети» и известными параметрами: $\overline{T}_{DCF}(\Lambda)$ и $\overline{T}_{PCF}(\Lambda)$, дисперсией $\sigma_{DCF}^2(\Lambda)$ и $\sigma_{PCF}^2(\Lambda)$, требуется модифицировать модель класса **M/G/1/s** и получить зависимость предельной интенсивности трафика, обеспечивающего гарантированное время доставки пакетов. При этом количество мест в очереди s принимается равным: $s = 1 + (k + 1) \cdot 2$, где $(k + 1)$ – места в очереди для пакетов ММТ от k беспроводных станций и точки доступа, конкурирующих за доступ к БКС, еще $(k + 1)$ – места в очереди для пакетов, которые ожидают доступ к БКС, но еще не конкурируют за БКС и находятся в буфере k беспроводных станций и точки доступа, и одно дополнительно место для пакета ММТ, который может получить доступ к БКС без конкуренции, случайно.

Классическая модель СМО класса M/M/1/s в качестве базовой модели БЛВС рассматривает БКС как одноканальную СМО с ограниченной очередью, содержащую S мест.

В процессе функционирования модель может находиться в i - состояниях ($i = 0 - (S + 1)$):

Состояние $i = 0$ - БКС свободен, в очереди 0 пакетов

Состояние $i = 1$ - БКС занят обслуживанием пакета, в очереди 0 пакетов

Состояние $i = 2$ - БКС занят обслуживанием пакета, в очереди 1 пакет ($S = 1$)

Состояние i БКС занят обслуживанием пакета, в очереди $i - 1$ пакет ($S = i - 1$).

Состояние $i = (S + 1)$ - БКС занят обслуживанием пакета, в очереди S пакетов

Для классической модели СМО класса M/M/1/s формулы для расчета вероятности состояний имеют вид:

P_i ($i = 0 - (S + 1)$) состояний равны:

$$P_0 = \frac{1}{1 + \alpha + \alpha \sum_{k=1}^{K+1} \alpha^k} \quad (12)$$

$$P_1 = \frac{\alpha}{1 + \alpha + \alpha \sum_{k=1}^{K+1} \alpha^k}$$

$$P_{1+s} = \frac{\alpha^s}{1 + \alpha + \alpha \sum_{k=1}^{K+1} \alpha^k}$$

Авторами проведен детальный анализа работ Хинчина [18] и Полячека [19] по выводу и современному обоснованию Клейнрока Л. [21] и Вишневого В.М. [22] и другой формулы, которая отображает зависимость количества сообщений в системе от параметров: $\lambda, \mu, \rho, C_B^2, \sigma^2$ для модели класса M/G/1/∞. В результате анализа установлено **правило модернизации модели M/M/1/s в модель M/G/1/s**

Чтобы от модели M/M/1/s перейти к модели M/G/1/s необходимо каждый квадрат коэффициента загрузки (ρ^2) обслуживающего прибора умножить на коэффициент γ :

$$\gamma = \frac{(1 + C_B^2)}{2} = \frac{\left(1 + \frac{\sigma^2}{t^2}\right)}{2}, \quad (13)$$

где C_B^2 – коэффициент вариации времени обслуживания пакета в обслуживающем приборе;

σ^2 – дисперсия времени обслуживания пакета в обслуживающем приборе, моделирующем БКС;

\bar{t}^2 – квадрат математического ожидания времени обслуживания пакета в обслуживающем приборе.

При определении S может получиться как нечётное, так и четное число. Поэтому для компактной записи формул, описывающих состояния в полученной модифицированной модели $M/G/1/s$, разобьем множество I индексов состояний на 2 подмножества: подмножество $1I$ индексов нечётных состояний и подмножество $2I$ индексов чётных состояний.

$$I = 1I \cup 2I \quad (14)$$

Тогда вероятности состояний, соответствующие модифицированной модели $M/G/1/s$ равны:

$$\hat{P}_{i \in 1I} = \frac{\alpha^i \gamma^{\frac{i-1}{2}}}{\sum_{i \in 1I} \alpha^i \gamma^{\frac{i-1}{2}} + \sum_{i \in 2I} \alpha^i \gamma^{\frac{i}{2}}}, \quad (15.1)$$

$$\hat{P}_{i \in 2I} = \frac{\alpha^i \gamma^{\frac{i}{2}}}{\sum_{i \in 1I} \alpha^i \gamma^{\frac{i-1}{2}} + \sum_{i \in 2I} \alpha^i \gamma^{\frac{i}{2}}}. \quad (15.2)$$

Формулы расчета вероятностей состояний (15) позволяют найти математическое ожидание количества \bar{n} пакетов в системе:

$$\bar{n} = \sum_{i=1}^{S+1} i \cdot P_i. \quad (16)$$

При этом, если количество мест в очереди S всегда нечётное, то количество состояний – $S+1$ четное, подмножество – ($I = 1I$) тогда:

$$\hat{P}_{I=1I} = \frac{\alpha^i \gamma^{\frac{i-1}{2}}}{\sum_{i \in 1I} \alpha^i \gamma^{\frac{i-1}{2}} + \sum_{i \in 2I} \alpha^i \gamma^{\frac{i}{2}}}. \quad (17)$$

Интенсивность u обслуженных (доставленных) пакетов:

$$u_{I=1I} = \Lambda \left(1 - \frac{\alpha^i \gamma^{\frac{i-1}{2}}}{\sum_{i \in 1I} \alpha^i \gamma^{\frac{i-1}{2}} + \sum_{i \in 2I} \alpha^i \gamma^{\frac{i}{2}}} \right). \quad (18)$$

Гарантированное время доставки пакета ММТ (время в очереди + обслуживание) T^Φ :

$$T^\Phi = \frac{\bar{n}}{u}. \quad (19)$$

Гарантированная интенсивность U^Φ , обслуживающая одновременно $K + 1$ потоков трафика пакетов определяется соотношением:

$$U^\Phi = \frac{1}{T^\Phi}. \quad (20)$$

Анализ функциональных характеристик беспроводной локальной вычислительной сети

Используя результаты моделирования из раздела «Определение времени доставки пакета по беспроводному каналу связи» и полученные математические соотношения из раздела «Аналитическая модель $M/G/1/s$, для определения гарантированной интенсивности мультимедийного трафика беспроводной локальной вычислительной сети» установлены зависимости гарантированной интенсивности мультимедийного трафика реального времени U^{DCF} и U^{PCF} от параметров: БКС, канальных протоколов управления доступом DCF и PCF для заданных структур БЛВС ($K = 4$).

На рис. 6 показана зависимость $u_{КП}^И$ обслуженных пакетов от интенсивности трафика ММТ для КП = [DCF, PCF] полученная с помощью Network Simulator ns-3.

Используя зависимости рис. 2 – 5 и расчётные соотношения (13), (16), (17), (19), получена зависимость гарантированного времени доставки пакета ММТ на рис. 7 для КП = [DCF, PCF]. При этом допустимая задержка пакетов ММТ для приложений систем видеоконференции составляет до 400 мс [1], т.е. при превышении интенсивности трафика ММТ $\Lambda > 6000$, использование протокола DCF приведет к сбоям и снижению качества работы приложения для системы видеоконференции.

Используя зависимости рис. 2 – 5 и расчётные соотношения (13), (16), (17), (19), (20), получена зависимость гарантированной интенсивности U^Φ на рис. 8 для КП = [DCF, PCF]. Полученная зависимость позволяет установить гарантированную интенсивность трафика, в данном случае для приложения системы видеоконференции данное значение характеризует параметры передаваемой картинки.

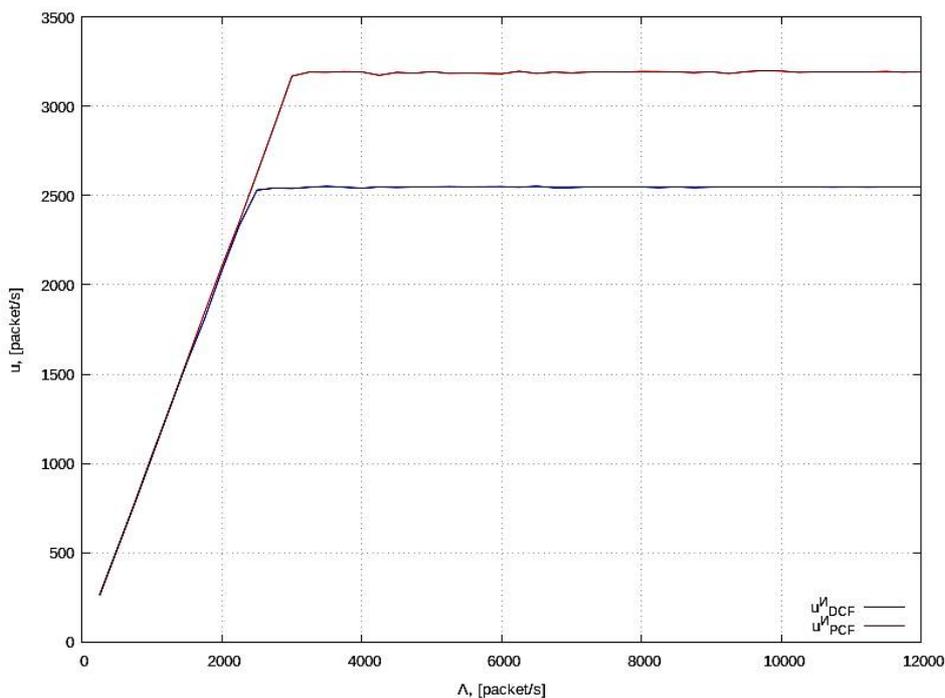


Рис. 6. Зависимость интенсивности $u_{\text{КП}}^{\text{И}}$ обслуженных пакетов от интенсивности трафика ММТ для КП = [DCF, PCF]

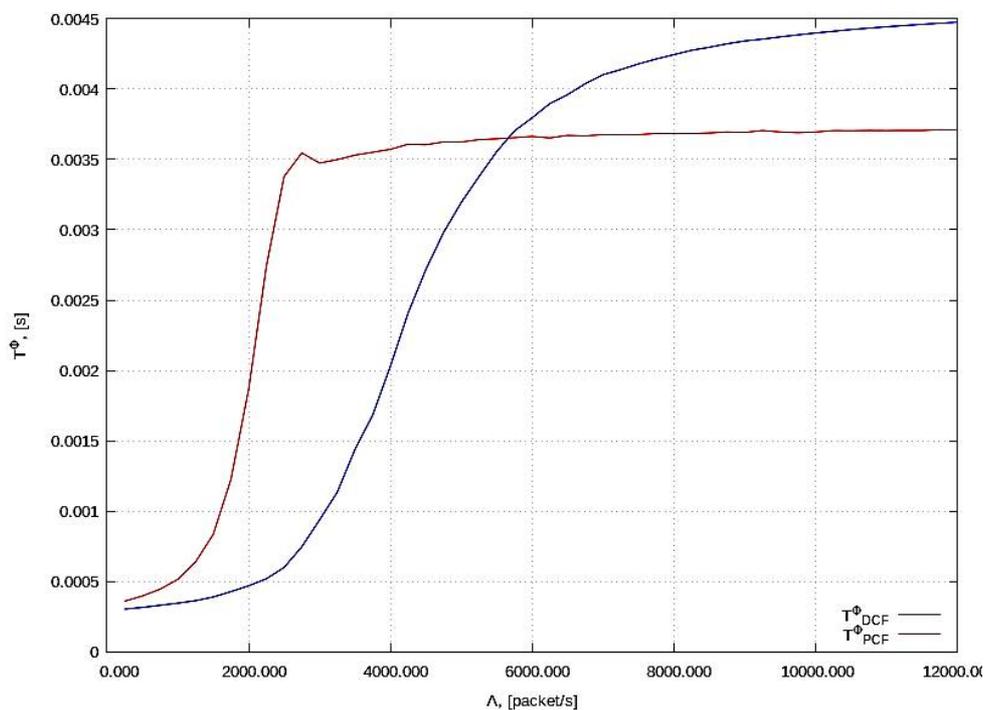


Рис. 7. Зависимость гарантированного времени доставки пакета ММТ $T_{\text{КП}}^{\phi}$ от интенсивности трафика ММТ для КП = [DCF, PCF]

Например, для повышения качества изображения при $\lambda > 6000$ для протокола DCF допустимая интенсивность составляет $U_{DCF}^{\phi} = 224$ пакетов/с, а для PCF $U_{PCF}^{\phi} = 270$ пакетов/с, при условии 4 пользователей это означает, что для Skype [21] при использо-

вании протокола DCF доступна передача картинки 960x540 (16:9), а при использовании протокола PCF - 1280x720 (16:9). То есть переключение канального протокола позволяет повысить качество работы приложения системы видеоконференции в корпоративной БЛВС.

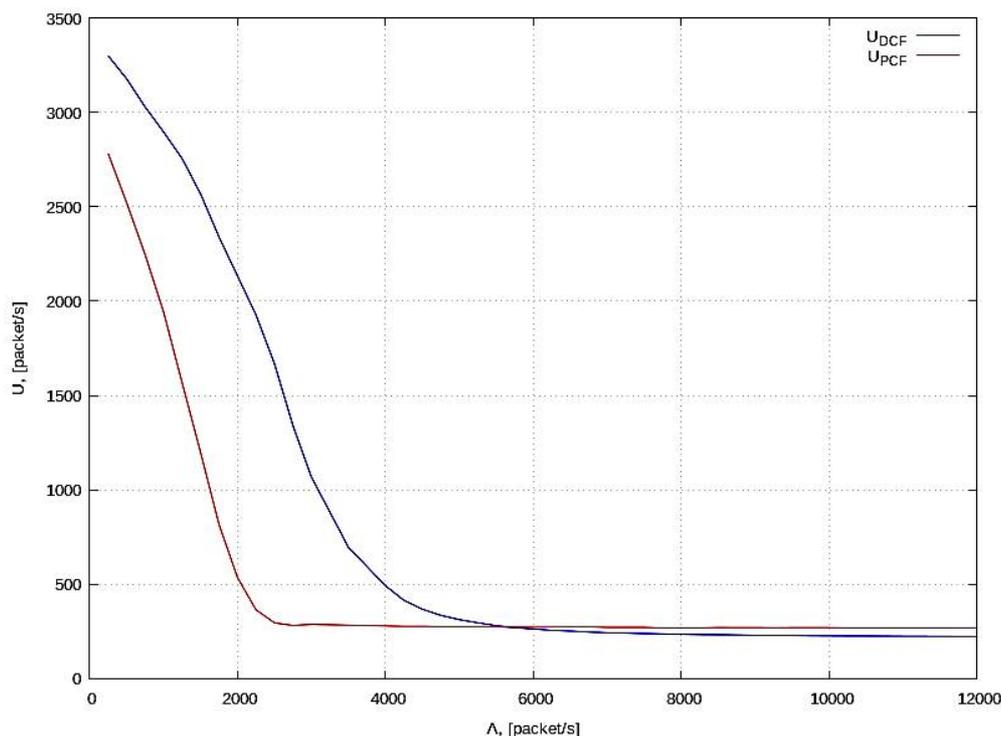


Рис. 8. Зависимость гарантированной интенсивности U^{ϕ} от интенсивности трафика ММТ для КП = [DCF, PCF]

Заключение

В данной работе получены зависимости математического ожидания времени обслуживания пакета мультимедийного трафика в беспроводном канале связи и дисперсия данной величины при использовании DCF и PCF протоколов с помощью дискретно-событийного моделирования для заданной структуры беспроводной локальной вычислительной сети. Разработана аналитическая модель беспроводной локальной вычислительной сети, позволяющая установить гарантированное время доставки пакета мультимедийного трафика и гарантированную интенсивность мультимедийного трафика. С помощью описанных математических соотношений и результатов моделирования получены зависимости гарантированной интенсивности мультимедийного трафика от параметров БКС, канальных протоколов управления доступом DCF и PCF для заданных структур беспроводных локальных вычислительных сетей.

Литература

1. Tim Szigeti, Robert Barton, Christina Hattingh, Kenneth Briley, Jr.. End-to-End QoS Network Design. Second Edition: Cisco Press, 2014.

2. [RFC 1633] R. Braden, ISI, D. Clark, MIT, S. Shenker, Xerox PARC, "Integrated Services in the Internet Architecture: an Overview", RFC 1633, June 1994.

3. G. Bianchi, Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function, IEEE J. Sel. Areas in Commun. 18 (March 2000), pp. 535–547.

4. Ziouva E. and Antonakopoulos T. CSMA/CA performance under high traffic conditions: throughput and delay analysis. Computer Communications, vol. 25, 2/15/ 2002, pp. 313-321.

5. Yang X. Performance analysis of priority schemes for IEEE 802.11 and IEEE 802.11e wireless LANs," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 4, 2005, pp. 1506-1515.

6. Malone D., Duffy K., Leith D. Modeling the 802.11 distributed coordination function in nonsaturated heterogeneous conditions IEEE/ACM Trans. Netw., 15 (1) (2007), pp. 159-172.

7. Unsaturated Throughput Analysis of IEEE 802.11 in Presence of Non Ideal Transmission Channel and Capture Effects / Daneshgaran F., Laddomada M., Mesiti F., and Mondin M. // IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 7, 2008, pp. 1276-1286.

8. Sarah Shaaban, Hesham M. El Badawy, Attallah Hashad, Performance Evaluation of the IEEE 802.11 Wireless LAN Standards - World Congress on Engineering. 2008. Vol I.

9. Ali, Qutaiba. Performance Evaluation of WLAN Internet Sharing Using DCF & PCF Modes. International Arab Journal of e-Technology. 2009.

10. Tinnirello G. Bianchi, and Xiao Y. Refinements on IEEE 802.11 Distributed Coordination Function Modeling Approaches // IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 59, 2010, pp. 1055-1067.

11. Nsnam. n.d., ns-3 | a discrete-event network simulator for internet systems. Available from: [\url{https://www.nsnam.org/}](https://www.nsnam.org/).

12. Yin Y., Gao Y., Hei X. Performance Evaluation of a Unified IEEE 802.11 DCF Model in NS-3. In: Song H., Jiang D. (eds) Simulation Tools and Techniques. SIMUtools 2019. Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering, vol. 295. Springer, Cham, pp. 395-406.
13. Patricia Deutsch, Leonid Veyster and Bow-Nan Cheng LL Simple Wireless: A Controlled MAC/PHY Wireless Model to Enable Network Protocol Research
14. Le Tian, Sébastien Deronne, Steven Latre and Jeroen Famaey Implementation and validation of an IEEE 802.11ah module for NS-3.
15. Hany Assasa and Joerg Widmer Implementation and Evaluation of a WLAN IEEE 802.11ad Model in NS-3.
16. Hossein-Ali Safavi-Naeini, Farah Nadeem and Sumit Roy Investigation and Improvements to the Physical Layer Abstraction for Wi-Fi in ns-3.
17. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks--Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," in IEEE Std 802.11-2016 (Revision of IEEE Std 802.11-2012). 2016.
18. Pollaczek, F. (1930). "Über eine Aufgabe der Wahrscheinlichkeitstheorie". *Mathematische Zeitschrift*. 32, pp. 64–100.
19. Khintchine A.Y. Mathematical theory of a stationary queue. *Matematicheskii Sbornik*. 1932. 39 (4), pp. 73–84.
20. Lanachin. Plan network requirements for Skype for Business - Skype for Business Server 2015 | Microsoft Docs. Retrieved July 20, 2020, from <https://docs.microsoft.com/en-us/skypeforbusiness/plan-your-deployment/network-requirements/network-requirements>
21. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. М.: Книга по Требованию, 2013. 429 с.
22. Approximate Analysis for M/G/1-Polling System with Adaptive Polling Mechanism / В.М. Вишнеvский, А.Н. Дудин, В.И. Клименок, О.В. Семёнова, С.А. Шпилев // Proceedings of the IEEE International Conference on Communications Workshops. Дрезден: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2009. С. 1 - 5.

Поступила 26.08.2020; принята к публикации 20.10.2020

Информация об авторах

Абросимов Леонид Иванович – д-р техн. наук, профессор кафедры вычислительных машин, систем и сетей, академик Международной академии информатизации, Национальный исследовательский университет "МЭИ" (111250, Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14), e-mail: AbrosimovLI@mpei.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6171-8559>

Руденкова Маргарита Андреевна – ассистент кафедры вычислительных машин, систем и сетей, сетевой инженер Информационно-вычислительного центра, администратор академии Cisco, Национальный исследовательский университет "МЭИ" (111250, Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14), e-mail: RudenkovaMA@mpei.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8214-4117>

Хаю Хуссейн – аспирант кафедры вычислительных машин, систем и сетей, Национальный исследовательский университет "МЭИ" (111250, Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14), e-mail: hussain.khayou@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9790-5871>

METHODOLOGY TO DETERMINE GUARANTEED TRAFFIC DELIVERY RATE IN CORPORATE WLAN

L.I. Abrosimov, M.A. Rudenkova, H. Khayou

National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russia

Abstract: the aim of the work is to improve the quality of service for multimedia traffic in corporate wireless local area networks at the expense of means that ensure the coordination of the intensity of multimedia traffic and the performance of the wireless local area network. To achieve this goal, the dependencies of the mathematical expectation of the packet service time are established using discrete-event modeling for the given structures of the wireless local area network. An analytical model of a wireless local area network was developed; and mathematical relationships were obtained for calculating the guaranteed intensity of multimedia traffic. Using discrete-event modeling and the obtained mathematical relationships, the dependences of the guaranteed intensity of multimedia traffic for the given parameters of the structure of the wireless local area network, the parameters of the wireless communication channel and channel access control protocols were established

Key words: WLAN, media access control protocols, performance evaluation, QoS

References

1. Sziget T., Barton R., Hattingh C., Briley K.Jr. "End-to-end QoS network design", Cisco Press, 2014.
2. Braden R., ISI, Clark D., MIT, Shenker S., Xerox PARC " Integrated services in the Internet architecture: an overview", RFC 1633, June 1994.
3. Bianchi G. "Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function", *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, March 2000, no. 18, pp. 535–547.
4. Ziouva E., Antonakopoulos T. "CSMA/CA performance under high traffic conditions: throughput and delay analysis", *Computer Communications*, 2002, vol. 25, no. 2(15), pp. 313-321.

5. Yang X. "Performance analysis of priority schemes for IEEE 802.11 and IEEE 802.11e wireless LANs", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, vol. 4, pp. 1506-1515.
6. Malone D., Duffy K., Leith D. "Modeling the 802.11 distributed coordination function in nonsaturated heterogeneous conditions", *IEEE/ACM Trans. Netw.*, 2007, no. 15(1), pp. 159-172.
7. Daneshgaran F., Laddomada M., Mesiti F., and Mondin M. "Unsaturated throughput analysis of IEEE 802.11 in presence of non-ideal transmission channel and capture effects", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, vol. 7, pp. 1276-1286.
8. Shaaban S., El Badawy H.M., Hashad A. "Performance Evaluation of the IEEE 802.11", *Wireless LAN Standards - World Congress on Engineering*, 2008, vol. I.
9. Qutaiba A. Performance evaluation of WLAN Internet sharing using DCF & PCF modes", *International Arab Journal of e-Technology*, 2009.
10. Tinnirello G. Bianchi, Xiao Y. "Refinements on IEEE 802.11 distributed coordination function modeling approaches", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, vol. 59, pp. 1055-1067.
11. Nsnam N.D. "NS-3. A discrete-event network simulator for internet systems", available at: <https://www.nsnam.org/>.
12. Yin Y., Gao Y., Hei X. Performance evaluation of a unified IEEE 802.11 DCF model in NS-3", eds Song H., Jiang D. *Simulation Tools and Techniques. SIMUtools 2019. Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering*, Springer, Cham, vol. 295, pp. 395-406.
13. Deutsch P., Veyster L., Cheng Bow-Nan "LL simple wireless: a controlled MAC/PHY wireless model to enable network protocol research"
14. Tian L., Deronne S., Latre S., Famaey J. "Implementation and validation of an IEEE 802.11ah module for NS-3".
15. Assasa H., Widmer J. "Implementation and Evaluation of a WLAN IEEE 802.11ad Model in NS-3".
16. Hossein-Ali Safavi-Naeini, Farah Nadeem, Sumit Roy "Investigation and improvements to the physical layer abstraction for Wi-Fi in ns-3".
17. IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks--Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications", *IEEE Std 802.11-2016 (Revision of IEEE Std 802.11-2012)*, 2016.
18. Pollaczek F. "Über eine Aufgabe der Wahrscheinlichkeitstheorie", *Mathematische Zeitschrift*, 1930, vol. 32, pp. 64–100.
19. Khintchine A.Y. "Mathematical theory of a stationary queue", *Matematicheskii Sbornik*, 1932, vol. 39(4), pp. 73–84.
20. Lanachin "Plan network requirements for Skype for Business - Skype for Business Server 2015", *Microsoft Docs.*, July 20, 2020, URL: <https://docs.microsoft.com/en-us/skypeforbusiness/plan-your-deployment/network-requirements/network-requirements>
21. Kleynrok L. "Queueing theory" ("Teoriya massovogo obsluzhivaniya"), Moscow, Kniga po trebovaniyu, 2013, 429 p.
22. Vishnevskiy V.M., Dudin A.N., Klimenok V.I., Semyenova O.V., Shpilev S.A. "Approximate analysis for M/G/1-polling system with adaptive polling mechanism", *Proc. of the IEEE International Conference on Communications Workshops*, Dresden, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2009, pp. 1-5.

Submitted 26.08.2020; revised 20.10.2020

Information about the authors

Leonid I. Abrosimov, The corresponding member of the International Information Academy, Dr. Sc. (Eng), Professor, National Research University "Moscow Power Engineering Institute" (14 Krasnokazarmennaya str., Moscow 111250, Russia), e-mail: AbrosimovLI@mpei.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6171-8559>

Margarita A. Rudenkova, assistant, Network Engineer, Academy Leader Cisco MPEI Training Centre, National Research University "Moscow Power Engineering Institute" (14 Krasnokazarmennaya str., Moscow 111250, Russia), e-mail: RudenkovaMA@mpei.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8214-4117>

Hussein Khayou, Graduate Student, National Research University "Moscow Power Engineering Institute" (14 Krasnokazarmennaya str., Moscow 111250, Russia), e-mail: hussein.khayou@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9790-5871>

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ФАКТОРНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ НАСТРОЕК СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УСТАНОВОК КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

В.В. Бабенко, И.А. Хайченко, Ю.В. Нефедов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается способ координации настроек локальных систем автоматического регулирования установок компенсации реактивной мощности (РМ) городской системы электроснабжения для достижения оптимального режима работы всей системы по критерию минимума потерь электрической энергии. На основе анализа базы данных автоматизированной системы коммерческого учета электроэнергии МУП «Воронежская горэлектросеть» за пять лет определено, что величина $\text{tg } \varphi$ (коэффициент реактивной мощности) не соответствует нормируемым ГОСТом значениям и требует существенной корректировки для снижения потерь электрической энергии. Оптимальный режим управления рассматриваемой системой электроснабжения по месту подключения и величине реактивной мощности требуемых установок компенсации возможен при правильном соотношении выбранных критериев локальной и системной оптимизации режимов работы ГЭС. Определено, что для получения экономического обоснованного эффекта от оптимизации режима работы ГЭС по критерию достижения $\text{tg } \varphi$ не более 0,35 необходима установка устройств компенсации РМ как минимум на 50% -70% всех параметров реактивной мощности узла нагрузки (РП) энергоемких потребителей. Кроме того, показана целесообразность использования при данном способе компенсации реактивной мощности регрессионного принципа автоматического управления, базирующегося на методе факторного планирования эксперимента. При наличии базы данных параметров городской системы электроснабжения возможно получить серию уравнений регрессии, являющихся основой для настроек локальной системы управления установок компенсации реактивной мощности, которые необходимо установить в основных узловых точках РП МУП «Воронежская горэлектросеть». Установлено, что сформированные на базе уравнений регрессии параметры для системы управления успешно могут быть интегрированы в современные цифровые микропроцессорные регуляторы установок компенсации реактивной мощности сложных систем электроснабжения

Ключевые слова: снижение потерь электроэнергии, метод факторного планирования эксперимента, система управления, регулирование реактивной мощности

Введение

Регулирование напряжения и реактивной мощности (РМ) в электрических сетях является одним из основных мероприятий по снижению потерь электроэнергии (ЭЭ) и повышению ее качества. В соответствии с пунктами 1.2.22 – 1.2.24 ПУЭ «Уровни и регулирование напряжения, компенсация реактивной мощности», для электрических сетей следует предусматривать технические мероприятия по обеспечению качества электрической энергии в соответствии с требованиями ГОСТ 13109. За счет этих мероприятий, по ряду оценок, удастся снизить потери активной мощности на 10% - 15% в режиме наибольших нагрузок. Как правило, к регулированию режимов должны привлекаться все регулирующие и компенсирующие устройства: синхронные компенсаторы, трансформаторы сетей различного уровня напряжения, батареи статических конденсаторов (БСК). Для распределительных сетей 0,4 – 10 кВ, в соответствии с п.5.6.14 ПУЭ, для достижения наиболее эконо-

мичного режима работы электрических сетей (ЭС) с переменным графиком реактивной нагрузки следует применять установки автоматического регулирования реактивной мощности (РМ). Данные устройства, как правило, оснащены системами автоматического регулирования, получающими сигналы управления в соответствии с локальными параметрами. В настоящее время координация сигналов управления локальных систем автоматического регулирования осуществляется с использованием плановых графиков напряжения [1].

Такие графики рассчитываются исходя из прогнозируемых нагрузок потребителей и планового состава оборудования ЭС в результате решения задач оптимизации. При отклонении режима от планового заранее рассчитанные установки уже не являются оптимальными, и координация действий локальных систем регулирования нарушается. Такое положение нельзя считать удовлетворительным, если иметь ввиду следующий фактор. Развитие ЭС приводит к соответствующему росту регулирующих устройств, работающих по местным параметрам, что, помимо ухудшения экономичности

режима, может привести к недопустимым отклонениям напряжений в некоторых узлах.

В связи с этим получили распространение эффективные методы централизованного управления всеми регулируемыми устройствами напряжения и РМ, требующие значительные аппаратные и программные комплексы вычислительных средств АСДУ [2,3]. С другой стороны, совершенствование системы управления (СУ), научно обоснованное снижение степени централизации управления на основе глубоких знаний внутренних взаимосвязей управляемых процессов являются на сегодняшний день важным направлением технологий энергосбережения.

Постановка задачи

Одним из путей реализации таких технологий является использование регрессионного принципа автоматического управления установившимися режимами ЭС [4,5]. На основе анализа расчетных моделей ЭС можно реализовать принципы подчиненного регулирования СУ всех локальных регуляторов одной общей задаче, например, оптимизации режимов ЭС по критерию минимума потерь ЭЭ. При этом локальные автоматические устройства должны учитывать комплекс местных параметров с целью реализации заданного режима, являющегося оптимальным для всей системы электроснабжения. Известный регрессионный принцип автоматического управления установившихся режимов ЭС основан на реализации установленных взаимосвязей между параметрами узлов генерации (точки отпуска ЭЭ) и нагрузочных узлов в виде уравнения регрессии:

$$U = U_0 + k_1 \cdot I_1 + k_2 \cdot I_2 + \dots + k_n \cdot I_n + \Delta\sigma, \quad (1)$$

где U – напряжение на шинах узла;

I_1, I_2, \dots, I_n – токи элементов ЭС;

k_1, k_2, \dots, k_n – коэффициенты уравнения регрессии;

$\Delta\sigma$ – ошибка, характеризующая отклонение от оптимального режима ввиду неучета малых членов уравнения регрессии;

U_0 – входное напряжение.

Определение взаимосвязей этих параметров базируются на корреляционно-регрессионном анализе, требующем большого количества статистического материала, сбор и обработка которого связаны с большими трудностями [6]. Учитывая тот факт, что на многих современных объектах энергетики установлены

автоматизированные системы контроля и учета электроэнергии (АСКУЭ) и даже диспетчерские службы (АСДУ), то для решения поставленных вопросов целесообразно использовать математический метод полного факторного эксперимента (ПФЭ) совместно с имеющимися программными средствами расчета и моделирования режима ЭС по критерию минимизации потерь ЭЭ (например, PS CAD или лицензированные программные комплексы РАП ОЭ или РАПСТР-ВИН) [7-9]. Указанные программные комплексы применяются во всех АСДУ сетевых энергетических компаний и способны рассчитать оптимальный режим ЭС, используя методы Лагранжа или Ньютона–Рафсона.

Трудности применения ПФЭ к задачам исследования ЭС большой размерности связаны с тем, что число экспериментов, определяемое как 2^n , весьма большое (n – число независимых параметров). Количество независимых параметров может быть уменьшено на основе изучения корреляционных связей независимых параметров и объединением их при больших коэффициентах корреляции.

Решение сформулированной задачи

Реализация абсолютно оптимального режима любой ЭС в целом (системная оптимизация) или ее отдельных объектов (локальная оптимизация) по критерию минимума потерь ЭЭ теоретически возможна (например, путем нахождения абсолютного экстремума методом Лагранжа), но практически нецелесообразна по экономическим соображениям затрат на программную реализацию. Имеет смысл (особенно для случаев ЭС регионального уровня) применение инженерных решений, использующих имеющиеся уже базы данных и программное обеспечение. Они сочетают в себе простоту реализации и достаточный уровень снижения потерь ЭЭ. В соответствии с вышеизложенным, предложено использовать упрощенную методику получения управляющих параметров для локальных средств регулирования режимов региональными системами электроснабжения (СЭС). Она предполагает на основе базы данных АСКУЭ и типовой методики первой части плана полного факторного эксперимента получение расчетных параметров напряжения узловых точек СЭС в виде уравнения регрессии (1). Согласно принятой методике, далее проводи-

Таблица 1

Характеристика сетей МУП «Воронежская горэлектросеть»

Наименование показателя	Величина
Суммарная протяженность линий электро-снабжения, в т.ч.:	
кабельных 0,4 кВ, км	1 305,9
кабельных 6-10 кВ, км	1 611,0
воздушных 0,4 кВ, км	1 704,9
в т.ч. СИП «Торсада»	717,6
воздушных 6 кВ, км	20,24
Количество трансформаторных подстанций и РП	1 302
Количество силовых трансформаторов, штук	2 290
КЛ-0,4 кВ, %	76
ВЛ-6 кВ, %	90
ВЛ- 0,4 кВ, %	56,6

лась оценка значимости коэффициентов k_1, k_2, \dots, k_n по критерию Стьюдента и ограничение их количества до трех для всех РП. Соответственно методике, проводилась оценка адекватности полученного уравнения имеющимся статистическим данным по критерию Фишера [10]. Далее, с помощью имеющихся программных комплексов рассчитывается оптимальное прогнозное значение напряжения узловых точек СЭС, по которому должны обрабатываться управляющие сигналы локальных средств регулирования режимов (например, БСК). Следует отметить, что при отсутствии в СЭС диспетчерских структур с программными средствами расчета и прогнозирования оптимальных режимов возможна реализация полного плана факторного эксперимента. При этом целесообразно в качестве целевой функции принять параметр реактивной мощности узла нагрузки (РП) и определять его локальный экстремум по известной методике [10]. Соответственно, настройки регуляторов БСК по «отклонению» реактивной мощности будут обеспечивать только некий уровень локальной оптимизации режима СЭС. Вопросы соответствия этого уровня требуемому уровню системной оптимизации являются предметом отдельного исследования.

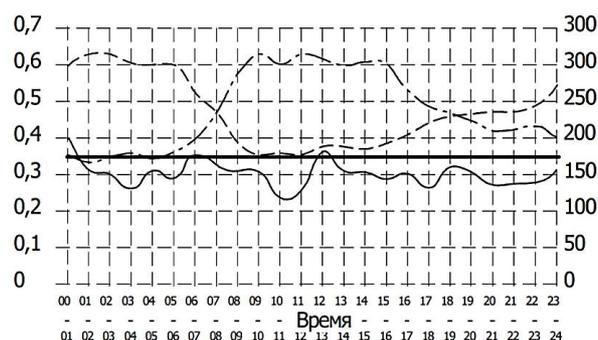
Апробация неполного ФЭ с использованием метода регрессионного автоматического управления установившимися режимами ЭС была проведена в сетевой структуре МУП «Воронежская горэлектросеть» (ГЭС).

ГЭС является крупнейшей территориальной сетевой организацией г. Воронежа, занимая около 70% розничного рынка электрической энергии и мощности, обслуживает более 9 500 юридических лиц (54 - относятся ко всем видам промышленности, 42 – к транспорту и связи, 107 потребителей принадлежат к современным структурам в сфере жилищно-коммунального хозяйства) и имеет сложную техническую инфраструктуру (табл. 1).

Для формирования базы данных из системы АСКУЭ МУП «Воронежская горэлектросеть» взяты два периода: апрель – июнь 2014-2018 гг. и декабрь 2014-2018 гг.

Всего по каждому фидеру восьмидесяти трех основных РП имелось 92 дня измерений в весенне-летний период времени и 31 день измерений в зимний период (за год).

На основании анализа полученной базы данных системных замеров была установлена существенная корреляционная связь между системной нагрузкой и графиками нагрузки основных потребителей ЭЭ по шинам базовых распределительных пунктов (РП) ГЭС. Полученные результаты были использованы для расчета коэффициентов уравнения регрессии (1) и построения в формате Microsoft Excel точных графиков колебаний значения коэффициента реактивной мощности (рисунок).



Пример суточного графика активной (— · —), реактивной (————) мощности, коэффициента реактивной мощности (— — —) и нормируемого значения коэффициента реактивной мощности (————) по часам суток

Реализация ПФЭ подразумевает формирование таблиц плана экспериментов для сгруппированных по четыре РП вариаций независимых параметров (мощности, рабочих токов на шинах, рассматриваемых РП, суммарной системной нагрузки с учетом конкретного перио-

да). Так, в табл. 2 приведены пределы вариации независимых параметров (именно для нормирования пределов изменения параметров все рассматриваемые РП с учетом их установленных мощностей были сгруппированы по четыре – одна узловая и три примыкающих РП).

Таблица 2

Пределы вариации независимых параметров для одной группы РП

N	Независимые параметры (узловые точки питания)	Нижний предел вариации	Верхний предел вариации
1	РП-40	$545 + j 254.3$	$743 + j 364$
2	РП-55	$100 + j 78$	$725 + j 410$
3	РП-60 (узловая)	$812.3 + j 367$	$1195 + j 540$
4	РП-63	$195 + j 97.5$	$300 + j 150$
5	Суммарная нагрузка системы (x1000 кВА)	$2490 + j 1453$	$3500 + j 2043$

Согласно составленному плану первой части факторного эксперимента, были получены адекватные значения напряжения узловых точек СЭС (групп РП) в виде уравнения регрессии. Далее, с помощью имеющегося в АСДУ программного комплекса были получены скорректированные (по критериям минимума системных потерь ЭЭ) прогнозные значения напряжения узловых точек. В результате получена серия уравнений регрессии для основных узловых точек (РП) СЭС.

В частности, уравнение регрессии для управления выдачей реактивной мощности БСК, установленной на одном из наиболее мощных и проблемных (по уровню коэффициента реактивной мощности) РП-60, имеет следующий вид:

$$U = 6.6 - 0.031 \cdot I_{p60-24} + 0.0064 \cdot I_{p60-27} + 0.424 \cdot I_{p60-25}, \quad (2)$$

где $I_{p60-24}, I_{p60-27}, I_{p60-25}$ - рабочие токи от РП-60 к соседним узлам нагрузки ГЭС. По аналогии были определены коэффициенты уравнения регрессии для остальных узловых РП. Далее, в качестве решения прикладной задачи рассмотренной методики предложена реализация найденного закона управления для настройки штатного автоматического регулятора, установки компенсации реактивной мощности (УКРМ) рассмотренной РП-60. УКРМ на 6 кВ имеет две секции конденсаторов с мощностями $Q_1 = 150$ кВАр, $Q_2 = 250$ кВАр, что позволяет иметь 4 ступени регулирования РМ.

В качестве автоматического регулятора РМ на данной УКРМ установлен итальянский

цифровой микропроцессорный регулятор серии DCRG "LOVATO Electric" для автоматической корректировки коэффициента мощности с выходным реле для коммутации конденсаторных батарей в исполнение с 4, 7, 8 или 12 ступенями регулирования. Регуляторы реактивной мощности DCRG – это полностью автоматические приборы, осуществляющие обычно локальное управление компенсацией реактивной мощности «по отклонению». Регуляторы оснащены точными измерительными контурами тока и напряжения, а цифровой обработкой измеренных величин достигается высокая точность определения как актуальной эффективной величины тока, так и косинуса. Приборы осуществляют вычисление основной гармонической составляющей активного и реактивного тока алгоритмом FFT. Подобным способом вычисляется и основная гармоника напряжения, чем обеспечивается точность измерения и регулирования и в условиях значительных ТНД (наличие высших гармонических напряжения). В режиме локального регулирования (режим поддержания, заданного $\text{tg } \varphi$ на фидере конкретной РП) регулятор автоматически определяет как способ подключения, так и значения каждой присоединенной ступени конденсаторных батарей.

В режиме системного регулирования (режим поддержания минимума потерь ЭЭ во всей рассмотренной ЭС) регулятор в качестве задающей настройки использует сигнал задания напряжения данной узловой точки, учитывающий коэффициенты уравнения регрессии (для каждого регулятора УКРМ каждой РП они индивидуальны). Входной сигнал появляется при наличии реактивного тока (по отношению к заранее установленному значению коэффициента мощности) в токе нагрузки. Если ток индуктивного характера, то подается команда «включить» секцию БСК. При наличии тока емкостного характера - подается команда «отключить» секцию БСК.

Выводы

1. Анализ базы данных по каждому фидеру основных РП МУП «Воронежская горэлектросеть» показывает, что величина $\text{tg } \varphi$ не остается постоянной в течение суток и, в основном, не соответствует нормируемым ГОСТом значениям. Для повышения уровня энергосбережения требуется проведение дополнительных технических мероприятий по установке на ряде

РП дополнительных устройств компенсации РМ.

2. Реализация таких технологий целесообразна при правильном соотношении выбранных критериев локальной и системной оптимизации режимов работы ГЭС. Предложено в этом направлении использовать регрессионный принцип автоматического управления на основе метода факторного планирования эксперимента.

3. Показано, что для рассматриваемой ГЭС при достаточно малых затратах на сбор, обработку статистического материала и оптимизационные расчеты можно получить серию уравнений регрессии для управляющих сигналов СУ УКРМ в основных узловых точках (шины РП) ЭС.

4. Сформированные таким образом управляющие сигналы для СУ УКРМ технически могут быть интегрированы в современные цифровые микропроцессорные регуляторы УКРМ (например, серии DCRG "LOVATO Electric").

5. Определено, что для получения экономически обоснованного эффекта от системной оптимизации режима работы ГЭС по критерию минимума потерь ЭЭ необходима установка устройств компенсации РМ как минимум на 50%-70% всех РП энергоемких потребителей.

Литература

1. Ершов А.М. Автоматизация систем электроснабжения. Челябинск: Издательство ЮУрГУ, 2009. 100 с.
2. Крысанов В.Н. Аппаратно-программное управление режимами узлов нагрузки региональных сетей электроснабжения с помощью статических устройств: монография. Воронеж: ВГТУ, 2017. 244 с.
3. Овчаренко Н.И., Дьяков А.Ф. Автоматизация энергосистем. М.: Издательство МЭИ, 2007. 476 с.
4. Ефремов И.А., Таран А.С., Филипова Т.А. Принципы повышения эффективности управления режимами работы электроэнергетических систем // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 1-1 (25). С. 199-203.
5. Ярцев С.Д. Сопоставительный анализ математических моделей оценивания состояния электроэнергетической системы // Фундаментальные исследования. 2007. № 11. С. 144-153
6. Немчинов В.С. Теория и практика статистики. М.: Изд-во Наука, 1967. 432 с.
7. Макаричев Ю.А., Иванников Ю.Н. Методы планирования эксперимента и обработки данных: учеб. пособие. Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2016. 131с.
8. Решетников М.Т. Планирование эксперимента и статистическая обработка данных: учеб. пособие. Томск: ТУСУР, 2000. 232 с.
9. Крысанов В.Н. Программно-аппаратное обеспечение систем управления ЭЭС на базе технологии FACTS. Воронеж: ВГТУ, 2016. 232 с.
10. Монтгомери Д.К. Планирование эксперимента и анализ данных: пер. с англ. Л.: Судостроение, 1980. 384 с.

Поступила 22.05.2020; принята к публикации 21.10.2020

Информация об авторах

Бабенко Владимир Владимирович – аспирант кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: vova.babenko.94@mail.ru, тел. 89155408873

Хайченко Илья Александрович – аспирант кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: li740@yandex.ru, тел. 89525557503

Нефедов Юрий Васильевич – аспирант кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: nefedovjurij@yandex.ru, тел. 8906-673-44-40

APPLICATION OF THE EXPERIMENTAL FACTOR PLANNING METHOD FOR REALIZING REACTIVE POWER COMPENSATION SETTING SYSTEM SETTINGS

V.V. Babenko, I.A. Khaychenko, Yu.V. Nefedov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: this article discusses how to coordinate the settings of local automatic control systems of reactive power compensation plants of a city power supply system in order to achieve the optimal mode of operation of the entire system according to the criterion of minimum loss of electric energy. Based on the analysis of the database of the automated system of commercial accounting of electricity of Municipal Unitary Enterprise "Voronezh City Electric Network" for five years, it was determined that the value of $\text{tg } \varphi$ (reactive power factor) does not correspond to the values normalized by GOST and requires significant adjustment to reduce electrical energy losses. The optimal control mode of the considered power supply system at the point of connection and the value of reactive power of the required compensation plants is possible with the correct ratio of

the selected criteria of local and system optimization of the hydroelectric power station operation modes. It was determined that in order to obtain an economically justified effect from optimizing the mode of operation of the hydroelectric power station according to the criterion of $\text{tg } \varphi$ reaching a maximum of 0.35, it is necessary to install RM compensation devices at least 50% -70% of all RP energy-intensive consumers. In addition, the utility of using the regression principle of automatic control c based on the factor planning method of the experiment in this reactive power compensation method is shown. At sufficiently low costs for collection, processing of statistical material and optimization calculations, it is possible to obtain a series of regression equations, on which the calculated part of the settings of the control system of reactive power compensation plants, which should be installed in the main nodes of the Voronezh City Electric Network, is based. It was found that the parameters generated on the basis of regression equations for the control system can be successfully integrated into modern digital micro-processor regulators of reactive power compensation plants of complex power supply systems

Key words: reduction of electricity losses, method of factor planning of the experiment, control system, regulation of reactive power

References

1. Ershov A.M. "Automation of power supply systems" ("Avtomatizatsiya sistem elektrosnabzheniya"), Chelyabinsk, Publishing House of SUSU, 2009, 100 p.
2. Krysanov V.N. "Hardware-software control of load node modes of regional power supply networks using static devices" ("Apparatno-programmnoe upravlenie rezhimami uzlov nagruzki regional'nykh setey elektrosnabzheniya s pomoshch'yu staticheskikh ustroystv"), monograph, VSTU, 2017, 244 p.
3. Ovcharenko N.I., Dyakov A.F. "Automation of power systems" ("Avtomatizatsiya energosistem"), Moscow, Publishing House of MPEL, 2007, 476 p.
4. Efremov I.A., Taran A.S., Filipova T.A. "The principles of increasing the efficiency of management of the operating modes of electric power systems", *Reports of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki)*, 2012, no. 1-1(25), pp. 199-203.
5. Yartsev S.D. "Comparative analysis of mathematical models for assessing the state of the electric power system", *Fundamental Research (Fundamental'nye issledovaniya)*, 2007, no. 11, pp. 144-153
6. Nemchinov B.C. "Theory and practice of statistics" ("Teoriya i praktika statistiki"), Moscow, Nauka, 1967, 432 p.
7. Makarichev Yu.A., Ivannikov Yu.N. "Methods of experiment planning and data processing: textbook" ("Metody planirovaniya eksperimenta i obrabotki dannykh: ucheb. posobie"), Samara State Technical University, 2016, 131 p.
8. Reshetnikov M.T. "Planning an experiment and statistical data processing: textbook" ("Planirovanie eksperimenta i statisticheskaya obrabotka dannykh: ucheb. posobie"), Tomsk, TUSUR, 2000, 232 p.
9. Krysanov V.N. "Software and hardware for EES control systems based on FACTS technology" ("Programmno-apparatnoe obespechenie sistem upravleniya EES na baze tekhnologii FACTS"), VSTU, 2016, 232 p.
10. Montgomery D.K. "Experiment planning and data analysis" ("Planirovanie eksperimenta i analiz dannykh"), Leningrad, Sudostroenie, 1980, 384 p.

Submitted 22.05.2020; revised 21.10.2020

Information about the authors

Vladimir V. Babenko, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: vova.babenko.94@mail.ru, tel. +79155408873

Il'ya A. Khaichenko, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: li740@yandex.ru, tel. +79525557503

Yuriy V. Nefedov, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: nefedowjurij@yandex.ru, tel. +7906-673-44-40

СИНТЕЗ ВЫСОКОТОЧНЫХ СИСТЕМ МОДАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ**Е.М. Васильев, Е.А. Сердечная, А.В. Таволжанский****Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия**

Аннотация: решается задача синтеза систем модального управления с высоким порядком астатизма. Показано, что традиционный подход к решению этой задачи, заключающийся в последовательном и независимом обеспечении требований к характеру переходного процесса и к показателям его точности, сталкивается с необходимостью принятия проектных решений при неполных условиях. Игнорирование указанного обстоятельства на практике приводит к получению компромиссных результатов с нежелательными отклонениями от технических требований. При проектировании высокоточных систем такие отклонения становятся недопустимыми. Для преодоления указанной трудности предложен переход к интервальным методам постановки и решения задач модального синтеза. Теоретическая возможность такого перехода основана на избыточном многообразии возможного размещения собственных чисел характеристической матрицы системы в её спектре. Рассмотрен пример реализации указанной возможности для системы с модальным регулятором, в структуру которой введена дополнительная обратная связь по выходу. Для этой структуры сформирована система ограничений, накладываемых на спектр указанной матрицы, которые определяют одновременное выполнение требований к монотонности переходного процесса, времени регулирования и к точности отработки гармонических воздействий. Отмечено, что неединственность получаемого решения создаёт предпосылки для многоальтернативного подхода к проектированию системы. Возможности интервального анализа продемонстрированы также на примере системы, в структуру которой введён дифференцирующий наблюдатель задающего воздействия. Показано, что в результате такого анализа могут быть получены граничные условия задачи синтеза, гарантирующие получение требуемых показателей качества системы. Для всех примеров, рассмотренных в работе, представлены результаты имитационного моделирования, подтверждающие работоспособность предложенного метода

Ключевые слова: модальное управление, следящие системы, колебательность, точность регулирования

Введение

Принцип модального управления, в силу наиболее полного отражения в себе кибернетической сущности обратной связи по состоянию, широко применяется для управления слабо демпфированными, структурно-неустойчивыми и нестационарными объектами [1-8].

Возникающая при синтезе таких систем задача формирования спектра собственных чисел характеристической матрицы традиционно решается без учёта требований к показателям точности отработки задающих воздействий. Обеспечение этих показателей реализуется на последующих этапах проектирования системы путём введения в её структуру модели внешнего сигнала и дополнительных корректирующих фильтров [9-14].

Такой последовательный подход к синтезу системы управления опирается на распространённый приём декомпозиции общей задачи проектирования и удобен в методологическом плане. Однако раздельное обеспечение требований к временным показателям переходного процесса и к показателям точности системы приводит к их несовместности. Наиболее ча-

стым проявлением этой несовместности является возникновение недопустимой колебательности переходного процесса при ступенчатых воздействиях на систему [15]. Формирование заданной степени колебательности, в частности, частотными методами синтеза [16] за счёт ухудшения быстродействия или точности системы сводится к поиску компромисса и в общем случае нежелательно, а при проектировании систем высокой точности – невозможно.

В настоящей работе излагается метод синтеза систем модального управления, гарантирующий совместное обеспечение требуемого качества переходного процесса и показателей точности системы.

Процедуры синтеза будут рассмотрены на примере двух типовых структур:

структура с обратной связью по выходу;

структура с дополнительным каналом ввода задающего воздействия.

Синтез управления в структуре с обратной связью по выходу

Пусть известен полностью управляемый и, в общем случае, неустойчивый объект:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Bx + Nu; \\ y &= Ax, \end{aligned} \quad (1)$$

для которого определены: B – характеристическая матрица, N – матрица управления, A – матрица выхода, x – вектор координат состояния, u – управление, y – регулируемая величина.

Для этого объекта поставим задачу синтеза системы модального управления со следующими показателями качества:

монотонным характером переходного процесса;

временем регулирования t_p ;

нулевой установившейся ошибкой по постоянному задающему воздействию $g(t) = \text{const}$, т.е. астатизмом первого порядка относительно входного сигнала;

максимально допустимой ошибкой ε_v для скоростного воздействия $g(t) = v_{\max}t$, т.е. добротностью $D_v = v_{\max}/\varepsilon_v$ по скорости;

максимальными допустимыми относительными ошибками δ_1 и δ_2 воспроизведения амплитуды гармонических воздействий на частотах $\omega_{1,g}$ и $\omega_{2,g}$.

Для решения поставленной задачи формируется система со структурой, показанной на рис. 1.

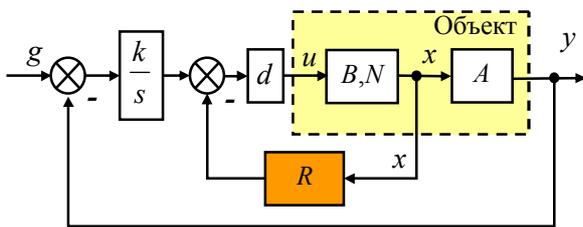


Рис. 1. Система с обратной связью по выходу

На рис. 1 $R = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_n]$ – модальный регулятор; d и k/s – дополнительные безынерционное и интегрирующее звенья, введенные в систему для обеспечения указанных выше показателей качества.

Для структуры на рис. 1 найдем уравнение движения в изображениях по Лапласу:

$$y(s) = A \cdot Q^{-1} \cdot N \cdot d \cdot \frac{k}{s} \cdot g(s); \quad (2)$$

$$Q = s \cdot E - B + N \cdot d \cdot R + N \cdot d \cdot A \cdot \frac{k}{s}.$$

Характеристический полином системы получим из (2):

$$|Q| = s^{n+1} + (a_{n-1} + d \cdot r_n) \cdot s^n + \dots + (a_0 + d \cdot r_1) \cdot s + k \cdot d. \quad (3)$$

Передаточная функция замкнутой системы приобретает вид:

$$W(s) = \frac{k \cdot d}{s^{n+1} + \dots + (a_0 + d \cdot r_1) \cdot s + k \cdot d}, \quad (4)$$

из которого непосредственно вытекает наличие у системы свойства астатизма, т.е. уже на структурном уровне при любых параметрах системы обеспечивается нулевая установившаяся ошибка для постоянных воздействий $g(t) = \text{const}$.

Поскольку корни полинома (3) являются функциями свободных параметров системы $s_1(r_1, \dots, r_n, k, d), \dots, s_{n+1}(r_1, \dots, r_n, k, d)$ и количество переменных $(n+2)$ больше количества корней $(n+1)$, то появляется возможность не только разместить корни полинома желаемым образом $(n+1)$ уравнение), но и обеспечить требуемую добротность D_v по скорости:

$$D_v = \frac{k \cdot d}{a_0 + d \cdot r_1}. \quad (5)$$

Будет получена система из $n+2$ уравнений с $n+2$ неизвестными. При этом останутся неопределёнными относительные ошибки δ_1 и δ_2 воспроизведения гармонических воздействий.

Для увеличения количества свободных переменных, а также снижения вычислительной сложности решения получаемой многомерной задачи воспользуемся двумя приёмами:

перейдём от уравнений к интервальным условиям, т.е. составим систему неравенств, отражающих требования к точности системы и характеру переходного процесса;

ограничимся двусторонним интервальным заданием только части корней характеристического полинома, имеющих доминирующее значение, а оставшиеся корни сделаем незначимыми, отдалив их от доминирующих с помощью односторонних неравенств.

В результате получим следующую задачу:

$$\begin{cases} -\alpha \cdot \Omega \leq s_1(r_1, \dots, r_n, k, d) \leq -\Omega; \\ \dots \\ -\alpha \cdot \Omega \leq s_m(r_1, \dots, r_n, k, d) \leq -\Omega; \\ s_{m+1}(r_1, \dots, r_n, k, d) \leq -\beta\Omega; \\ \dots \\ s_{n+1}(r_1, \dots, r_n, k, d) \leq -\beta\Omega; \\ k \cdot d \geq D_v(a_0 + d \cdot r_1); \\ 1 - W(\omega_{z,g}) \leq \delta_z, \end{cases} \quad (6)$$

где Ω – желаемый среднегеометрический корень, определяемый заданным временем регулирования; α – коэффициент, определяющий протяжённость интервала; β – коэффициент, задающий степень удаления незначимых корней от доминирующих, $\beta > \alpha$; $W(\omega_{z,g})$ – модуль

частотной функции $W(j\omega)$ на частоте $\omega_{z,g}$; z – порядковый номер гармонического воздействия.

Таким образом, решение задачи обеспечения точности по гармоническому и монотонному воздействиям с одновременным выполнением требований к характеру переходного процесса и времени регулирования удалось свести к выполнению системы ограничений.

Рассмотрим пример решения задачи (6).

Задан неустойчивый объект:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0,2 & -3 \end{bmatrix}; \quad N = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad A = [1 \quad 0]. \quad (7)$$

Синтезируем систему с монотонным характером переходного процесса и временем регулирования $t_p = 0,05$ с.

Для $g(t) = \text{const}$ – необходимо обеспечить астатизм первого порядка с добротностью по скорости $D_v \geq 30 \text{ с}^{-1}$.

Гармонический сигнал $g(t) = 0,5\sin(3t)$ требуется отработать со статической ошибкой $\delta_1 \leq 0,01$, а сигнал $g(t) = 0,5\sin(30t)$ – со статической ошибкой $\delta_2 \leq 0,1$.

Для двух доминирующих корней и времени регулирования t_p определим среднегеометрический корень Ω :

$$\Omega = \frac{T}{t_p} = \frac{4,8}{0,05} = 96 \text{ с}^{-1}, \quad (8)$$

где T – постоянная, зависящая от порядка желаемого полинома. Примем $\Omega = 100 \text{ с}^{-1}$.

Выберем $\alpha = 1,2$; $\beta = 5$.

Для заданных условий получено решение (6): $R = [640 \quad 3,2]$; $k = 33000$; $d = 990$.

Корни характеристического полинома: $s_1 = -101$; $s_2 = -110$; $s_3 = -2960$.

Результаты моделирования синтезированной системы сведены в таблицу.

Сравнение требуемых и фактических показателей качества синтезируемой системы

Значение	Показатель качества			
	$t_p, \text{ с}$	δ_1	δ_2	$D_v, \text{ с}^{-1}$
Требуемое	0,05	0,01	0,1	30
Фактическое	0,045	0,0008	0,08	52

Переходные процессы в системе показаны на рис. 2 и рис. 3.

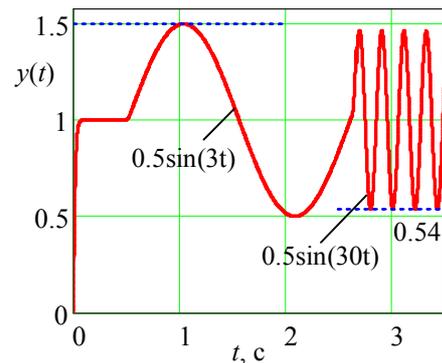


Рис. 2. Переходные процессы в системе

Требования к показателям качества переходного процесса и к точности отработки монотонных и гармонических воздействий выполнены.

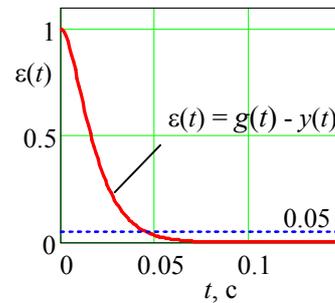


Рис. 3. Изменение ошибки во времени при $g(t) = 1$

Следует отметить, что использование интервальных условий задачи синтеза позволяет получить несколько допустимых решений, зависящих от начальной точки поиска. Указанное обстоятельство определяет возможность последующего выбора одного из полученных решений по дополнительным критериям, не учитываемых в формальной постановке задачи. В общем случае эта возможность позволяет перейти к постановке многоальтернативной задачи синтеза [17-19].

Синтез управления в структуре с дополнительным каналом ввода задающего воздействия

Перейдем к рассмотрению более совершенной структуры системы управления, позволяющей обеспечить в ней астатизм высокого порядка, т.е. нулевую ошибку не только для постоянных, но и для скоростных воздействий вида $g(t) = g_0 + v \cdot t$, рис. 4.

В этой структуре частичная инвариантность ошибки системы (с точностью до второй

производной задающего воздействия $g(t)$ реализуется выбором соответствующих значений параметров c_0 и c_1 дополнительного канала ввода задания.

Для анализа динамических свойств системы, представленной на рис. 4, рассмотрим объект с дифференциальным уравнением, содержащим производные управляющего воздействия в правой части:

$$y^{(n)} + \dots + a_1 \dot{y} + a_0 y = b_m u^{(m)} + \dots + b_1 \dot{u} + b_0 u, \quad (9)$$

где $a_0, \dots, a_{n-1}, b_0, \dots, b_m$ – постоянные коэффициенты.

В результате построения модального регулятора $R = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_n]$ уравнение движения замкнутой части системы примет вид:

$$y^{(n)} + \dots + a_{1,m} \dot{y} + a_{0,m} y = b_m u^{(m)} + \dots + b_0 u, \quad (10)$$

в котором коэффициенты $a_{0,m}, \dots, a_{n-1,m}$ определяют собою желаемое расположение n корней характеристического полинома – полюсов системы. При этом полином числителя передаточной функции замкнутой системы содержит корни (нули системы), которые могут доминировать над её полюсами.

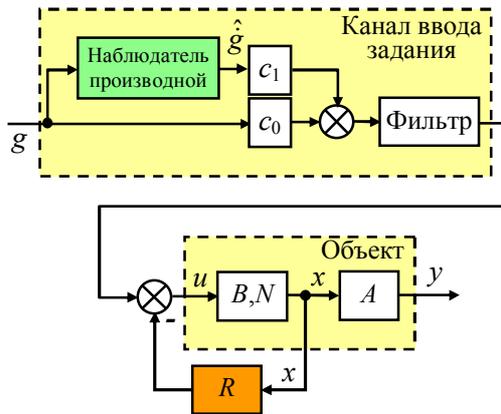


Рис. 4. Структура системы с дифференцирующим наблюдателем задающего воздействия

В общем случае можно принять, что некоторая часть полюсов (множество S_1) формирует требуемый характер переходного процесса и время регулирования, а оставшиеся $|S_2|$ свободных корней ($|S_2| = n - |S_1|$) могут быть расположены на достаточном удалении от S_1 так, чтобы корни S_2 не оказывали существенного влияния на показатели качества переходного процесса.

Введём теперь на входе системы наблюдатель первой производной задающего воздействия, см. рис. 4.

Для полученной полной структуры в правой части уравнения (10) появится множитель $c_1 s + c_0$, коэффициенты c_0 и c_1 которого (в случае

компенсации нулей объекта) должны удовлетворять условию астатизма второго порядка $c_1 s + c_0 = a_{1,m} s + a_{0,m}$.

Передаточная функция системы примет вид:

$$W(s) = \frac{(b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0) \cdot (c_1 s + c_0)}{s^n + \dots + a_{1,m} s + a_{0,m}}. \quad (11)$$

Если нуль ($\lambda = -c_0/c_1$) передаточной функции $W(s)$ окажется доминирующим по отношению к полюсам S_1 замкнутой системы, то при обработке ступенчатого входного воздействия будет возникать колебательность (перерегулирование) выходной величины $y(t)$.

Для устранения этой колебательности необходимо компенсировать нуль ($-c_0/c_1$), т.е. ввести в желаемый полином системы дополнительный полюс $s_2 \in S_2$, отвечающий условию $s_2 \geq (-c_0/c_1)$.

При этом возникает неопределённость задачи синтеза системы: для построения модального регулятора нужно знать параметры канала задания c_0 и c_1 , а для построения канала задания нужно знать характеристический полином замкнутой системы: в данном примере – два младших коэффициента $a_{1,m}$ и $a_{0,m}$, то есть знать параметры $[r_1 \ r_2 \ \dots \ r_n]$ регулятора.

Разрешение указанной неопределённости требует предварительного ответа на вопрос о теоретической возможности размещения хотя бы одного корня θ полинома $s^n + \dots + a_{1,m} s + a_{0,m}$ таким образом, чтобы выполнялось неравенство $\theta \geq (-a_{0,m}/a_{1,m})$.

Ограничившись важным для данной задачи случаем отрицательных вещественных корней, докажем следующую теорему.

Теорема. Для гурвицева полинома $s^n + \dots + a_1 s + a_0$ с множеством S вещественных корней ($|S| = n$) для произвольного корня $\theta \in S$ справедливо соотношение $\theta < (-a_0/a_1)$, т.е. величина $(-a_0/a_1)$ является верхней границей значений корней полинома.

Доказательство. По теореме Виета имеем:

$$\begin{aligned} a_0 &= (-1)^n s_1 s_2 \dots s_n; \\ a_1 &= (-1)^{n-1} \sum_{1 \leq i_1 < i_2 < \dots < i_{n-1} \leq n} s_{i_1} s_{i_2} \dots s_{i_{n-1}}. \end{aligned} \quad (12)$$

Обозначим через θ произвольный корень $\theta \in S$. Тогда для доказательства теоремы достаточно установить справедливость неравенства:

$$-\frac{(-1)^n s_1 s_2 \dots s_n}{(-1)^{n-1} [s_1 s_2 \dots s_{n-1} + \dots + s_2 s_3 \dots s_n]} > \theta. \quad (13)$$

Перепишем (13) в виде:

$$\frac{s_1 s_2 \dots s_{n-1}}{s_1 s_2 \dots s_n} + \dots + \frac{s_2 s_3 \dots s_n}{s_1 s_2 \dots s_n} < \frac{1}{\theta}$$

или

$$\frac{1}{s_n} + \frac{1}{s_{n-1}} + \dots + \frac{1}{\theta} + \dots + \frac{1}{s_1} < \frac{1}{\theta}. \quad (14)$$

Так как все корни отрицательные, то неравенство (14) выполняется для всех корней рассматриваемого полинома, т.е. значение $(-a_0/a_1)$ является их верхней границей.

Теорема доказана.

Следствие. Доказанная теоретическая недостижимость условия полной компенсации $\theta \geq (-a_{0,m}/a_{1,m})$ или, равносильно, $s_2 \geq (-c_0/c_1)$ оставляет, тем не менее, практическую возможность сколь угодно близкого приближения к его выполнению.

На эту возможность указывает неравенство (14), из которого следует, что выбрав в желаемом характеристическом полиноме корень $s_2 = \theta$ доминирующим (максимальным) и расположив все другие корни $s_i \neq s_2, (i = 1, \dots, n-1)$ в соответствии с условием $s_i \ll s_2$, можно прийти к соотношению:

$$\frac{1}{s_2} + \varepsilon < \frac{1}{s_2}, \quad (15)$$

где величина ε , определяемая условием $s_i \ll s_2$, может быть выбрана сколь угодно малой. Стремление неравенства (15) к равенству и будет означать приближение к выполнению условия компенсации $s_2 = (-a_{0,m}/a_{1,m})$.

Таким образом, на основе проведенного выше интервального анализа можно предложить следующую методику синтеза системы модального управления, выполненной по структуре рис. 4:

1) исходя из заданного времени регулирования (см. (8)) определяется один или группа кратных корней S_1 ;

2) определяется корень s_2 с коэффициентом доминирования, например, $\beta > 100$ по отношению к корням S_1 ;

3) оставшиеся свободные корни делают незначимыми, разместив их на достаточном удалении слева от корней S_1 и S_2 ;

4) по заданному указанным образом расположению корней рассчитывается модальный регулятор, формирующий желаемый характе-

ристический полином $s^n + \dots + a_{1,m}s + a_{0,m}$ системы;

5) назначаются значения $c_0 = a_{0,m}$ и $c_1 = a_{1,m}$ наблюдателя задающего воздействия;

6) в канал задания вводится фильтр (корректирующее звено) $W_k(s)$ вида:

$$W_k(s) = \frac{1}{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}, \quad (16)$$

который устраняет влияние на характеристики системы нулей передаточной функции объекта.

Продемонстрируем работоспособность метода на числовом примере.

Рассмотрим объект, заданный в виде (1) матрицами B, N, A :

$$B = \begin{bmatrix} -4 & 4 & 8 & 0 & 0 \\ 25000 & -25000 & -50000 & 1800 & 0 \\ -22 & 22 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 200 & 0 & -1600 & 5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -660 \end{bmatrix};$$

$$A = [0, 0, 19 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0];$$

$$N = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 26000]^T.$$

Числитель передаточной функции объекта имеет вид $17784000 \cdot (s+44)$, т.е. его передаточная функция содержит нуль $\lambda = -44$. Корни объекта занимают интервал $(-24944, -0,036)$.

В системе требуется обеспечить монотонный переходный процесс со временем регулирования $t_p = 0,01$ с и астатизмом второго порядка.

Из заданного t_p определяем s_1 :

$$s_1 = -\frac{T}{t_p} = -\frac{3}{0,01} = -300 \text{ с}^{-1}.$$

Определяем компенсирующий корень s_2 из условия $s_2 \geq 100s_1$: $s_2 = -1$.

Для оставшихся корней назначим значения, значительно меньшие по сравнению с s_1 : $s_3 = s_4 = -5000$; $s_5 = -24944$.

Результаты расчёта модального регулятора: $R = [4503 \quad 26 \quad 29791 \quad 105 \quad 0,31]$.

Коэффициенты характеристического полинома: $a_{0,m} = 1,871 \cdot 10^{14}$; $a_{1,m} = 1,878 \cdot 10^{14}$. Отношение коэффициентов: $(-a_{0,m}/a_{1,m}) = -0,996$, как и ожидалось, близко к значению $s_2 = -1$.

Передаточная функция $W_k(s)$ корректирующего звена компенсирует нуль $\lambda = -44$ объекта:

$$W_k(s) = \frac{1}{17784000 \cdot (s + 44)}.$$

Переходные процессы в синтезированной системе сравнивались с системой без компенсации нуля s_2 и корнями полинома: $s_1 = s_2 = s_3 = -300$; $s_4 = -1000$; $s_5 = -24944$. Результаты сравнения показаны на рис. 5.

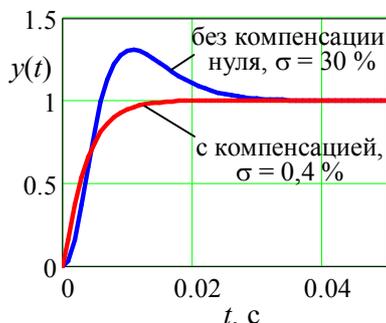


Рис. 5. Сравнение переходных процессов в системах, синтезированных с компенсацией и без компенсации нуля наблюдателя

Анализ рис. 5 показывает, что, несмотря на отсутствие комплексных корней характеристического полинома, в системе без компенсации нуля наблюдателя возникает значительное перерегулирование $\sigma = 30\%$. Применение предложенного метода синтеза практически устраняет колебательность, снизив перерегулирование до значения $\sigma = 0,4\%$.

Наличие у системы астатизма второго порядка подтверждается постоянным значением установившейся ошибки $\varepsilon(t) = g(t) - y(t)$ при подаче входного сигнала с постоянным ускорением: $g(t) = t^2$, рис. 6.

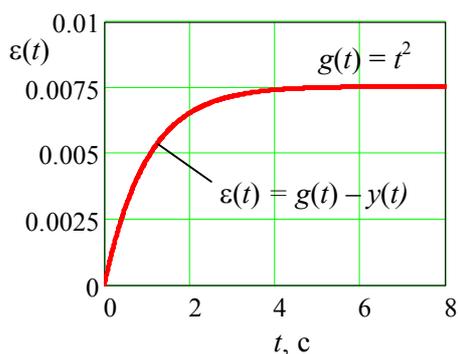


Рис. 6. Проверка установившегося значения ошибки управления при введении задающего воздействия с постоянным ускорением

Из рис. 6 следует, что добротность системы по ускорению составляет:

$$D_a = \frac{2}{0,0075} = 265 \text{ с}^{-2}.$$

Таким образом, в системе с модальным управлением обеспечено совместное выполнение требований как к характеру переходного процесса, так и к показателям её точности без использования интеграторов в замкнутом контуре.

Заключение

Задача обеспечения точности систем модального управления традиционно рассматривается как самостоятельный этап проектирования системы, не связанный с этапом расчёта собственно модального регулятора.

Представленные в работе результаты исследования показывают, что указанный подход к модальному синтезу систем приводит к задачам с неполными условиями: решение каждой из них требует предварительного решения другой.

Игнорирование отмеченной взаимозависимости значительно упрощает практический синтез систем, однако при этом возникает необходимость нахождения компромисса между требованиями к характеру переходного процесса и требованиями к показателям точности. Такой компромисс приводит к нежелательным, а в случае проектирования систем с высоким порядком астатизма – к недопустимым отклонениям от технического задания.

Предложенный метод проектирования систем модального управления устраняет указанную неопределённость подзадач синтеза, решая их как единую многомерную задачу обеспечения взаимосвязанных показателей качества системы.

Практические приёмы такого подхода к синтезу, продемонстрированные на примерах типовых структур с дополнительной обратной связью по выходу и с дифференцирующим наблюдателем задающего воздействия, указывают на целесообразность постановки и решения задачи синтеза интервальными методами. Переход к интервальным оценкам допустимой области поиска позволяет получить гарантированное решение многомерной задачи синтеза при существенном снижении её вычислительной сложности.

Литература

1. Синтез систем автоматического управления методом модального управления / В.В. Григорьев, Н.В. Журавлёва, Г.В. Лукьянова, К.А. Сергеев. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2007. 108 с.
2. Magni J-F. Robust modal control with a toolbox for use with MATLAB. New York: Springer-Verlag New York Inc. 2012. 312 p.

3. Александров А.Г., Шатов Д.В. Адаптивное частотно-модальное управление // XII Всероссийское совещание по проблемам управления ВСПУ-2014: сб. М.: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, 2014. С. 135-146.
4. Nikolov N., Alexandrova M., Lukov V. Development of an algorithm for modal control of SISO linear time-invariant discrete systems // 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA). Sofia. 2017. P. 203-206.
5. Output-based modal control of three-dimensional pool-boiling systems / R.W. van Gils, M.F.M. Speetjens, H.J. Zwart, H. Nijmeijer // International journal of thermal sciences. 2014. No 82. P. 34-46.
6. Васильев Е.М. Синтез модальных регуляторов методом доминирующих корней // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. № 1. С. 46-48.
7. Прокопьев А.П., Иванчура В.И., Емельянов Р.Т. Параметрический синтез модели регулятора нелинейной системы управления модальным методом // Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии. 2017. Т. 10. №4. С.497-507.
8. Васильев Е.М., Гусев К.Ю. Модальное управление нестационарными системами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2008. Т. 4. №8. С. 46-54.
9. Александров А.Г. Синтез регуляторов по показателям точности и быстродействию. I: Минимально-фазовые одномерные объекты // Автоматика и телемеханика. 2015. №5. С. 27-42.
10. Никифоров В.О., Лукьянова Г.В. Следящая система комбинированного управления // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2011. №6 (76). С. 39-43.
11. Ермоленко А.И., Коршунов А.И. Повышение динамической точности цифровых следящих систем АСУТП с помощью комбинированного управления. Ч. 1: Низкий темп вычисления рассогласования // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61. № 4. С. 309-316.
12. Stein G.L., Konigorski U. Design of modal filters exact on maximal spaces of functions // IFAC Proceedings Volumes. 2012. V. 45. No 2. P. 130-135.
13. Тютюков В.В., Тарарыкин С.В., Варков Е.А. Синтез дискретных систем модального управления заданной статической точности // Известия ЮФУ. Технические науки. 2003. №3. С. 136-144.
14. Differentiator-based velocity observer with sensor bias estimation: an inverted pendulum case study / I. Ryadchikov, S. Aranovskiy, E. Nikulchev, J. Wang, D. Sokolov // IFAC-PapersOnLine. 2019. Vol. 52. No 16. P. 436-441.
15. Коршунов А.И. Коррекция свойств системы автоматического управления путём преобразования задающего воздействия // Изв. вузов. Приборостроение. 2016. Т. 59. №10. С. 813-821.
16. Стефани Е.П. Основы расчёта настройки регуляторов теплоэнергетических процессов. М.: Энергия, 1972. 376 с.
17. Podvalny S.L., Vasiljev E.M. Evolutionary principles for construction of intellectual systems of multi-alternative control // Automation and Remote Control. 2015. Vol. 76. No 2. P. 311-317.
18. Подвальный С.Л., Васильев Е.М. Концепция многоальтернативности в синергетической теории управления // Математические методы в технике и технологиях: сб. тр. междунар. науч. конф. «ММТТ-30». СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2017. Т.7. С. 13-16.
19. Podvalny S.L., Vasiljev E.M. Multi-alternative control of large systems // MATEC Web of Conferences. 13th International Scientific-Technical Conference on Electromechanics and Robotics "Zavalishin's Readings". St. Petersburg, Russia. 2018. Vol. 161. 02003.

Поступила 25.08.2020; принята к публикации 21.10.2020

Информация об авторах

Васильев Евгений Михайлович – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, тел. +7 (473) 243-77-20

Сердечная Евгения Александровна – студент кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: serdechnaya.evgeniya@yandex.ru, тел. +7(473) 243-77-20

Таволжанский Александр Валентинович – студент кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: tavolzanskij.a@outlook.com, тел. +7(473) 243-77-20

SYNTHESIS OF HIGH-PRECISION MODAL CONTROL SYSTEMS

E.M. Vasil'ev, E.A. Serdechnaya, A.V. Tavolzanskiy

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article solves problem of synthesis of modal control systems with high astatism order. It shows that the traditional approach to solving this problem, which consists in consistent and independent provision of requirements for the nature of the transient process and for the indicators of its accuracy, faces the need to carry out synthesis under incomplete conditions. Ignoring this circumstance leads to the search for compromise solutions and unwanted deviations from technical requirements. When designing high-precision systems, such deviations become unacceptable. To overcome this difficulty, a transition to interval methods for formulating and solving modal synthesis problems is proposed. The theoretical possibility of such a transition is based on the excessive variety of possible placement of the eigenvalues of the characteristic matrix of the system in its spectrum. An example of the implementation of this possibility is considered for a system with a modal controller, in the structure of which additional output feedback is introduced. For this structure, a system of restrictions imposed on the spectrum of the specified ma-

trix is formed, which determine the simultaneous fulfillment of the requirements for the monotonicity of the transient process, the regulation time and the accuracy of working out harmonic influences. It is noted that the non-uniqueness of the obtained solution creates the preconditions for a multi-alternative approach to system design. The possibilities of interval analysis are also demonstrated by the example of the synthesis of a system, into the structure of which a differentiating observer of the setting action is introduced. It is shown that as a result of such an analysis, the boundary conditions of the synthesis problem can be obtained, which guarantee the obtaining of the required quality indicators of the system. For all the examples considered in the work, the results of simulation are presented, which confirm the efficiency of the proposed synthesis method

Key words: modal control, servo systems, system oscillativity, control accuracy

References

1. Grigor'ev V.V., Zhuravleva N.V., Luk'yanov G.V., Sergeev K.A. "Synthesis of automatic control systems by the modal control method" ("Sintez sistem avtomaticheskogo upravleniya metodom modal'nogo upravleniya"), St. Petersburg, Publishing house of the SPbSU ITMO, 2007, 108 p.
2. Magni J-F. "Robust modal control with a toolbox for use with MATLAB", New York, Springer-Verlag New York Inc, 2012, 312 p.
3. Aleksandrov A.G., Shatov D.V. "Adaptive frequency-modal control", *XII All-Russian Meeting on Control Problems of AMCP-2014 (XII Vserossiyskoye soveshchaniye po problemam upravleniya VSPU-2014)*, Institute for Management Problems RAS, 2014, pp. 135-146.
4. Nikolov N., Alexandrova M., Lukov V. "Development of an algorithm for modal control of SISO linear time-invariant discrete systems", *15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*, 2017, pp. 203-206.
5. Van Gils R.W., Speetjens M.F.M., Zwart H.J., Nijmeijer H. "Output-based modal control of three-dimensional pool-boiling systems", *International Journal of Thermal Sciences*, 2014, no. 82, pp. 34-46.
6. Vasil'ev E.M. "Synthesis of modal controllers by the method of dominant roots", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2012, vol. 8, no. 1, pp. 46-48.
7. Prokop'yev A.P., Ivanchura V.I., Emel'yanov R.T. "Parametric synthesis of a model of a nonlinear control system by the modal method", *Journal of the Siberian Federal University. Technics and Technology (Zhurnal Sibirskogo federal'nogo universiteta. Tekhnika i tekhnologii)*, 2017, vol. 10, no. 4, pp. 497-507.
8. Vasil'ev E.M., Gusev K.Yu. "Modal control of non-stationary systems", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2008, vol. 4, no. 8, pp. 46-54.
9. Aleksandrov A.G. "Synthesis of controllers in terms of accuracy and speed. I. Minimum-phase one-dimensional objects", *Automation and Remote Control (Avtomatika i telemekhanika)*, 2015, no. 5, pp. 27-42.
10. Nikiforov V.O., Luk'yanova G.V. "Tracking system of combined control", *Scientific and Technical Bulletin of Information Technologies, Mechanics and Optics (Nauchno-tekhnicheskiiy vestnik informatsionnykh tekhnologiy, mekhaniki i optiki)*, 2011, no. 6 (76), pp. 39-43.
11. Ermolenko A.I., Korshunov A.I. "Improving the dynamic accuracy of digital tracking systems of the process control system using combined control. Part 1. Low rate of mismatch calculation", *News of Universities. Instrument Engineering (Izv. vuzov. Priborostroenie)*, 2018, vol. 61, no. 4, pp. 309-316.
12. Stein G.L., Konigorski U. "Design of modal filters exact on maximal spaces of functions", *IFAC Proceedings Volumes*, 2012, vol. 45, no. 2, pp. 130-135.
13. Tyutikov V.V., Tararykin S.V., Varkov E.A. "Synthesis of discrete systems of modal control of a given static accuracy", *Bulletin of the Southern Federal University. Technical science (Izvestiya YUFU. Tekhnicheskie nauki)*, 2003, no. 3, pp. 136-144.
14. Ryadchikov I., Aranovskiy S., Nikulchev E., Wang J., Sokolov D. "Differentiator-based velocity observer with sensor bias estimation: an inverted pendulum case study", *IFAC-PapersOnLine*, 2019, vol. 52, no. 16, pp. 436-441.
15. Korshunov A.I. "Correction of the properties of an automatic control system by transforming the reference input", *News of Universities. Instrument Engineering (Izv. vuzov. Priborostroenie)*, 2016, vol. 59, no. 10, pp. 813-821.
16. Stephanie E.P. "Basics of calculating the setting of regulators of heat and power processes" ("Osnovy raschyeta nastroyki regulyatorov teploenergeticheskikh protsessov"), Moscow, Energiya, 1972, 376 p.
17. Podvalny S.L., Vasiljev E.M. "Evolutionary principles for construction of intellectual systems of multi-alternative control", *Automation and Remote Control*, 2015, vol. 76, no. 2, pp. 311-317.
18. Podvalny S.L., Vasil'ev E.M. "The concept of multi-alternativeness in synergetic control theory", *Proceedings of the Intern. Scientific. Conf.: Mathematical Methods in Engineering and Technology. "MMTT-30" (Matematicheskie metody v tekhnike i tekhnologiyakh: sb. tr. mezhdunar. nauch. konf. «MMTT-30»)*, St. Petersburg, Publishing house of the Polytechnic University, 2017, vol. 7, pp. 13-16.
19. Podvalny S.L., Vasiljev E.M. "Multi-alternative control of large systems", *MATEC Web of Conferences. 13th International Scientific-Technical Conference on Electromechanics and Robotics "Zavalishin's Readings"*, 2018, vol. 161, 02003.

Submitted 25.08.2020; revised 21.10.2020

Information about the authors

Evgeniy M. Vasil'ev, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, tel. +7(473) 243-77-20

Evgeniya A. Serdechnaya, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: serdechnaya.evgeniya@yandex.ru, tel. +7(473) 243-77-20

Aleksandr V. Tavalzhanskij, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: tavalzhanskij.a@outlook.com, tel. +7(473) 243-77-20

МОДЕЛЬ ДИАГОНАЛЬНЫХ КОММУТАЦИЙ ДЛЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ СОРТИРОВКИ МАССИВОВ ДАННЫХ**Е.А. Титенко¹, Е.В. Талдыкин¹, В.Л. Бурковский²**¹ Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия² Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: объект исследования – алгоритмы параллельной сортировки с применением базовой операции «сравнение-обмен». Цель исследования – сокращение шагов работы алгоритма сортировки массива данных за счет уменьшения количества промежуточных перестановок элементов массива. Цель достигается разработкой оригинальной схемы коммутаций элементов массива. Данная схема составляет основу модели диагональных коммутаций пар элементов массива. Массив имеет 2d-представление, что позволяет объединить в пары элементы из его различных половин. За счет 2d-представления массива образуемые пары элементов позволяют уменьшить количество перестановок. Новизна модели диагональных коммутаций состоит в том, что операции «сравнение-обмен» параллельно выполняются на неконфликтующих парах элементов, взятых из различных половин массива. Это свойство модели позволяет «прыжками» перемещать элемент в необходимую позицию массива. Модель диагональных коммутаций объединена с известной моделью четно-нечетной сортировки. В результате объединения был получен алгоритм параллельной сортировки с гибридной схемой коммутации. Эта схема реализует на четных шагах предложенную модель, а на нечетных шагах - модель четно-нечетной сортировки. Моделирование алгоритмов четно-нечетной сортировки и гибридной сортировок показало преимущество разработанной модели. Расширение четно-нечетной сортировки моделью диагональных коммутаций позволяет сократить среднее число шагов сортировки. Кроме четно-нечетной сортировки, модель диагональных коммутаций применима для алгоритмов параллельной сортировки, использующих базовую операцию «сравнение-обмен» - сортировки Батчера, Шелла, слиянием

Ключевые слова: пара элементов, обмен, 2d-массив, инверсия перестановок, гибридная схема

Введение

Интеллектуализация вычислительных устройств (ВУ) является достаточно перспективным направлением развития устройств вычислительной техники (ВТ) и элементов систем управления, направленным на повышение производительности [1-4]. Одной из массово-значимых задач в современной ВТ является задача параллельной сортировки данных. Сортировка встречается в задачах оптимизации, принятия решений, распознавания образов, защиты информации, контекстного или семантического поиска [5,6]. Общая особенность решения таких задач связана с их высокой вычислительной сложностью обработки как числовых, так и символьных данных [4-6].

В вычислительных процессах массово значимыми являются операции множественной генерации и оценки вариантов, преобразования типа тасования, отражения, смешивания потоков данных, перебора альтернатив, поиска экстремума, множественного сравнения и выбора, ассоциативного поиска, поиска и модификации по образцу (шаблону) и др. [7-9].

В работе под интеллектуализацией ВУ понимаются:

- адаптации параметров устройства в зависимости от входных данных;
- изменения алгоритма работы в зависимости от достигнутых состояний;
- аппаратной реализации крупноблочных операций;
- управление мерностью представления данных;
- реконфигурации операционной части устройства по шагам работы;
- накопления значений системных (критических) параметров и их использования в последующем функционировании и др.

Анализ известных алгоритмов параллельной сортировки на основе операций «сравнение-обмен» показал, что они частично подходят для непосредственной реализации на существующих микропроцессорах. Основная причина непродуктивной работы - структурное соответствие операционной части устройства и информационного графа сортировки. Специализированные процессоры не способны перестраиваться под алгоритм сортировки, что существенно уменьшает область их применения в различных вычислительных системах. В связи с этим возникает противоречие, состоящее в ограниченных моделях коммутации элементов и неспособности современных ВУ поддерживать различные алгоритмы сортировки. Созда-

ние модели коммутации элементов, ориентированной на параллельные вычисления и способной ускорить сортировку данных, представляется актуальной научно-технической задачей.

Постановка задачи

Пусть задан рабочий алфавит $A = \{a_1, a_2, \dots, a_p\}$ мощностью $|A| = p$ букв (элементов). Пусть в A задан массив $M = \{\dots a_i, a_j, a_k \dots\}$ размером $|M| = n$, где $a_i \in A, a_j \in A, a_k \in A$ [9].

На алфавите A задана функция упорядочения $F(x_1, x_2), x_1 \in A, x_2 \in A$, определяющая порядок расположения любых букв алфавита A в паре:

$$F(x_1, x_2) = \begin{cases} 1, & \text{если } (x_1, x_2) \text{ упорядоченная пара} \\ 0, & \text{если } (x_2, x_1) \text{ упорядоченная пара} \end{cases}$$

В качестве функции упорядочения используются строгие неравенства вида «<» или «>», которые обеспечивают возможность сортировки массива данных по возрастанию или убыванию.

Упорядоченным (отсортированным) массивом $M_{SORT} = \{a_1, a_2, \dots, a_n\}$ является массив, в котором для любой пары (a_i, a_j) в случае $i < j$ значение $F(x_i, x_j) = 1$ (для двойственной функции упорядочения пара (a_i, a_j) в случае $i > j$ истинным будет значение $F(x_j, x_i)$).

Как ограничение рассматриваются алгоритмы сортировки, ориентированные на аппаратную реализацию и не использующие дополнительную память на хранение подмассивов в процессе вычислений.

Метод решения

Модель (схема) коммутаций элементов является основой алгоритмов параллельной сор-

тировки – обменной сортировки. Рассматриваются следующие алгоритмы и входящие в них модели объединения элементов в пары [10-13]:

- сортировки Бэтчера;
- параллельный вариант алгоритма Шелла;
- четно-нечетных перестановок.

В работе принимается, что наибольший вклад в устранение непродуктивных шагов при сортировке вносит показатель, обозначаемый как количество инверсий перестановок. Инверсия перестановок – количество выполняемых перестановок для расположения элементов в отсортированные позиции. Чем больше расстояние между сравниваемыми элементами пары, тем большее количество инверсий устраняется при обмене, так как элемент «прыжками» перемещается по массиву в необходимую позицию. Известно, что среднее число инверсий перестановок равно $(n^2 - n)/4$ [12]. Соответственно, чем меньше шагов алгоритм тратит на инверсии, тем он эффективнее. Тем не менее, аналитический вид функции оценки/подсчета инверсий для массива произвольного размера и состава имеет сложную комбинаторную зависимость.

Повышение количества инверсии перестановок может быть получено путем создания моделей коммутаций, обеспечивающих, с одной стороны, перебор элементов, а с другой стороны, компактное объединение элементов, распределенных по длине массива. Основу компактного расположения удаленных элементов массива составляет 2d-представление массива в виде матрицы. На рис. 1 показаны 2d-модели объединения элементов в пары для сортировки Шелла и четно-нечетной сортировки.

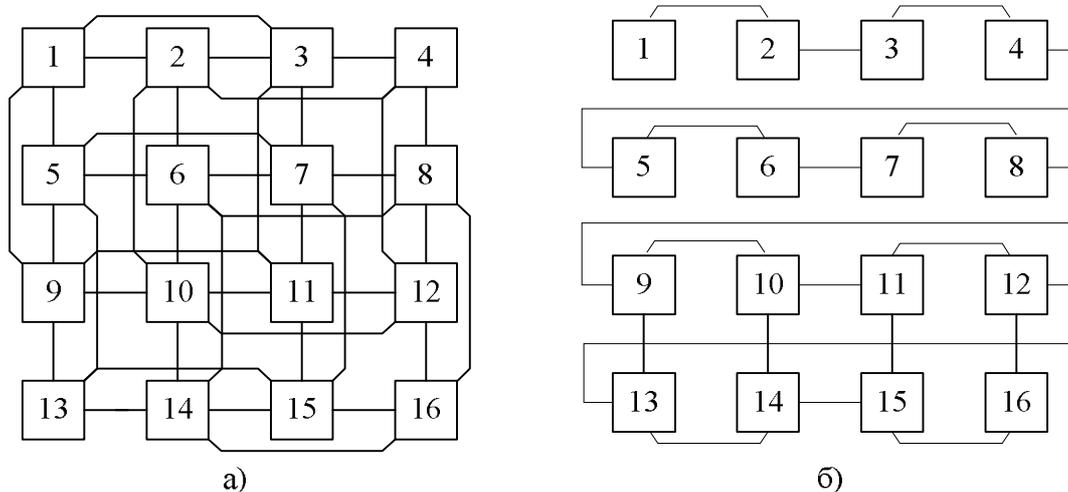


Рис. 1. Модели коммутаций для 2d-массива: а) – сортировка Шелла, б) – четно-нечетная сортировка

Модель коммутации в алгоритме Бэтчера не имеет 2d-представления с регулярными связями, что свидетельствует о высоком уровне сложности управления при переборе индексов в парах элементов.

Требование аппаратной реализации алгоритма сортировки определяет выбор четно-нечетной сортировки как базовой для создания модели параллельных коммутаций и перебора удаленных элементов массива.

Алгоритм параллельной четно-нечетной сортировки (рис. 2) характеризуется фиксированным количеством сравниваемых пар элементов, а также высокой масштабируемостью за счет образования пар из соседних элементов, что позволяет наращивать модульную структуру аппаратного сортировщика. Существенно, что в отличие от алгоритма сортировки Бэтчера, четно-нечетная сортировка не имеет ограничений на размер массива, что очень важно при аппаратной реализации (рис. 2).

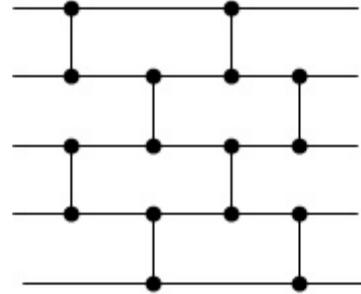


Рис. 2. Четно-нечетная сортирующая сеть для $n=5$

Однако алгоритм четно-нечетной сортировки имеет низкое значение показателя «количество инверсий перестановок» вследствие того, что пары соседних элементов $(i-1, i)$ или $(i, i+1)$ при обмене могут устранить не более 1 инверсии на каждой коммутации [11].

Разработка модифицированной модели коммутации

Классическая схема четно-нечетной сортировки состоит из чередующихся коммутаций K1, K2, в которых соседние элементы массива M объединяются в пары (рис. 3) [14, 15].

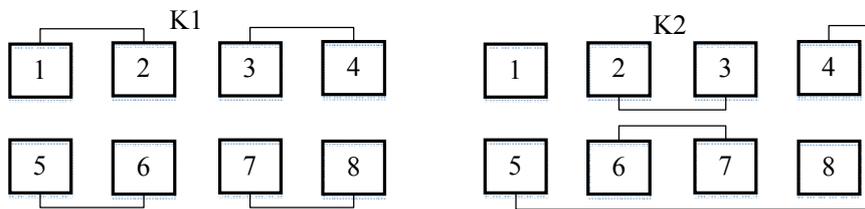


Рис. 3. Коммутации K1, K2 для четно-нечетной сортировки для $n=8$

Правила коммутации K1:

$$\forall i \forall j (i, j) | i = 1, 3, \dots, n - 1, j = (i + 1) \quad . \quad (1)$$

Правила коммутации K2:

$$\forall i \forall j (i, j) | i = 2, 4, \dots, n - 2, j = (i + 1) \quad . \quad (2)$$

Образуемые по коммутациям K1, K2 пары элементов (i, j) имеют адреса, отличающиеся между собой на 1, что определяет локальные связи с соседними парами $(i-1, i)$ и $(j, j+1)$. Вместе с тем такие локальные связи устраняют количество инверсий между элементами не более чем на 1, что отражается в последовательных перемещениях элементов в необходимые позиции. Как следствие, наибольшее количество шагов для устранения инверсий коммутациями (3) и (4) равно n .

На рис. 4 показана четно-нечетная сортировка по убыванию для массива $n=16$, упоря-

доченного по возрастанию (один из «худших» наборов) [15].

Анализ модели четно-нечетной коммутации в 2d-представлении (рис. 4) показал целесообразность добавления пары граничных элементов $(n, 1)$. В этом случае расширение модели коммутаций ожидаемо приведет к сокращению числа инверсий перестановок и уменьшению среднего количества шагов сортировки. При этом массив трактуется как кольцевая структура (рис. 5).

	K1	K2														
1	2	2	4	4	6	6	8	8	10	10	12	12	14	14	16	16
2	1	4	2	6	4	8	6	10	8	12	10	14	12	16	14	15
3	4	1	6	2	8	4	10	6	12	8	14	10	16	12	15	14
4	3	6	1	8	2	10	4	12	6	14	8	16	10	15	12	13
5	6	3	8	1	10	2	12	4	14	6	16	8	15	10	13	12
6	5	8	3	10	1	12	2	14	4	16	6	15	8	13	10	11
7	8	5	10	3	12	1	14	2	16	4	15	6	13	8	11	10
8	7	10	5	12	3	14	1	16	2	15	4	13	6	11	8	9
9	10	7	12	5	14	3	16	1	15	2	13	4	11	6	9	8
10	9	12	7	14	5	16	3	15	1	13	2	11	4	9	6	7
11	12	9	14	7	16	5	15	3	13	1	11	2	9	4	7	6
12	11	14	9	16	7	15	5	13	3	11	1	9	2	7	4	5
13	14	11	16	9	15	7	13	5	11	3	9	1	7	2	5	4
14	13	16	11	15	9	13	7	11	5	9	3	7	1	5	2	3
15	16	13	15	11	13	9	11	7	9	5	7	3	5	1	3	2
16	15	15	13	13	11	11	9	9	7	7	5	5	3	3	1	1
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	#	11	12	13	14	15	16

Рис. 4. Пример четно-нечетной сортировки

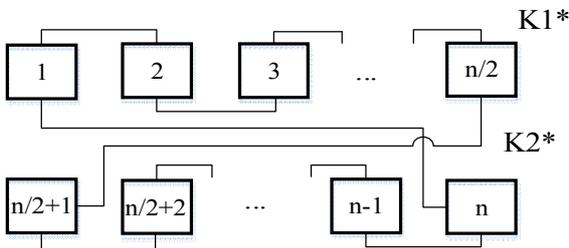


Рис. 5. Модифицированная схема четно-нечетных перестановок

Здесь коммутации $K1^*$ и $K2^*$ обеспечивают образование по $n/2$ пар элементов каждая, подразумевая, что $n=2z$, $z \in \mathbb{N}$. Теперь правила модифицированной четно-нечетной коммутации имеют вид:

$K1^*$:

$$\forall i \forall j (i, j) | i = 1, 3, \dots, n-1, j = (i+1)_{\text{mod } n} \quad (3)$$

$K2^*$:

$$\forall i \forall j (i, j) | i = 2, 4, \dots, n, j = (i+1)_{\text{mod } n} \quad (4)$$

На рис. 6 показано 3d-представление массива с четно-нечетными связями элементов, дополненное связями элементов «через один», позволяющими совместно выполнить полный обход куба. Сокращение количества инверсий перестановок достигается за счет перестановок элементов не только по ребрам куба, но и по

четырем диагоналям в пределах двух горизонтальных плоскостей.

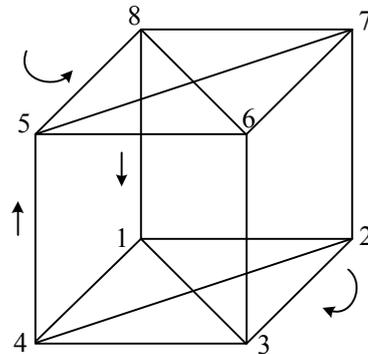


Рис. 6. 3d-представление массива с четно-нечетными коммутациями и коммутациями «через один»

Для дальнейшего сокращения количества инверсий предлагается модель диагональных коммутаций между парами элементов, дополняющая связь «через один» (рис. 7). Основу модели диагональных коммутаций составляют триады элементов, объединенные вместе правилом $(i \pm n/2)_{\text{mod } n}$. Смещение, равное половине длины массива, определяет выбор элементов в двух парах из различных половин массива, что позволяет при обменах изменять показатель инверсии перестановок на 4.

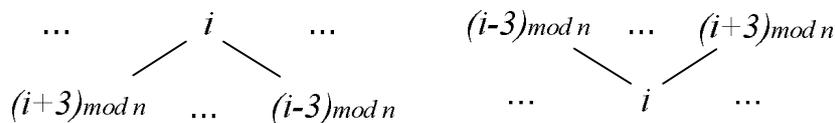


Рис. 7. Триады элементов диагональной коммутации для $n=8$

Модель диагональных коммутаций для 2d-представления массива M формирует измененный порядок обхода элементов массива и парного сравнения на четных (K1+) и нечетных коммутациях (K2)+ в следующем виде $\{1 \rightarrow 4 \rightarrow 7 \rightarrow 2 \rightarrow 5 \rightarrow 8 \rightarrow 3 \rightarrow 6 \rightarrow 1\}$. Данная модель приведена на рис. 8.

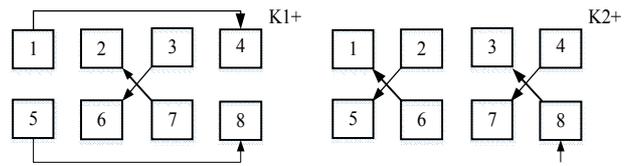


Рис. 8. Модель диагональной коммутации элементов

В общем случае, правила диагональной коммутации имеют вид

$$K1+: \forall i \forall j (i, j) | j = \begin{cases} i + 3, \text{ если } i = 1, \dots (n / 2 + 1) \\ (i + 3)_{\text{mod } n}, \text{ если } i = 3 \dots, n - 1 \end{cases} \quad (5)$$

$$K2+: \forall i \forall j (i, j) | j = \begin{cases} (i + 3), \text{ если } i = 2, \dots n / 2 \\ (i + 3)_{\text{mod } n}, \text{ если } i = (n / 2 + 2) \dots, n \end{cases} \quad (6)$$

Правила коммутации K1+, K2+ формируют наборы пар элементов, распределенных по длине массива. Например, для $n=8$ наборы имеют состав

$$K1+: \left\{ \begin{array}{l} 1 \rightarrow 4 \\ 3 \rightarrow 6 \\ 5 \rightarrow 8 \\ 7 \rightarrow 2 \end{array} \right\}$$

$$K2+: \left\{ \begin{array}{l} 2 \rightarrow 5 \\ 4 \rightarrow 7 \\ 6 \rightarrow 1 \\ 8 \rightarrow 3 \end{array} \right\}$$

Новизна модели диагональных коммутаций заключается в том, что наборы представляют собой неконфликтующие пары, на которых допустимо параллельное выполнение операций «сравнение-обмен» и, как следствие, частичное упорядочение распределенных по длине массива элементов за 1 шаг.

Особенность модели диагональных коммутаций состоит в том, что она дополняет стандартную четно-нечетную сортировку со схемами коммутаций K1*, K2*. На рис. 9 рассмотрен пример сортировки массива, аналогичный рис. 4, но занимающий 9 шагов сортировки против исходных 16 шагов.

	K1+	K2+	K1+	K2+	K1+	K2+	K1*	K2*	K1*	K2*
1	4	11	11	11	16	16	16	16	16	16
2	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15
3	6	13	13	13	13	13	13	13	13	14
4	1	10	10	16	11	11	11	14	13	13
5	8	8	14	14	14	14	14	11	12	12
6	3	12	12	12	12	12	12	12	11	11
7	10	1	16	10	10	10	10	10	10	10
8	5	14	8	8	8	8	8	9	9	9
9	12	3	9	9	9	9	9	8	8	8
10	7	16	1	7	7	7	7	7	7	7
11	14	5	5	5	5	5	5	5	5	6
12	9	9	3	3	3	3	3	6	5	5
13	16	7	7	1	6	6	6	3	4	4
14	11	4	4	4	4	4	4	4	3	3
15	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
16	13	6	6	6	1	1	1	1	1	1
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	

Рис. 9. Пример четно-нечетной и диагональной сортировки

Таким образом, разработана модель диагональных коммутаций, дополняющая четно-нечетную коммутацию с перекрестными связями и обеспечивающая сокращение инверсий перестановок при сортировке за счет перемещений элементов «прыжками» по длине массива при его 2d-представлении. Новизна модели диагональных коммутаций состоит в том, что операции «сравнение-обмен» параллельно выполняются на неконфликтующих парах элементов, взятых из различных половин массива, по чередующимся коммутациям. Вместе с тем, неизвестный вид функции количества инверсий не позволяет детерминировано задать порядок применения четно-нечетных и диагональных коммутаций. В работе предлагается гибридный вариант схемы сортировки. Сначала реализуется диагональная коммутация, сокращающая количество инверсий перестановок с первых шагов, а затем полученный

(пред-сортированный) массив обрабатывается четно-нечетной сортировкой.

Моделирование работы

Для сравнения стандартной и разработанной схем коммутации выполнено построение гистограмм и расчет среднего количества операций «сравнение-обмен» $T_{SORT}(n, w)$, где n - размер массива, $w = |A|$ - мощность алфавита.

Интерфейсный вид программы моделирования представлен на рис. 10. Основные настраиваемые параметры программы:

- а) n - размер массива, $n=(4,8,16)$;
- б) A - алфавит $A=(1,2,3,4,5,6,7,8,9)$;
- в) параметр коммутации (линейный, циклический);
- г) тип сортировки (по возрастанию, по убыванию).

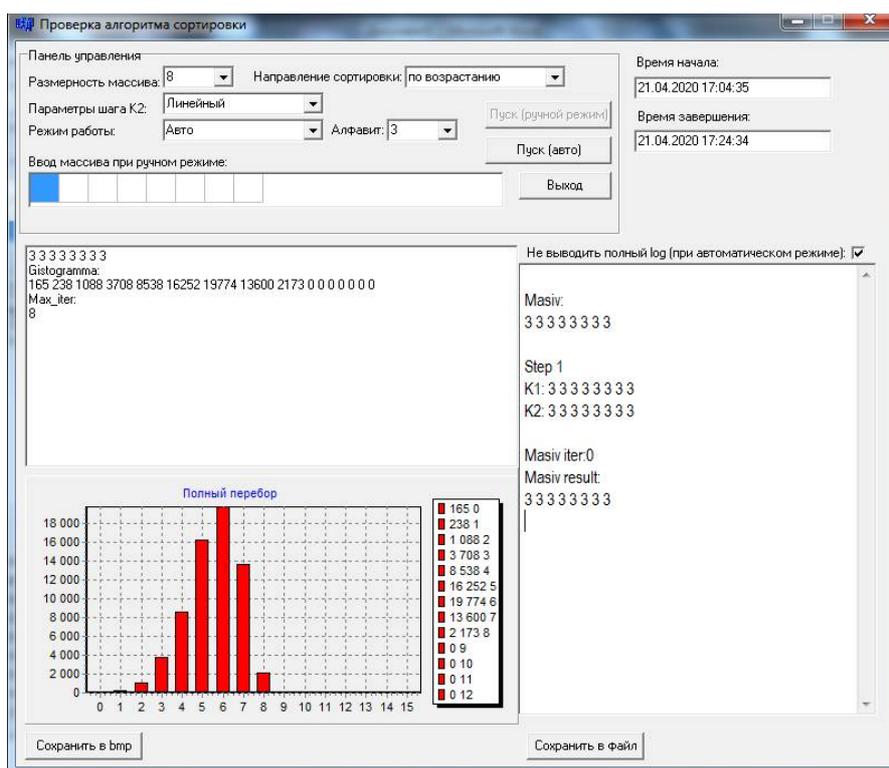


Рис. 10. Интерфейс программы моделирования схем коммутаций

Моделирование осуществляется полным перебором всех комбинаций элементов в пределах заданных размера массива и мощности алфавита. Для каждого состояния массива подсчитывается количество операций «сравнение-обмен» с учетом их параллельного выполнения на каждой из чередующихся коммутаций.

В табл. 1 приведены рассчитанные по гистограммам средние количества шагов (операций «сравнение-обмен») при полном переборе всех комбинаций элементов массива для фиксированных n, A для кольцевой и линейной организации массива M .

Таблица 1

Среднее количество шагов четно-нечетной сортировки (кольцевая и линейная структуры)

Размер массива	Мощность алфавита		
	{0,1}	{0,1,2}	{0,1,2,3}
4	1,19/1,63	1,53/2,01	1,69/2,18
8	3,96/4,59	4,59/5,23	4,85/5,50
16	9,19/9,77	10,37/11,04	-

В ячейках табл. 1 первое число показывает среднее количество шагов четно-нечетной сортировки для кольцевой организации массива, а второе число - среднее количество шагов четно-нечетной сортировки для линейной организации массива. Сравнение средних времен сортировки массива показывает, что с увеличением мощности алфавита преимущество кольцевой структуры уменьшается. При увеличении длины массива преимущество кольцевой организации массива увеличивается, что

подтверждает принятую модель сортировки. В среднем преимущество четно-нечетной сортировки с кольцевыми связями на 12%-9% выше, чем у линейной организации.

В табл. 2 приведены рассчитанные средние количества шагов (операций «сравнение-обмен») при полном переборе всех комбинаций элементов массива для фиксированных n , A для стандартной четно-нечетной сортировки и гибридной схемы сортировки.

Таблица 2

Среднее количество шагов для стандартной и модифицированной четно-нечетной сортировок (кольцевая организация массива)

Размер массива, n	Мощность алфавита, A		
	{0,1}	{0,1,2}	{0,1,2,3}
4	1,19/1,17	1,53/1,44	1,69/1,52
8	3,96/3,78	4,59/4,23	4,85/4,56
16	9,19/8,78	10,37/10,04	-

В ячейках табл. 2 первое число показывает среднее количество шагов стандартной четно-нечетной сортировки, а второе число - среднее количество шагов модифицированной четно-нечетной сортировки. Сравнение средних времен сортировки массива показывает, что с увеличением размера массива преимущество модифицированной сортировки увеличивается, что подтверждает принятую модель диагональных коммутаций для сокращения количества инверсий. Сокращение среднего количества шагов сортировки составило 6-10%.

Обсуждение и выводы

Разработанная модель диагональных коммутаций основана на двумерном представлении массива. В отличие от одномерного представления массива, 2d- представление позволяет сократить расстояния между линейно не смежными элементами массива и задать закон их регулярного расположения. За счет введения регулярности и, как следствие, появления триад элементов из различных половин массива

появляются переходы между «дальними» элементами. Полный перебор вариантов заполнения массива и анализ гистограмм распределения количества шагов сортировки показал преимущество сортировки массива при его 2d-представлении. Для практически значимых вариантов мощности алфавита, равных 2, 4, 6, 8 символам, разработанная модель диагональных коммутаций показала сокращение количества шагов на 12-9%. Последующее увеличение мощности алфавита приводит к увеличению среднего количества шагов сортировки.

Результаты

1. Перспективные схемы коммутаций для операций преобразования данных (сортировки, тасования, перестановки и др.) должны использовать не конфликтующие наборы данных с регулярными связями для их параллельной обработки. Четно-нечетная сортировка наиболее приспособлена для аппаратной реализации как имеющая наименьшую сложность вычис-

лительной ячейки для операции «сравнение-обмен».

2. Повышение эффективности сортировки основано на повышении количества инверсий перестановок путем создания модели диагональных коммутаций. Новизна модели диагональных коммутаций состоит в том, что операции «сравнение-обмен» параллельно выполняются на неконфликтующих парах элементов, взятых из различных половин массива, что позволяет «прыжками» перемещать элемент в необходимую позицию массива при его 2d-представлении.

3. Моделирование стандартной и гибридной четно-нечетных сортировок показало преимущество гибридной сортировки с моделью диагональных коммутаций, а также преимущество четно-нечетной сортировки при кольцевой организации массива. В последнем случае достигается сокращение шагов сортировки на 9%-12% при реализации полного перебора вариантов. Расширение четно-нечетной сортировки моделью диагональных коммутаций позволяет сократить среднее число шагов сортировки на 6-10%.

Литература

1. Бурцев В.С. Параллелизм вычислительных процессов и развитие архитектуры суперЭВМ. М.: ТОРУС ПРЕСС, 2006. 416 с.
2. Каляев А.В., Левин И.И. Модульно-наращиваемые многопроцессорные системы со структурно-процедурной организацией вычислений. М.: Изд-во Янус-К, 2003. 380 с.
3. Гузик В.Ф., Каляев И.А., Левин И.И. Реконфигурируемые вычислительные системы: учеб. пособие / под общ. ред. И.А. Каляева. Таганрог: Изд-во Южного федерального университета, 2016. 472 с.

4. Степаненко С.А. Мультипроцессорные среды суперЭВМ. Масштабирование производительности. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2016. 312 с.

5. King A. Distributed Parallel Symbolic Execution. B.S., Kansas State University, 2005. 220 p.

6. Огнев И.В., Борисов В.В., Сугула Н.А. Ассоциативная память, среды, системы. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 416с.

7. Артамонов Д.С., Путья М.Г. Метод оптимизации вычислительного процесса на реконфигурируемых вычислительных средах // Информационные технологии и вычислительные системы. 2010. №3. С. 19-26.

8. Ва Б.У., Лоурай М.Б., Гоцзе Ли. ЭВМ для обработки символьной информации // ТИИЭР. 1989. Т.77. № 4. С. 5-40.

9. Титенко Е.А., Зерин И.С. Исчислительная система продукции и процедура распознавания конфликтов данных // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2012. №2. С.24-29.

10. Real-time Implementation of the Problem of Surface-Related Multiple Prediction on RCS/ D.A. Sorokin, A.Y. Matrosov, E.E. Semernikova, K.N. Alekseev // Parallel Computational Technologies (13th International Conference, PCT 2019, Immanuel Kant Baltic Federal University, Kaliningrad, Russia, April 2–4, 2019). Pp. 91-98.

11. Batcher K.E. Sorting Networks and their Applications// Proc. AFIPS Spring Joint Comput. Conf. 1968. Pp.123-138.

12. Introduction to algorithms/T. Cormen, C. Leiserson, R. Rivest, C. Stein// The MIT Press; 3 edition, 2009. 1312 P.

13. McConnell, Jeffrey J. The analysis of algorithms: an active learning approach //Jones and Bartlett Publishers. 2001. 183 p.

14. Титенко Е.А. Схема коммутаций для выполнения парных операций в реконфигурируемом производственном устройстве // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 3. С. 34-40.

15. Алексеев К.Н. Построение и обработка многомерных структур данных типа «дерево» в режиме реального времени на РВС // Суперкомпьютерные технологии (СКТ-2018): материалы 5-й Всерос. науч.-техн. конф. В 2 т. Ростов-Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2018. Т.1.С.123-126.

Поступила 01.09.2020; принята к публикации 21.10.2020

Информация об авторах

Титенко Евгений Анатольевич - канд. техн. наук, доцент, Юго-Западный государственный университет (305040, Россия, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94), e-mail: johntit@mail.ru

Талдыкин Евгений Владимирович – аспирант, Юго-Западный государственный университет (305040, Россия, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94), e-mail: taldyk83@mail.ru

Бурковский Виктор Леонидович - д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: bvl@vorstu.ru

DIAGONAL COMMUTATION MODEL FOR PARALLEL SORTING OF DATA ARRAYS

E.A. Titenko¹, E.V. Taldykin¹, V.L. Burkovskiy²

¹South West State University, Kursk, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the object of the research is parallel sorting algorithms using the basic operation "compare-swap". The aim of the research is to reduce the steps of the algorithm for sorting the data array by reducing the number of intermediate permutations of the array elements. The goal is achieved by developing an original switching circuit of the array elements. This circuit forms the basis of the model for diagonal commutation of pairs of array elements. The array is 2D, which allows one to pair elements from its different halves. Due to the 2D representation of the array, the formed pairs of elements allow reducing the number of permutations. The novelty of the diagonal commutation model is that the "compare-exchange" operations are performed in parallel on non-conflicting pairs of elements taken from different halves of the array. This property of the model allows one to "jump" the element to the desired position in the array. The diagonal commutation model is combined with the well-known odd-even sorting model. The combination resulted in a parallel sorting algorithm with a hybrid switching scheme. This scheme implements the proposed model at even steps, and the even-odd sorting model at odd steps. Modeling algorithms for odd-even sorting and hybrid sorting showed the advantage of the developed model. Extension of even-odd sorting by the diagonal commutation model allows to reduce the average number of sorting steps by 6-10%. In addition to odd-even sorting, the diagonal commutation model is applicable for parallel sorting algorithms using the basic comparison-exchange operation - Butcher, Shell, merge sorting

Key words: a pair of elements, exchange, 2d array, inversion, hybrid scheme

References

1. Burtsev V.S. "Parallelism of computing processes and the development of supercomputer architecture" ("Parallelizm vychislitel'nykh protsessov i razvitiye arkhitektury superEVM"), Moscow, TORUS PRESS (Torus press), 2006, 416 p.
2. Kalyaev A.V., Levin I.I. "Modular-scalable multiprocessor systems with structural-procedural organization of calculations" ("Modul'no-narashchivaemye mnogoprotseessornye sistemy so strukturno-protseedurnoy organizatsiey vychisleniy"), Moscow, Yanus-K, 2003, 380 p.
3. Guzik V.F., ed. Kalyaev I.A., Levin I.I. "Reconfigurable computing systems: textbook" ("Rekonfiguriruemye vychislitel'nye sistemy: uch. posobie"), Taganrog, Publishing house of the Southern Federal University, 2016, 472 p.
4. Stepanenko S.A. "Multiprocessor supercomputer environments. Scaling performance" (Multiprotseessornye sredy super-EVM. Masshtabirovaniye proizvoditel'nosti), Moscow, FIZMATLIT, 2016, 312 p.
5. King A. "Distributed parallel symbolic execution", B.S., Kansas State University, 2005, 220 p.
6. Ognev I.V., Borisov V.V., Sutula N.A. "Associative memory, environments, systems" (Assotsiativnaya pamyat', sredy, sistemy), Moscow, Goryachaya liniya – Telekom, 2016, 416 p.
7. Artamonov D.S., Putrya M.G. "Method for optimizing a computational process on reconfigurable computing environments", *Information Technologies and Computational Systems (Informatsionnye tekhnologii i vychislitel'nye sistemy)*, 2010, no. 3, pp.19-26.
8. Wa B.U., Lauray M.B. Guoze Lee "The computer for symbol information processing" ("EVM dlya obrabotki simvol'noy informatii"), TIIE, 1989, vol.77, no.4, pp. 5-40.
9. Titenko E.A., Zerin I.S. "Rule-based system and data conflict recognition procedure", *Bulletin of Computer and Information Technologies (Vestnik komp'yuternykh i informatsionnykh tekhnologiy)*, 2012, no. 2, pp.24-29.
10. Sorokin D.A., Matrosov A.Y., Semernikova E.E., Alekseev K.N. "Real-time Implementation of the Problem of Surface-Related Multiple Prediction on RCS", *Proc. of the 13th International Conf.: Parallel Computational Technologies, PCT 2019*, Immanuel Kant Baltic Federal University, Kaliningrad, April 2-4, 2019, pp. 91-98.
11. Batcher K.E. "Sorting networks and their applications", *Proc. AFIPS Spring Joint Comput. Conf.*, 1968, pp.123-138
12. Cormen T., Leiserson C., Rivest R., Stein C. "Introduction to algorithms", The MIT Press, 2009, 1312 p.
13. McConnell J.J. "The analysis of algorithms: an active learning approach", Jones and Bartlett Publishers, 2001, 183 p.
14. Titenko E.A. "Switching scheme for performing paired operations in a reconfigurable production device", *Bulletin of the Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 3, pp. 34-40.
15. Alekseev K.N. "Construction and processing of multidimensional data structures of the "tree" type in real time on the DCS", *Proc. of the 5th All-Russian Scientific And Technical Conf.: Supercomputer technologies (SKT-2018) (Superkomp'yuternye tekhnologii (SKT-2018): materialy 5-y Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii)*, Rostov, Taganrog, SFedU Publishing House, 2018, vol. 1, pp. 123-126.

Submitted 01.09.2020; revised 21.10.2020

Information about the authors

Evgeniy A. Titenko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, South West State University (94 50-letiya Oktyabrya str., Kursk 305040, Russia), e-mail: johntit@mail.ru

Evgeniy V. Taldykin, Graduate student, South West State University (94 50-letiya Oktyabrya str., Kursk 305040, Russia), e-mail: taldyk83@mail.ru

Viktor L. Burkovskiy, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: bvl@vorstu.ru

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ УДАРНОГО УСТРОЙСТВА СТЕРЖНЕВОГО ТИПА РАЗНОСТНЫМ МЕТОДОМ

А.М. Слиденко¹, В.М. Слиденко²

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт», г. Киев, Украина

Аннотация: приводится анализ механических колебаний элементов ударного устройства с помощью модели стержневого типа. Ударник и инструмент связаны упругими и диссипативными элементами, которые имитируют их взаимодействие. Аналогично моделируется взаимодействие инструмента с рабочей средой. Сформулирована начальная-краевая задача для системы двух волновых уравнений с учетом переменных поперечных сечений стержней. Площади поперечных сечений определяются параметрическими формулами при сохранении объемов стержней. Параметрические формулы позволяют получать различного вида зависимости площади поперечного сечения стержня от его длины. Начальные условия отражают физическую картину взаимодействия инструмента с ударником и рабочей средой. Краевые условия описывают контактные взаимодействия ударника с инструментом и последнего с рабочей средой. В качестве модельной задачи рассматривается соударение ударника и инструмента через элемент большой жесткости. Начально-краевая задача исследуется разностным методом. Проводится сравнение решений задачи, полученных с помощью двухслойной и трехслойной разностных схем. Такие схемы реализованы в общей компьютерной программе в системе Mathcad. Показано, что при вычислениях распределения нормальных напряжений по длине стержня лучшими свойствами относительно устойчивости обладает двухслойная схема

Ключевые слова: ударные нагрузки, разностные методы, метод Фурье, колебания, краевые условия, переменное сечение

Введение

Исследование механических ударных устройств стержневого типа приведено в работах [1-4]. Одной из актуальных задач является определение напряжений в сечениях ударника, инструмента и корпуса ударного устройства при различных геометрических формах этих элементов. В работах [5,6] при исследовании начально-краевых задач применялись аналитические методы, метод Даламбера и метод Фурье для стержневых систем без учета диссипативных связей. Эти методы неприменимы при переменной площади поперечного сечения стержней. В работе [6] приводится обзор моделей продольного удара. Изучаются задачи контактного взаимодействия стержней. Разностные методы решения начально-краевых задач не рассматриваются. Стержневые системы рассматриваются только с упругими связями. Результаты этой работы использовались авторами только в отношении постановки начально-краевых задач. Авторы монографии [7] исследуют ударные механизмы и математические модели импульсных процессов. Рассмотрены методы анализа устойчивости. Раз-

ностные методы для решения задач не применялись.

Исследование только методом Фурье или Даламбера не позволяет эффективно решить проблему определения напряжений в сечениях стержней. Применение численных методов можно считать необходимым звеном моделирования систем такого типа. В работе [8] применялся разностный метод для системы, в которой ударник и инструмент представлены как стержни постоянного сечения. Использовалась только двухслойная разностная схема. Метод Фурье служил для оценки точности и достоверности полученных результатов.

Целью данной работы является сравнение разностных смешанных схем для случая стержней переменного сечения. Изучается модель элементов ударного устройства стержневого типа с учетом взаимодействия ударника с инструментом и внедрения инструмента в рабочую среду. Математическая модель представлена системой волновых уравнений в частных производных, упругие и диссипативные связи моделируются краевыми условиями. Для применения методов управления колебаниями (гашение или интенсификация) необходимо исследовать свойства методов численного решения разностных задач. С этой целью сравниваются смешанные разностные схемы,

обладающие лучшими свойствами устойчивости и экономичности [9,10]. Проводится сравнение двухслойной и трехслойной разностных схем при различных формах зависимости площади поперечного сечения от длины ударника и инструмента.

Математическая модель

Схемы ударного устройства при различных видах нагрузок представлены на рис. 1. На рис. 1(а) представлена модель для учета действия реакции рабочей среды (грунт, щебень, горная порода и т.п.) на корпус устройства (2) через инструмент-ударник (1).

Схема на рис. 1(б) представляет процесс взаимодействия ударника (1) с инструментом (2) и последнего с рабочей средой. Переменные сечения стержней позволяют оценить нормальные напряжения, возникающие в поперечных сечениях. Применение стержневой модели устройства основано на гипотезе о плоских сечениях при импульсных нагрузках [1, 2]. Следует отметить, процессы колебаний устройства при различных модельных схемах нагрузки описываются аналогичными начальными условиями.

Переменные площади поперечных сечений определялись параметрическими формулами с целью обеспечения равного объема при различных формах стержней.

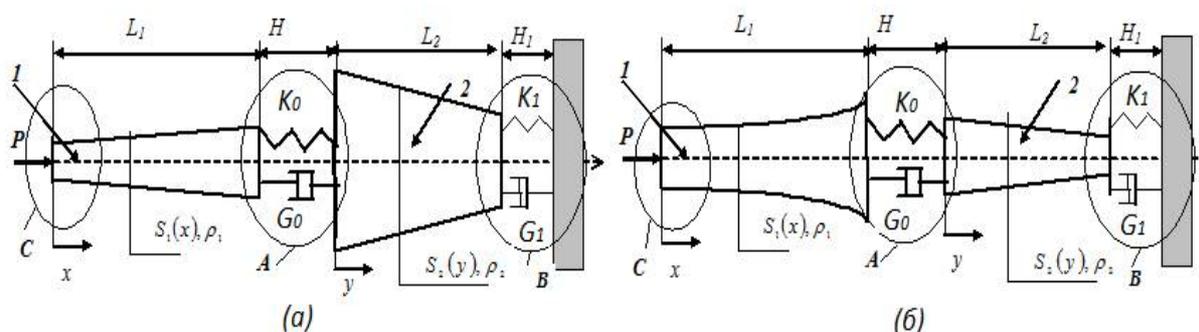


Рис. 1. Схема устройства стержневого типа. (а) Зоны взаимодействия: С – инструмента (1) с рабочей средой; А – инструмента с корпусом ударного устройства; В – корпуса ударного устройства с корпусом машины; (б) С – зона приложения импульса к ударнику (1); А – зона контакта ударника (1) с инструментом (2); В – зона взаимодействия инструмента с рабочей средой

Для волнообразного профиля применялись зависимости радиуса и площади поперечного сечения от координаты x :

$$R_1 = R_0 \sqrt{L \left(\int_0^L \left(\frac{\chi}{4} \cos \frac{m\pi x}{L} + \frac{3}{4} \right)^2 dx \right)^{-1/2}},$$

$$R(x) = R_1 \left(\frac{\chi}{4} \cos \frac{m\pi x}{L} + \frac{3}{4} \right),$$

$$S(x) = \pi R(x)^2.$$

Конусный профиль определялся формулой

$$R(x) = R_1 - x \frac{R_1 - R_2}{L}.$$

Параметры $R_0, R_1, \alpha, \chi, L, m$ определяют характер изменения площади поперечного сечения стержня по длине. Характер изменения площадей поперечного сечения представлен на рис. 2.

Пусть $U(t, x)$ – смещение сечения x первого стержня (1) от положения равновесия; $V(t, y)$ – смещение сечения y второго стержня (2) от положения равновесия.

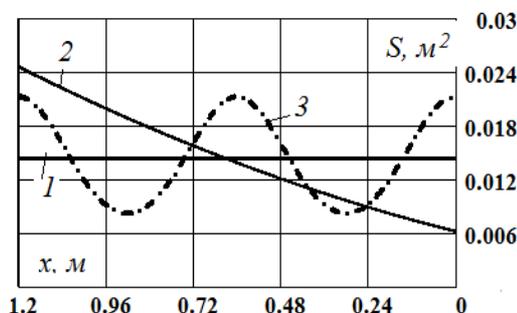


Рис. 2. Изменение площади поперечного сечения ударника и инструмента: (1) – цилиндр; (2) – конусный профиль; (3) – волнообразный профиль

Запишем уравнения колебаний для стержней

$$\frac{\partial^2 U(t, x)}{\partial t^2} = a_1^2 \left(\frac{1}{S_1(x)} \frac{dS_1(x)}{dx} \frac{\partial U(t, x)}{\partial x} + \frac{\partial^2 U(t, x)}{\partial x^2} \right),$$

$$0 \leq x \leq L_1, \quad (1)$$

$$\frac{\partial^2 V(t, y)}{\partial t^2} = a_2^2 \left(\frac{1}{S_2(y)} \frac{dS_2(y)}{dy} \frac{\partial V(t, y)}{\partial y} + \frac{\partial^2 V(t, y)}{\partial y^2} \right),$$

$$0 \leq y \leq L_2, \quad t \in [0, T]. \quad (2)$$

Здесь $a_i = \sqrt{E_i/\rho_i}$ – скорость распространения упругой волны в материале стержня;

ρ_i – плотность материала,

E_i – модуль упругости; $S_i(x)$ – площадь поперечного сечения i -го стержня, $i = 1, 2$.

Начальные условия заключаются в том, что первый стержень нагружается импульсом (задается распределение скорости по сечениям [1, 8]), а второй – неподвижен до момента контакта стержней. После контакта стержней происходит их совместное движение:

$$U(0, x) = 0, \quad \frac{\partial U}{\partial t}(0, x) = \begin{cases} W_0, & \text{если } 0 \leq x \leq \varepsilon, \\ 0, & \text{если } x > \varepsilon. \end{cases} \quad (3)$$

$$V(0, y) = 0, \quad \frac{\partial V}{\partial t}(0, y) = 0. \quad (4)$$

Краевое условие для левого торца первого стержня имеет вид

$$S_1(0)E_1 \frac{\partial U}{\partial x}(t, 0) = 0. \quad (5)$$

Условие (5) означает, что левый торец первого стержня свободен (на нем отсутствует напряжение). На правом торце первого стержня учитываем сопротивление пружины и диссипативного элемента.

$$S_1(L_1)E_1 \frac{\partial U}{\partial x}(t, L_1) =$$

$$= K_0(V(t, 0) - U(t, L_1)) + G_0 \left(\frac{\partial V}{\partial t}(t, 0) - \frac{\partial U}{\partial t}(t, L_1) \right). \quad (6)$$

Для левого торца второго стержня запишем аналогичные условия, откуда следует равенство

$$S_2(0)E_2 \frac{\partial V}{\partial y}(t, 0) = S_1(L_1)E_1 \frac{\partial U}{\partial x}(t, L_1). \quad (7)$$

Условия на правом торце второго стержня моделируют процесс взаимодействия стержня – инструмента с рабочей средой (рис. 1(б)) или корпуса ударного устройства с корпусом машины (рис. 1(а)):

$$S_2(L_2)E_2 \frac{\partial V}{\partial x}(t, L_2) = -K_1 V(t, L_2) -$$

$$- G_1 \frac{\partial V}{\partial t}(t, L_2). \quad (8)$$

Разностная задача (смешанная разностная схема)

Введем сетку в каждой из систем координат с параметрами:

$$h_1 = \frac{L_1}{N_1}, \quad x_0 = 0, \quad x_i = x_{i-1} + h_1, \quad i = 1, 2, \dots, N_1;$$

$$h_2 = \frac{L_2}{N_2}, \quad y_0 = 0, \quad y_j = y_{j-1} + h_2, \quad j = 1, 2, \dots, N_2;$$

$$\tau = \frac{T}{M}, \quad t_0 = 0, \quad t_n = t_{n-1} + \tau, \quad n = 1, 2, \dots, M.$$

Запишем разностные уравнения (для аппроксимации дифференциальных уравнений выбрана смешанная разностная схема со вторым порядком по τ и h [9, 10]).

$$\frac{U_i^{n+1} - 2U_i^n + U_i^{n-1}}{\tau^2} = \sigma_1 a_1^2 \left[\frac{\Delta S_1(x_i)}{S_1(x_i)} \Delta U_i^{n+1} + \Delta_2 U_i^{n+1} \right] +$$

$$+ (1 - \zeta \sigma_1) a_1^2 \left[\frac{\Delta S_1(x_i)}{S_1(x_i)} \Delta U_i^n + \Delta_2 U_i^n \right] +$$

$$+ (\zeta - 1) \sigma_1 a_1^2 \left[\frac{\Delta S_1(x_i)}{S_1(x_i)} \Delta U_i^{n-1} + \Delta_2 U_i^{n-1} \right]. \quad (9)$$

$$\frac{V_j^{n+1} - 2V_j^n + V_j^{n-1}}{\tau^2} = \sigma_2 a_2^2 \left[\frac{\Delta S_2(y_j)}{S_2(y_j)} \Delta V_j^{n+1} + \Delta_2 V_j^{n+1} \right] +$$

$$+ (1 - \zeta \sigma_2) a_2^2 \left[\frac{\Delta S_2(y_j)}{S_2(y_j)} \Delta V_j^n + \Delta_2 V_j^n \right] +$$

$$+ (\zeta - 1) \sigma_2 a_2^2 \left[\frac{\Delta S_2(y_j)}{S_2(y_j)} \Delta V_j^{n-1} + \Delta_2 V_j^{n-1} \right]. \quad (10)$$

При $\zeta = 1$ получаем двухслойную схему, при $\zeta = 2$ – трехслойную. Весовые коэффициенты σ_1 и σ_2 подбираются по результатам анализа решений модельных задач для обеспечения устойчивости схемы и приемлемой точности. Аппроксимация начальных условий принята в виде:

$$U_i^0 = 0, \quad V_j^0 = 0, \quad (11)$$

$$\frac{U_i^1 - U_i^0}{\tau} = \begin{cases} W_0, & \text{если } 0 \leq x_i \leq \varepsilon, \\ 0, & \text{если } x_i > \varepsilon. \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, N_1 - 1,$$

$$\frac{V_j^1 - V_j^0}{\tau} = 0, \quad j = 1, 2, \dots, N_2 - 1. \quad (12)$$

Аппроксимация краевых условий:

$$S_1(0)E_1 \frac{U_1^{n+1} - U_0^{n+1}}{h_1} = 0, \quad (13)$$

$$S_1(L_1)E_1 \frac{U_{N_1}^{n+1} - U_{N_1-1}^{n+1}}{h_1} = K_0(V_0^{n+1} - U_{N_1}^{n+1}) + G_0 \left(\frac{V_0^{n+1} - V_0^n}{\tau} - \frac{U_{N_1}^{n+1} - U_{N_1}^n}{\tau} \right), \quad (14)$$

$$S_2(0)E_2 \frac{V_1^{n+1} - V_0^{n+1}}{h_2} = S_1(L_1)E_1 \frac{U_{N_1}^{n+1} - U_{N_1-1}^{n+1}}{h_1}. \quad (15)$$

Аппроксимация краевых условий на правом торце второго стержня

$$S_2(L_2)E_2 \frac{V_{N_2}^{n+1} - V_{N_2-1}^{n+1}}{h_2} = -K_1 V_{N_2}^{n+1} - G_1 \frac{V_{N_2}^{n+1} - V_{N_2}^n}{\tau}, \quad n = 1, 2, \dots, M. \quad (16)$$

Алгоритм решения разностной задачи

Системы уравнений приводятся к стандартному виду:

$$\begin{cases} A_i U_{i+1}^{n+1} - B_i U_i^{n+1} + C_i U_{i-1}^{n+1} = -D_i, \\ a_j V_{j+1}^{n+1} - b_j V_j^{n+1} + c_j V_{j-1}^{n+1} = -d_j. \end{cases} \quad (17)$$

Уравнение (9) записывается в виде

$$\begin{aligned} & -U_{i+1}^{n+1} \sigma_1 F_{o1} \left(\frac{h_1 \Delta S_1(x_i)}{4S_1(x_i)} + 1 \right) + U_i^{n+1} (1 + 2\sigma_1 F_{o1}) + \\ & + U_{i-1}^{n+1} \sigma_1 F_{o1} \left(\frac{h_1 \Delta S_1(x_i)}{4S_1(x_i)} - 1 \right) = 2U_i^n - U_i^{n-1} + \\ & + (1 - \zeta \sigma_1) F_{o1} h_1^2 \left[\frac{\Delta S_1(x_i)}{4S_1(x_i)} \Delta U_i^n + \Delta_2 U_i^n \right] + \\ & + (\zeta - 1) \sigma_1 F_{o1} h_1^2 \left[\frac{\Delta S_1(x_i)}{4S_1(x_i)} \Delta U_i^{n-1} + \Delta_2 U_i^{n-1} \right], \\ & i = 1, 2, \dots, N_1 - 1. \end{aligned} \quad (18)$$

Уравнение (10) записывается аналогично

$$\begin{aligned} & -V_{j+1}^{n+1} \sigma_2 \cdot F_{o2} \left(\frac{h_2 \Delta S_2(y_j)}{4S_2(y_j)} + 1 \right) + V_j^{n+1} (1 + 2\sigma_2 \cdot F_{o2}) + \\ & + V_{j-1}^{n+1} \left(\sigma_2 F_{o2} \left(\frac{h_2 \Delta S_2(y_j)}{4S_2(y_j)} - 1 \right) \right) = 2V_j^n - V_j^{n-1} + \\ & + (1 - \zeta \sigma_2) F_{o2} h_2^2 \left[\frac{\Delta S_2(y_j)}{4S_2(y_j)} \Delta V_j^n + \Delta_2 V_j^n \right] + \\ & + (\zeta - 1) \sigma_2 F_{o2} h_2^2 \left[\frac{\Delta S_2(y_j)}{4S_2(y_j)} \Delta V_j^{n-1} + \Delta_2 V_j^{n-1} \right], \\ & j = 1, 2, \dots, N_2 - 1. \end{aligned} \quad (19)$$

В приведенных уравнениях (18) и (19):

$$F_{o_k} = \frac{a_k^2 \tau^2}{h_k^2}, \quad k = 1, 2; \quad \Delta S_1(x_i) = \frac{S_1(x_{i+1}) - S_1(x_{i-1}))}{2h_1},$$

$$\Delta S_2(y_j) = \frac{S_2(y_{j+1}) - S_2(y_{j-1}))}{2h_2},$$

$$\Delta_2 U_i^n = \frac{U_{i+1}^n - 2U_i^n + U_{i-1}^n}{h_1^2},$$

$$\Delta_2 V_j^n = \frac{V_{j+1}^n - 2V_j^n + V_{j-1}^n}{h_2^2}.$$

Вводятся обозначения коэффициентов для первой системы (18):

$$A_i = -\sigma_1 F_{o1} \left(\frac{h_1 \Delta S_1(x_i)}{4S_1(x_i)} + 1 \right), \quad B_i = -1 - 2\sigma_1 F_{o1},$$

$$C_i = -\sigma_1 F_{o1} \left(-\frac{h_1 \Delta S_1(x_i)}{4S_1(x_i)} + 1 \right),$$

$$D_i = -2U_i^n + U_i^{n-1} -$$

$$\begin{aligned} & -(1 - \zeta \sigma_1) F_{o1} h_1^2 \left[\frac{\Delta S_1(x_i)}{4S_1(x_i)} \Delta U_i^n + \Delta_2 U_i^n \right] + \\ & + (\zeta - 1) \sigma_1 F_{o1} h_1^2 \cdot \left[\frac{\Delta S_1(x_i)}{4S_1(x_i)} \Delta U_i^{n-1} + \Delta_2 U_i^{n-1} \right]. \end{aligned}$$

Для второй системы (19):

$$a_j = -\sigma_2 F_{o2} \left(\frac{h_2 \Delta S_2(y_j)}{4S_2(y_j)} + 1 \right), \quad b_j = -1 - 2\sigma_2 F_{o2},$$

$$c_j = -\sigma_2 F_{o2} \left(-\frac{h_2 \Delta S_2(y_j)}{4S_2(y_j)} + 1 \right),$$

$$d_j = -2V_j^n + V_j^{n-1} -$$

$$\begin{aligned} & -(1 - \zeta \sigma_2) h_2^2 F_{o2} \left[\frac{\Delta S_2(y_j)}{4S_2(y_j)} \Delta V_j^n + \Delta_2 V_j^n \right] + \\ & + (\zeta - 1) \sigma_2 h_2^2 F_{o2} \left[\frac{\Delta S_2(y_j)}{4S_2(y_j)} \Delta V_j^{n-1} + \Delta_2 V_j^{n-1} \right]. \end{aligned}$$

На каждом временном слое системы (18) и (19) решаются методом последовательной прогонки. Подробно метод прогонки для аналогичных систем приведен в работе [8].

Запишем коротко алгоритм метода прогонки.

1. Вычисляются начальные значения коэффициентов прогонки для системы (18) $\alpha_0 = 1, \beta_0 = 0$.

2. Из систем уравнений (18) и (19) определяются коэффициенты A_i, B_i, C_i, D_i и a_j, b_j, c_j, d_j .

3. Находятся коэффициенты метода прогонки α_i, β_i :

$$\alpha_i = A_i (B_i - C_i \alpha_{i-1})^{-1},$$

$$\beta_i = (C_i \beta_{i-1} + D_i)(B_i - C_i \alpha_{i-1})^{-1}, \quad i = 1, 2, \dots, N_1.$$

4. Из краевых условий на правом торце второго стержня находятся δ_{N_2-1} и γ_{N_2-1} .

5. С помощью рекуррентных формул вычисляются остальные коэффициенты для второй системы уравнений (19)

$$\delta_{j-1} = (b_j \delta_j - a_j)(\delta_j c_j)^{-1},$$

$$\gamma_{j-1} = [\gamma_j (b_j - c_j \delta_{j-1}) - d_j](c_j)^{-1},$$

$$j = N_2 - 1, N_2 - 2, \dots, 2, 1.$$

6. Вычисляются значения сеточных функций в области контактных торцов стержней:

$$U_{N_1}^{n+1}, U_{N_1-1}^{n+1}, V_0^{n+1}, V_1^{n+1}.$$

7. Для вычисления остальных значений сеточных функций используются формулы:

$$U_{i-1}^{n+1} = \alpha_{i-1} U_i^{n+1} + \beta_{i-1}, \quad i = N_1 - 1, N_1 - 2, \dots, 2, 1,$$

$$V_{j+1}^{n+1} = \frac{1}{\delta_j} V_j^{n+1} - \frac{\gamma_j}{\delta_j}, \quad j = 0, 1, 2, \dots, N_2 - 1.$$

Функциональная схема, реализующая алгоритм решения разностной задачи при наличии решения методом Фурье модельной задачи, представлена на рис. 3. Описание метода Фурье приведено в работах [1,8,11,12]. Программа разработана в системе Mathcad [13].

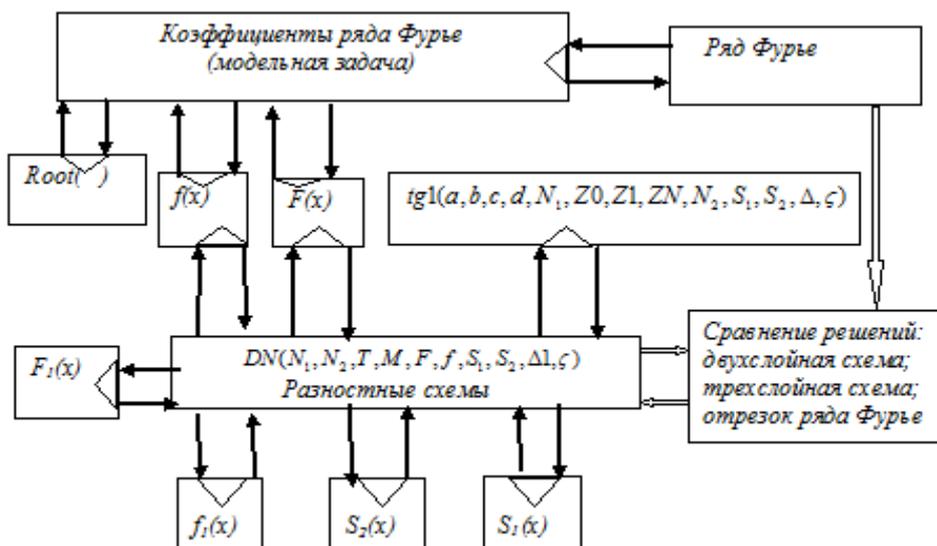


Рис. 3. Функциональная схема программы: $f(x)$, $f_1(x)$, $F(x)$, $F_1(x)$ определяют распределения начальных перемещений и скоростей стержней по сечениям; $S_1(x)$, $S_2(x)$ – площади поперечных сечений стержней; $Root(\dots)$ – находит собственные значения краевой задачи; $tg1(a, b, c, d, N_1, Z_0, Z_1, Z_N, N_2, S_1, S_2, \Delta, \zeta)$ – реализует метод последовательной прогонки; $DN(N_1, N_2, T, M, F, f, S_1, S_2, \Delta, \zeta)$ – управляет программными блоками

Результаты вычислений

В первой тестовой задаче осуществляется имитация движения первого стержня при наличии упругого и диссипативного сопротивления на правом торце первого стержня. При этом задаются большая площадь поперечного сечения и длина второго стержня. В этом случае второй стержень играет роль неподвижной стенки. Решение начально-краевой задачи получено с помощью двухслойной разностной схемы и представлено на рис. 4. На рис. 4(а) показаны высокочастотные колебания (относительное движение сечений стержня), на рис.

4(б) – низкочастотные колебания сечений. Графики на рис. 4(б) не должны совпадать, так как методом Фурье решается упрощенная модельная задача без учета диссипативных элементов, связывающих стержни при постоянных поперечных сечениях стержней. Решения близки только на малом промежутке времени. Далее сказывается демпфирование с помощью диссипативных элементов. При исключении этих элементов решения практически совпадают, что показано в работе [8]. Метод Фурье здесь служит для контроля вычислений и точного выбора параметров разностных схем.

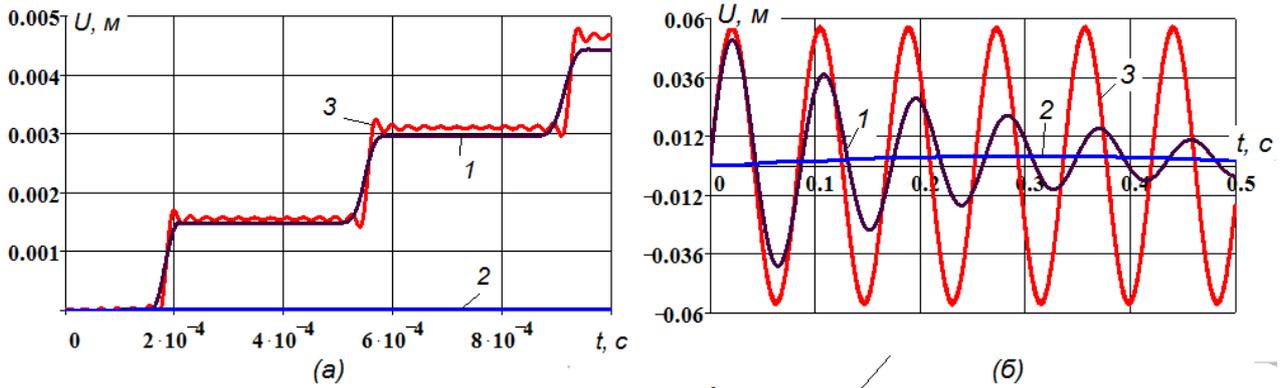


Рис. 4. Колебания контактных торцов стержней (двухслойная схема)
 (1) – инструмент; (2) – корпус устройства; (3) – решение Фурье модельной задачи;
 параметры: $P=450 \text{ Нс}$; $L_1=1 \text{ м}$, $L_2=10 \text{ м}$; $K_0=600000 \text{ Н/м}$; $S_1=0.014 \text{ м}^2$, $S_2=0.429 \text{ м}^2$

В этом случае колебания первого стержня (1) аналогичны колебаниям стержня с упругим и диссипативным сопротивлением на торце. Колебания второго стержня (2) практически отсутствуют. Удар производится по левому торцу первого стержня и моделируется известным способом: начальная скорость приписывается малой части стержня и определяется

по формуле $W_0 = P \left(\rho \int_0^\varepsilon S_1(x) dx \right)^{-1}$. Здесь, например, $P = 1005 \text{ Нс}$, $\varepsilon = (0,1 - 0,2) \cdot L_1$. Выбор значения параметра ε определяется сравнени-

ем решений, полученных разностным методом с решением методом Фурье модельной задачи для первого стержня при наличии только жесткого сопротивления на правом торце [8].

Особенности двухслойной и трехслойной схем представлены на рис. 5. Решение, полученное при использовании трехслойной схемы, характеризуется наличием колебаний высокой частоты и малой амплитуды по времени с быстро убывающей амплитудой (рис. 5 а). Такие колебания приводят к существенным колебаниям напряжений (рис. 5 б). Применение двухслойной схемы сглаживает колебания высокой частоты.

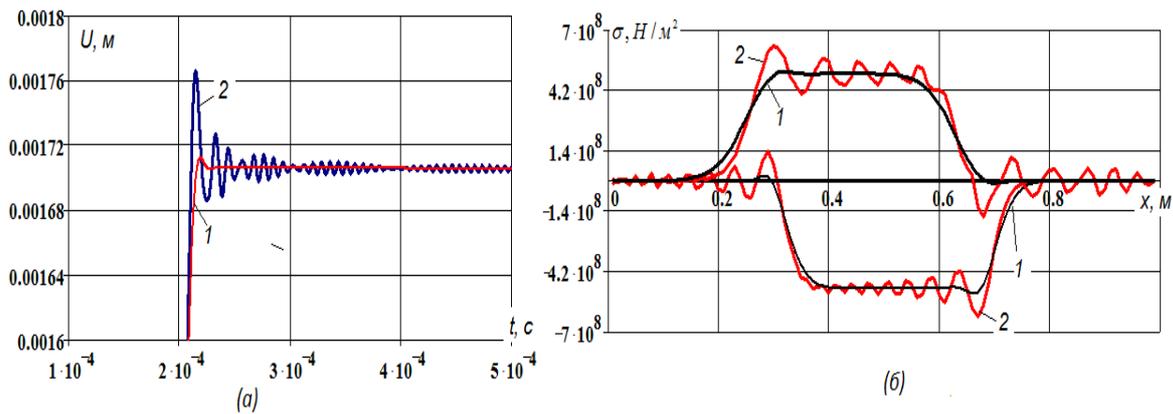


Рис. 5. (а) колебания по времени; (б) распределение напряжений по длине стержня;
 1 – двухслойная схема; 2 – трехслойная схема

Напряжения в сечениях инструмента и ударника определялись формулами

$$\sigma_j^n = E \frac{V_{j+1}^n - V_{j-1}^n}{2h_2}, \quad j=1,2,\dots,N_2-1;$$

$$\sigma_i^n = E \frac{U_{i+1}^n - U_{i-1}^n}{2h_1}, \quad i=1,2,\dots,N_1-1.$$

Влияние переменного сечения (ударник конусного типа) демонстрирует рис. 6. Меняется форма высокочастотных колебаний сечений стержня (рис. 6а). Следует отметить уменьшение напряжений в сечениях второго стержня при передаче импульса через абсолютно жесткий элемент (рис. 6б).

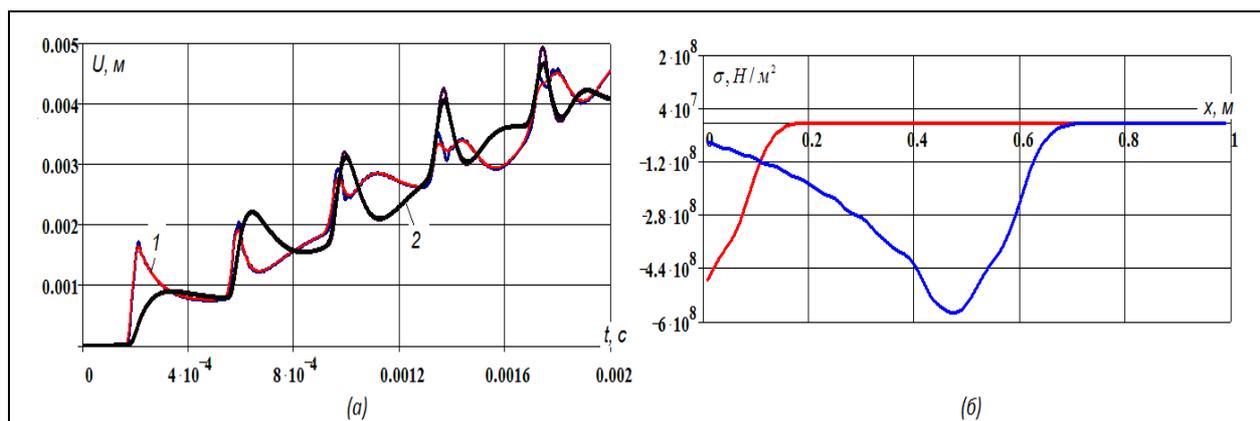


Рис. 6. Передача импульса через жесткий элемент (ударник конусного типа): $P=550$ Нс; $K_0=600000000$ Н/м; (а) высокочастотные колебания ударника (1) и инструмента (2); (б) распределение напряжений по сечениям второго стержня в различные моменты времени

В рассмотренной математической модели ударного устройства стержневого типа вид зависимости площади поперечного сечения ударника и инструмента существенно влияет на форму высокочастотных колебаний (относительное перемещение поперечных сечений). С другой стороны, применение волнообразного профиля стержня позволяет тестировать смешанные разностные схемы относительно их вычислительной устойчивости.

Заключение

1. Проведено сравнение двухслойной и трехслойной разностных схем для приближенного решения начально-краевой задачи, описывающей импульсное взаимодействие ударника и инструмента с переменными поперечными сечениями. Трехслойная разностная схема позволяет фиксировать дополнительные высокочастотные колебания поперечных сечений стержня, что приводит к существенному изменению напряжений в поперечных сечениях ударника и инструмента. Применение двухслойной схемы приводит к сглаживанию высокочастотных колебаний.

2. Представленная схема позволяет исследовать импульсное взаимодействие ударника с инструментом, а также влияние реакции рабочей среды через инструмент на корпус ударного устройства. При таких вычислениях на каждом временном слое применяется идентичный метод последовательной прогонки.

3. Предложенный алгоритм позволяет исследовать влияние переменной площади поперечного сечения ударника и инструмента на процесс распространения волн перемещений

сечений и нормальных напряжений в поперечных сечениях.

Литература

1. Араманович И.Г., Левин В.И. Уравнения математической физики. М.: Наука, 1969. 288с.
2. Василенко М.В., Алексейчук О.М. Теорія коливань і стійкості руху: Підручник. К.: Вища школа, 2004. 525с.
3. Иванов А.П. Динамика систем с механическими соударениями. М.: Международная программа образования, 1997. 336 с.
4. Кошляков Н.С., Глинер Э.Б., Сирнов М.М. Уравнения в частных производных математической физики. М.: Высш. шк., 1970. 712с.
5. Манжосов В.К., Слепухин В.В. Моделирование продольного удара в стержневых системах неоднородной структуры. Ульяновск: УлГТУ, 2011. 208 с.
6. Манжосов В.К. Модели продольного удара: монография. Ульяновск: УлГТУ, 2006. 160с.
7. Манжосов В.К., Новиков Д.А. Моделирование переходных процессов и предельных циклов движения виброударных систем с разрывными характеристиками: монография. Ульяновск: УлГТУ, 2015. 236с.
8. Slidenko A.M., Slidenko V.M. Numerical research method of an impact device model // J. Phys.: Conf. Ser. 1203 (2019). DOI:10.1088/1742-6596/1203/1/012086.
9. Самарский А.А. Теория разностных схем. М.: Наука, 1977. 656с.
10. Самарский А.А., Гулин А.В. Численные методы. М.: Наука, 1989. 432с.
11. Сліденко В.М., Сліденко О.М. Математичне моделювання ударно-хвильових процесів гідроімпульсних систем гірничих машин: монографія. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка», 2017. 220 с.
12. Сліденко А.М., Сліденко В.М. Исследование дискретно-непрерывной модели адаптивного ударного устройства// Математическое моделирование. Т. 27. № 1. 2015. С. 54–64
13. Охорзин В.А. Прикладная математика в системе MATHCAD: учеб. пособие. 2-е изд., исп. и доп. СПб.: Издательство «Лань», 2008. 352 с.

Информация об авторах

Слиденко Александр Михайлович - канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры нефтегазового оборудования и транспортировки, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8(905) 053-74-07, e-mail: alexandr.slidenko@yandex.ru

Слиденко Виктор Михайлович - д-р техн. наук, доцент кафедры электромеханического оборудования энергоёмких производств, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» (03134, Украина, г. Киев, проспект Победы, 37), тел. 38(098) 478-29-45, e-mail: viktorislidenko@gmail.com

RESEARCH OF THE IMPACT DEVICE MODEL OF THE ROD TYPE BY DIFFERENCE METHOD

A.M. Slidenko¹, V.M. Slidenko²

¹**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

²**National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine**

Abstract: the article gives the analysis of mechanical vibrations of the impact device elements using the model of the rod type. The hammer and the tool are connected by elastic and dissipative elements that simulate their interaction. The interaction of the tool with the processing medium is simulated in a similar way. An initial boundary-value problem is formulated for a system of two wave equations taking into account the variable cross sections of the rods. Cross-sectional areas are determined by parametric formulas maintaining the volume of the rods. Parametric formulas allow one to obtain various dependence types of the cross-sectional area of the rod on its length. The initial and boundary conditions reflect the physical phenomenon of the tool interaction with the processing medium, and also describe the contact interactions of the hammer with the tool. The impacting of the hammer and the tool through an element of high rigidity is considered as a model problem. To control the limiting values, the solution of the model problem by the Fourier method is used. The initial-boundary-value problem is investigated by the difference method. A comparison of solutions obtained for the two-layer and three-layer difference schemes is given. Such schemes are realized in a common computer program in the Mathcad. It is shown that the two-layer scheme has the best properties in relation to stability while calculating the distribution of normal voltage along the length of the rod

Key words: impact device, pulsed loads, difference methods, the Fourier method, oscillations, boundary conditions, variable section

References

1. Aramanovich I.G., Levin V.I. "Equations of mathematical physics" ("Uravneniya matematicheskoy fiziki"), Moscow, Nauka, 1969, 288 p.
2. Vasilenko M.V., Alekseychuk O.M. "Теорія коливань і стійкості руху: Підручник", Київ, Вища школа, 2004, 525 p.
3. Ivanov A.P. "System dynamics with mechanical collisions" ("Dinamika sistem s mekhanicheskimi soudareniyami"), Moscow, International Education Program, 1997, 336 p.
4. Koshlyakov N.S., Gliner E.B., Sirov M.M. "Equations in partial derivatives of mathematical physics" ("Uravneniya v chastnykh proizvodnykh matematicheskoy fiziki"), Moscow, Vysshaya shkola, 1970, 712 p.
5. Manzhosov V.K., Slepukhin V.V. "The modeling of longitudinal impact in frameworks of heterogeneous structure" ("Modelirovanie prodol'nogo udara v sterzhnevyykh sistemakh neodnorodnoy struktury"), Ulyanovsk, Ul.STU, 2011, 208 p.
6. Manzhosov V.K. "Longitudinal impact models" ("Modeli prodol'nogo udara"), monograph, Ulyanovsk, Ul.STU, 2006, 160 p.
7. Manzhosov V.K., Novikov D.A. "Modeling of transient motions and limit cycles of vibro-shock systems with discontinuous characteristics" ("Modelirovanie perekhodnykh protsessov i predel'nykh tsiklov dvizheniya vibroudarnykh sistem s razryvnymi kharakteristikami"), monograph, Ulyanovsk, Ul.STU, 2015, 236 p.
8. Slidenko A.M., Slidenko V.M. "Numerical research method of an impact device model", *J. Phys.: Conf. Ser.*, 2019, 1203, DOI:10.1088/1742-6596/1203/1/012086.
9. Samarskiy A.A. "Theory of difference schemes" ("Teoriya raznostnykh skhem"), Moscow, Nauka, 1977, 656 p.
10. Samarskiy A.A., Gulin A.V. "Numerical methods" ("Chislennyye metody"), Moscow, Nauka, 1989, 432 p.
11. Slidenko A.M., Slidenko V.M. "Mathematical modeling of vibro-shock processes of hydro pulse system of mining machines", monograph, Kyiv, KPI after Igor Sikorski Publishing house "Polytechnic", 2017, 220 p.
12. Slidenko A.M., Slidenko V.M. "The study of a discrete-continuous model of an adaptive impact device", *Mathematical Modeling (Matematicheskoe modelirovanie)*, 2015, vol. 27, no 1, pp. 54–64
13. Okhorzin V.A. "Applied Mathematics in the MATHCAD system: textbook" ("Prikladnaya matematika v sisteme MATHCAD: ucheb. posobie"), St. Petersburg, Lan', 2008, 352 p.

Submitted 28.03.2020; revised 22.10.2020

Information about the authors

Aleksandr M. Slidenko, Cand.Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (905) 053-74-07, e-mail: alexandr.slidenko@yandex.ru

Viktor M. Slidenko, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, National Technical University of Ukraine "Kiev Polytechnic Institute" (37, Victory Avenue, Kiev 03134, Ukraine), tel. +38(098) 478-29-45, e-mail: viktorislidenko@gmail.com

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ПРОСТЫХ ТЕЛ

С.А. Антипов¹, А.В. Володько^{1,2}, Е.А. Ищенко¹, В.Н. Кострова¹,
К.А. Разинкин¹, С.М. Фёдоров^{1,2}

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрены картины моностатической эффективной площади рассеяния для простых геометрических тел. Для простой металлической пластины был произведен теоретический расчет значения эффективной площади рассеяния (ЭПР), а также произведено моделирование с использованием метода Вейланда, по результатам которого были доказаны точность и эффективность моделирования в специализированном программном обеспечении (ПО). Для определения эффективной площади рассеяния шара рассматривались три случая: когда размеры шара превосходят длину волны; размеры малы, а в качестве материала изготовления выбран проводник; при сохранении размеров материал изготовления заменяется на диэлектрик – стекло. По полученным результатам сделаны выводы о важности сопоставления длины волны с геометрическими размерами тела, а также о положительном влиянии диэлектрических материалов на значение ЭПР. При исследовании цилиндра рассматривались два случая, которые могут возникнуть при исследовании ЭПР цилиндрического объекта, а именно, когда волна падает на боковую поверхность тела и на верхнюю грань. Было показано, что наихудшие значения эффективной площади рассеяния наблюдаются при падении плоской волны на верхние – идеально плоские грани цилиндра. Приведены результаты в виде картин моностатической ЭПР, максимальных значений эффективной площади рассеяния

Ключевые слова: эффективная площадь рассеяния, моностатическая ЭПР

Введение

Исследование эффективной площади рассеяния тел является трудоемкой и важной задачей, так как понижение значения данного параметра у тел позволяет добиться огромной выгоды. Так, низкие значения ЭПР являются важным требованием к современным самолетам 4+ и 5-поколения. Понижение радиолокационной заметности позволяет выполнять задачи, оставшись при этом не замеченным. Для понижения ЭПР применяются специальные материалы, которые поглощают плоскую волну, которая приходит от радиолокатора.

Расчет ЭПР простых тел возможен аналитически, однако при исследовании такой сложной геометрически конструкции, как самолет или же ракета, к сожалению, невозможно определить значение эффективной площади рассеяния, для этого удобнее всего применять специализированное программное обеспечение. Целью данной статьи является проверка результатов моделирования ЭПР простых тел, построение их диаграмм обратного рассеяния (моно-

статическая ЭПР) с аналитическим расчетом значений эффективной площади рассеяния.

Исследование эффективной площади рассеяния тонкой металлической пластины

Тонкая металлическая пластина является самым простым телом, с которого начинается изучение ЭПР простого тела, так для расчета данного параметра требуется знать лишь геометрические размеры пластины – длину и ширину, а также частоту расчета ЭПР, чтобы определить длину волны:

$$\sigma = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot a^2 \cdot b^2, \quad (1)$$

где σ – эффективная площадь рассеяния, м²;

λ – длина волны (может быть рассчитана как отношение скорости света к частоте расчетов), м;

a – длина стороны пластины, м;

b – ширина стороны пластины, м;

Рассчитаем ЭПР для квадратной пластины со сторонами 30 мм, для частоты 10 ГГц, тогда подставив в (1) получим:

$$\sigma = 0.011 \text{ м}^2 = 11000 \text{ мм}^2. \quad (2)$$

Произведем проверку полученного значения с использованием моделирования, для моделирования необходимо определить плоскую

волну, которая будет падать на объект исследования (рис. 1).

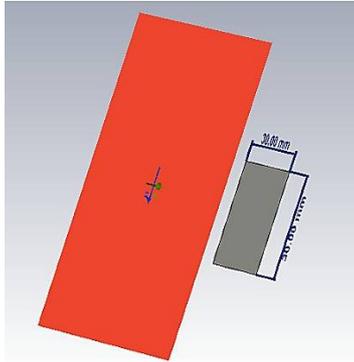


Рис. 1. Моделируемая ситуация

По результатам моделирования будет построена моностатическая ЭПР (рис. 2), на основе которой можно определить максимальное значение эффективной площади рассеяния.

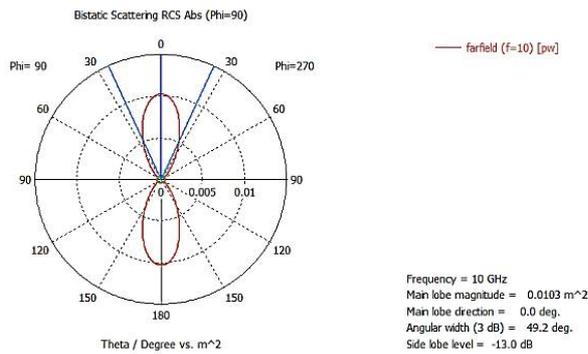


Рис. 2. Моностатическая ЭПР металлической пластины

По полученной картине моностатической ЭПР можно сделать вывод, что полученное в процессе моделирования значение ЭПР составляет 0.0103 м^2 , таким образом, полученное значение достаточно точно повторяет значение, которое было получено при расчете в соответствии с формулой (1).

Исследование эффективной площади рассеяния шара

При исследовании эффективной площади рассеяния шара рассматриваются 3 случая [1]:

- 1) радиус шара соизмерим или много больше длины волны;
- 2) малый металлический шар, радиус которого много меньше длины волны;
- 3) малый шар, который изготовлен из диэлектрического материала.

Для каждого из трех случаев требуется использовать свою аналитическую формулу для

расчета соответствующего значения ЭПР, поэтому значительно проще произвести соответствующее моделирование, что позволит наиболее точно определить моностатическую ЭПР шара.

Для случая, когда радиус шара равен или больше длины волны, рассмотрим ситуацию, в которой шар радиусом 40 мм облучается плоской волной с частотой 10 ГГц (рис. 3), так при облучении с этой частотой длина волны будет равна 30 мм.

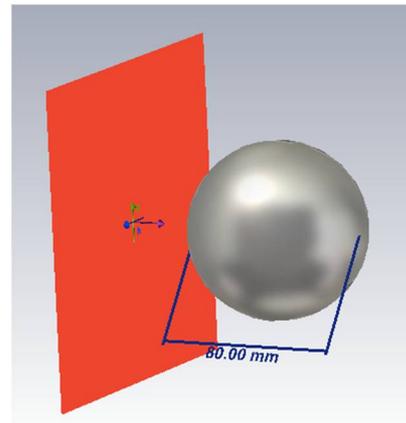


Рис. 3. Исследуемый шар радиусом 40 мм

По результатам моделирования было получено, что ЭПР шара в данном случае составил 0.376 м^2 , а моностатическая ЭПР приведена на рис. 4, причем применен дБ вид отображения, чтобы было более отчетливо видно все компоненты отраженной волны.

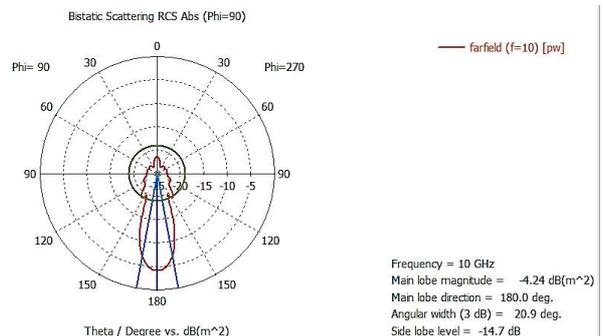


Рис. 4. Моностатическая ЭПР крупного металлического шара

Для исследования ЭПР малого металлического шара выберем радиус шара равный 4.8 мм, при этом частоту моделирования оставим прежней, равной 10 ГГц. Рассматриваемая ситуация приведена на рис. 5.

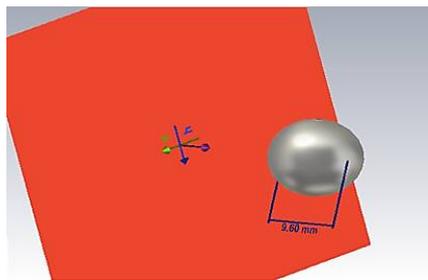


Рис. 5. Моделируемая ситуация с шаром радиусом 4.8 мм

По полученным результатам эффективная площадь рассеяния составила 0.000257 м^2 (рис. 6).

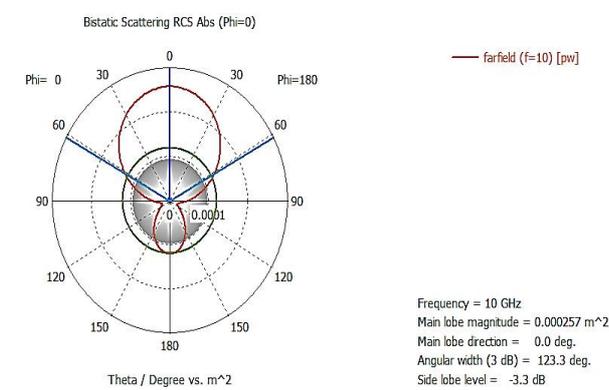


Рис. 6. Моностатическая ЭПР для малого шара

По полученным результатам видно, что при уменьшении радиуса сферы в 8.33 раза эффективная площадь рассеяния уменьшилась в 1463 раза, при сохранении того же материала и той же частоты облучения, соответственно, можно сделать вывод о важности сопоставления размеров объекта и длины волны.

Особый интерес в процессе внедрения стелс-технологии вызвало изучение влияния материалов покрытия и изготовления объектов на картину моностатической ЭПР, так как изменение геометрических параметров объекта не всегда возможно реализовать, например, самолет должен обладать малым коэффициентом лобового сопротивления, а острые и ломаные грани значительно ухудшают аэродинамические характеристики. Так, первое применение радиопоглощающих материалов было во время второй мировой войны, когда шноркели подводных лодок покрывались слоем графитонаполненной полупроводящей бумагой.

Для примера ситуации сферы, выполненной из диэлектрика, рассмотрим ситуацию, аналогичную рис. 5, только в этот раз в качестве материала изготовления выступает стекло,

$\epsilon = 4.3$. По полученным результатам ЭПР составила 0.000182 м^2 (рис. 7).

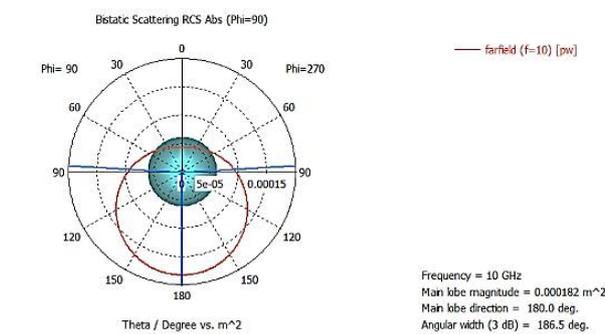


Рис. 7. Моностатическая ЭПР стеклянного шара

Таким образом, по полученным результатам можно сделать вывод, что тело, выполненное из диэлектрика, обладает меньшим ЭПР, так в рассмотренной ситуации это значение уменьшилось в 1.41 раза.

Исследование эффективной площади рассеяния цилиндра

Рассмотрим малый металлический цилиндр с радиусами оснований 10 мм и общей высотой цилиндра 20 мм. Моделирование будем производить на частоте 10 ГГц, при этом плоская волна будет приходить непосредственно на боковую поверхность цилиндра, и формула для расчета ЭПР в данном случае является объемной и сложной [2], поэтому значительно целесообразнее прибегнуть к методам моделирования (рис. 8).

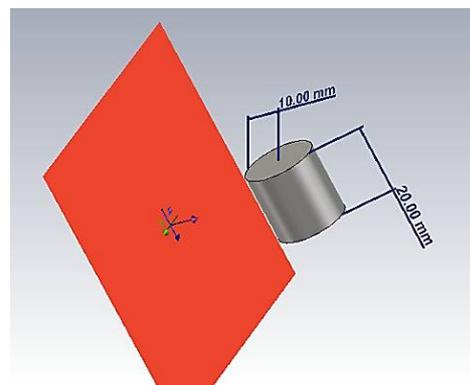


Рис. 8. Рассматриваемый случай для моделирования ЭПР цилиндра

По полученной картине моностатической ЭПР (рис. 9) видно, что максимальное значение ЭПР составило 0.00319 м^2 .

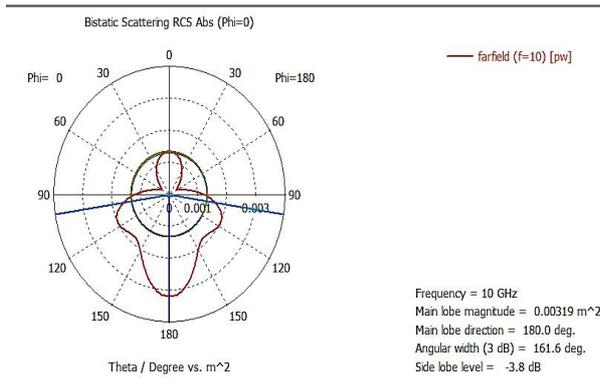


Рис. 9. Моностатическая ЭПР цилиндра

Однако, в отличие от сферы, у цилиндра требуется рассматривать еще одну проекцию построения ЭПР, так как у него имеются две горизонтальные плоскости сверху и снизу, в данном случае полученная ЭПР также соответствует характеристикам плоского металлического диска (рис. 10).

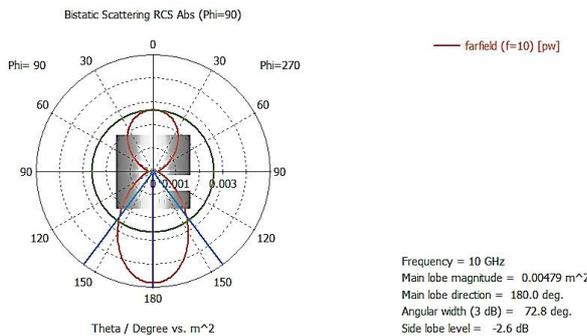


Рис. 10. Моностатическая ЭПР при падении волны на верхнюю грань

Как видно по полученным результатам, максимальное значение моностатической ЭПР у цилиндра наблюдается при падении волны ровно на грань.

Заключение

Для выполнения исследования эффективной площади рассеяния очень выгодно использовать специализированное программное обеспечение, так как оно позволяет учитывать все геометрические особенности объекта, рассчитывать повторные отражения, а также производить обработку полученных результатов.

Особо ценным компонентом является картина моностатической и бистатической ЭПР, по которым можно определить зоны повышенного отражения исследуемого объекта.

Литература

1. Павельев В.А., Хаминов Д.В. Рассеяние электромагнитных волн миллиметрового диапазона природными и антропогенными объектами. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. 277 с.
2. Rajyalakshmi P., Raju G.S.N. Characteristics of Radar Cross Section with Different Objects // International Journal of Electronics and Communication Engineering. 2011. Vol. 4. No 2. Pp. 205-216.

Поступила 15.07.2020; принята к публикации 23.10.2020

Информация об авторах

- Антипов Сергей Анатольевич** – д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры физики, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)246-27-00, e-mail: antp54@mail.ru
- Володько Александр Владиславович** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14); Международный институт компьютерных технологий (394026, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)221-00-69, e-mail: zavlabvgtu@mail.ru
- Ищенко Евгений Алексеевич** – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru
- Кострова Вера Николаевна** – д-р техн. наук, профессор кафедры систем информационной безопасности, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-04, e-mail: kostrova_v@mail.ru
- Разинкин Константин Александрович** – д-р техн. наук, профессор кафедры систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: kostyr@mail.ru
- Фёдоров Сергей Михайлович** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14); Международный институт компьютерных технологий (394026, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)221-00-69, e-mail: fedorov_sm@mail.ru

STUDY OF THE RADAR CROSS SECTION OF SIMPLE BODIES

S.A. Antipov¹, A.V. Volod'ko^{1,2}, E.A. Ishchenko¹, V.N. Kostrova¹,
K.A. Razinkin¹, S.M. Fyedorov^{1,2}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technology, Voronezh, Russia

Abstract: the article considers the figures of the monostatic effective scattering area for simple geometric bodies. For a simple metal plate, a theoretical calculation of the RCS value was carried out, as well as modeling using the Vayland method, the results of which proved the accuracy and efficiency of modeling in specialized software. To determine the effective area of dispersion of the ball, three cases were considered when the dimensions of the ball exceed the wavelength; the dimensions are small, and a conductor is selected as the material of manufacture; while maintaining the dimensions, the material of manufacture is replaced by glass. Based on the results obtained, conclusions are drawn about the importance of comparing the wavelength with the geometric dimensions of the body, as well as the positive effect of dielectric materials on the value of the RCS. In the study of the cylinder, two cases were considered that can arise when studying the RCS of a cylindrical object, namely, when the wave falls on the side surface of the body and on the upper face. It was shown that the worst values of the effective scattering area are observed when a plane wave is incident on the upper, ideally flat, faces of the cylinder. The results are presented in the form of monostatic RCS patterns, maximum values of the effective scattering area

Key words: radar cross section, monostatic RCS

References

1. Pavel'ev V.A. Khaminov D.V. "Scattering of millimeter-wave electromagnetic waves by natural and man-made objects" ("Rasseyaniye elektromagnitnykh voln millimetrovogo diapazona prirodnyimi i antropogennymi ob"ektami"), Moscow, Bauman MSTU, 2009, 267 p.
2. Rajyalakshmi P., Raju G.S.N. "Characteristics of radar cross section with different objects", *International Journal of Electronics and Communication Engineering*, 2011, vol. 4, no. 2, pp. 205-216.

Submitted 15.07.2020; revised 23.10.2020

Information about the authors

Sergey A. Antipov, Dr. Sc. (Physics and Mathematics), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: antp54@mail.ru

Aleksandr V. Volod'ko, Cand. Sc. (Technial), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia); International Institute of Computer Technology (29 b Solnechnaya st., Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)221-00-69, e-mail: zavlabvgtu@mail.ru

Evgeniy A. Ishchenko, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru

Vera N. Kostrova, Dr. Sc. (Technial), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: kostrova_v@mail.ru

Konstantin A. Razirkin, Dr. Sc. (Technial), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: kostyr@mail.ru

Sergey M. Fyedorov, Cand. Sc. (Technial), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia); International Institute of Computer Technology (29 b Solnechnaya st., Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)221-00-69, e-mail: fedorov_sm@mail.ru

**ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ВЕЛИЧИНЫ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА
ОПТИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА, РЕАЛИЗУЮЩЕГО
МЕТОДЫ ПРЯМОГО И ГЕТЕРОДИННОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ**

А.Ю. Козирацкий, А.И. Гревцев, Р.И. Буров

**Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
г. Воронеж, Россия**

Аннотация: рассматриваются вопросы, связанные с определением возможностей использования фотодетекторов в различных схемах детектирования при приеме сигналов с изменяющейся амплитудой. Определены особенности влияния реализуемых на практике схем детектирования на величину динамического диапазона фотодетектора и потенциально достижимую чувствительность. Разработан подход, позволяющий провести сравнительную оценку изменения величины динамического диапазона в зависимости от реализуемой схемы оптического приемника. Показано, что в отличие от схемы прямого детектирования, где величина динамического диапазона напрямую определяется свойствами самого фотодетектора, при гетеродинном детектировании основную роль в определении указанной величины играет уровень опорного колебания. Анализ полученных результатов показывает, что адаптивное управление величиной опорного колебания при переходе к схеме гетеродинного детектирования с сохранением типа фотодетектора позволяет не только существенно расширить диапазон изменения амплитуды принимаемых сигналов и максимизировать величину динамического диапазона, но и реализовать потенциально достижимую чувствительность, величина которой определяется шумовыми свойствами самого фотодетектора. Конкретизация типа рассматриваемых фотодетекторов позволила ограничиться рассмотрением только теплового и дробового шумов. Определение величины динамического диапазона для других типов фотодетекторов в рамках данного подхода возможно с учетом присущих им шумовых свойств

Ключевые слова: фотодетектор, динамический диапазон, методы приема оптических сигналов, чувствительность

Введение

Наиболее широко применяемые на практике методы приема оптических сигналов подразделяются на прямые и гетеродинные [1]. Отличия этих методов заключены в схемах построения приемной части оптического приемника, при этом фотодетектор (ФД) может использоваться один и тот же (рис. 1, а) и б)).

В зависимости от реализуемой схемы приема выходной сигнал ФД пропорционален: в первом случае $i_{\text{вых}}(t)$ – мощности принимаемого колебания P_{np} ; а во втором случае: сумме мощностей принимаемого P_{np} с частотой ω_{np} , опорного ω_{on} и составляющей на разностной частоте $\omega_{np} - \omega_{on}$.

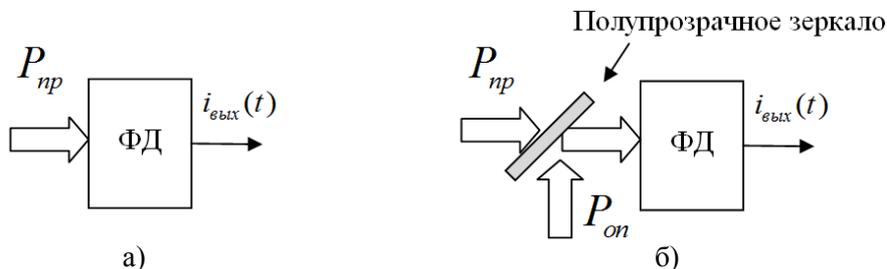


Рис. 1. Реализуемые схемы приемников оптических сигналов
а) прямого детектирования; б) гетеродинного детектирования

Отличительной особенностью гетеродинного приема является возможность усиления

принимаемого оптического сигнала за счет опорного колебания [2]. Это позволяет реализовывать прием сигналов сколь угодно малой амплитуды за счет увеличения амплитуды

опорного колебания. Ограничения на бесконечный рост амплитуды опорного колебания накладывают шумы, возрастающие с увеличением мощности опорного источника. В то же время, значительный уровень опорного колебания будет ограничивать возможности приема сигналов с относительно большими амплитудами.

Одной из величин, позволяющих оценить возможность работы оптического приемника в условиях меняющихся уровней входных воздействий, является динамический диапазон, определяемый как [1]

$$D = 10 \log(P_{max} / P_{min}), [Дб] \quad (1)$$

где P_{max} – максимально возможный уровень принимаемого оптическим приемником сигнала, при котором на выходе ФД еще наблюдается линейная зависимость $i_{вых}(P_{вх})$, а P_{min} – минимально возможный уровень принимаемого сигнала, при котором на выходе ФД сигнал превышает собственные шумы в Q раз.

В этой связи, целью статьи является разработка подхода, позволяющего определить величину динамического диапазона оптического приемника в зависимости от реализуемого метода приема оптических сигналов.

Описание подхода

Определение P_{min} и P_{max} произведем из следующих соображений.

Отношение сигнал/шум на выходе ФД $Q = P_c / P_{ш}$, где P_c – мощность полезного сигнала на нагрузке ФД сопротивлением R_n , $P_{ш}$ – мощность шума, определяемая в заданной полосе частот $\Delta\nu$. В этом случае P_{min} можно рассматривать как минимально возможное значение падающего на ФД потока излучения P_{np} , при котором выходной сигнал P_c превышает собственные шумы $P_{ш}$ в заданное число раз Q .

Если полагать $Q = 1$, то в этом случае P_{min} будет представлять собой порог чувствительности ФД, при котором сигнал на его выходе равен среднеквадратичному значению шума в заданной полосе частот $\Delta\nu$.

Для определения мощности полезного сигнала запишем

$$P_c = (i_{вых})^2 R_n. \quad (2)$$

Возникающий в результате воздействия на ФД потока излучения P_{np} фототок $i_{вых}$ равен [3]

$$i_{вых} = \frac{\eta q}{h\nu} P_{np}, \quad (3)$$

где η – квантовая эффективность, q – заряд электрона, h – постоянная Планка, ν – частота принимаемого излучения.

В этом случае выражение (2) с учетом (3) примет вид

$$P_c = \left(\frac{\eta q}{h\nu} P_{np}\right)^2 R_n. \quad (4)$$

При определении $P_{ш}$ необходимо учитывать тип рассматриваемого ФД. Для наиболее распространенных ФД на основе полупроводников доминирующими шумами являются тепловой и дробовый [2].

Мощность теплового шума, выделяющегося на сопротивлении нагрузки R_n , определяется с помощью формулы Найквиста и равна [2]

$$P_T = 4kT\Delta\nu, \quad (5)$$

где k – постоянная Больцмана, T – температура сопротивления нагрузки.

Мощность дробового шума в полосе частот $\Delta\nu$ определяется известной формулой Шоттки [2]

$$P_{op} = 2qR_n i \Delta\nu, \quad (6)$$

где i – постоянная составляющая тока, включающая токи, возникающие вследствие воздействия на ФД принимаемого полезного излучения P_{np} , фонового излучения P_{ϕ} , а также темновой ток ФД i_m .

В этом случае выражение (6) с учетом соотношений (3) запишем в следующем виде

$$P_{op} = 2qR_n \left[\frac{\eta q}{h\nu} [P_{np} + P_{\phi}] + i_m \right] \Delta\nu. \quad (7)$$

С учетом (4), (5) и (7), выражение для определения отношения сигнал/шум Q_{no} при реализации метода прямого детектирования будет иметь вид

$$Q_{no} = \frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{\left(\frac{\eta q}{h\nu} P_{np}\right)^2 R_n}{2qR_n \left[\frac{\eta q}{h\nu} [P_{np} + P_{\phi}] + i_m \right] \Delta\nu + 4kT\Delta\nu}. \quad (8)$$

Для определения величины P_{np} запишем выражение (8) в следующем виде

$$\left(\frac{\eta q}{h\nu}\right)^2 R_n P_{np}^2 - 2qR_n \frac{\eta q}{h\nu} \Delta\nu P_{np} - 2qR_n \left[\frac{\eta q}{h\nu} P_{\phi} + i_m \right] \Delta\nu - 4kT\Delta\nu = 0 \quad (9)$$

Полученное выражение (9) представляет собой квадратное уравнение, решение которого позволяет найти P_{np} .

После упрощения и обозначения P_{np} как $P_{np\ no}$ результат решения (9) запишем в виде

$$P_{np\ no} = \frac{hv \left[q\Delta\nu + \sqrt{(q\Delta\nu)^2 + 2\Delta\nu \left[q \left[\frac{\eta q}{hv} P_\phi + i_m \right] + \frac{2kT}{R_n}} \right]}{\eta q}. \quad (10)$$

Выражение (10) позволяет рассчитать минимальное значение мощности входного сигнала, при котором на выходе ФД выходной сигнал равен собственным шумам при реализации метода прямого детектирования.

Величина P_{max} , при которой на выходе будут наблюдаться искажения принимаемого сигнала, зависит от конкретного типа применяемого ФД и может составлять единицы милливольт [2].

Для гетеродинного приема оптических сигналов полный выходной ток ФД будет представлять собой, как было сказано ранее, сумму компонент, пропорциональных мощности колебаний принимаемого P_{np} с частотой ω_{np} , опорного ω_{on} и составляющей на разностной частоте $\omega_{np} - \omega_{on}$

$$i_{вых}(t) = \frac{\eta q}{hv} \left[\frac{P_{np} + P_{on} + 2\sqrt{P_{np}P_{on}} \times \cos[(\omega_{np} - \omega_{on})t + (\varphi_{np} - \varphi_{on})]} \right], \quad (11)$$

где $\varphi_{np} - \varphi_{on}$ – разность фаз принимаемого и опорного колебаний.

Выражение (11) получено в предположении согласования волновых фронтов принимаемого и опорного колебаний и позволяет определить максимальное значение выходного тока фотодетектора. При этом полезная составляющая принимаемого сигнала сосредоточена в третьем слагаемом и легко отделяется в интересах обработки от остальных в последетекторной части методами спектральной селекции.

В этом случае мощность полезного сигнала, выделяемого в нагрузке ФД с учетом выражений (2) и (11), будет определяться следующим выражением [3]

$$P_c = 2 \left[\frac{\eta q}{hv} \right]^2 P_{np} P_{on} R_n. \quad (12)$$

При оптическом гетеродинировании дробовый шум ФД, помимо рассмотренных ранее, включает в себя шум, возникающий вследствие детектирования поля опорного гетеро-

дина. Тогда выражение (7) можно записать в следующем виде

$$P_{op} = 2qR_n \left[\frac{\eta q}{hv} [P_{np} + P_{on} + P_\phi] + i_m \right] \Delta\nu. \quad (13)$$

Отношение сигнал/шум $Q_{zn} = P_c / P_u$ при оптическом гетеродинировании

$$Q_{zn} = \frac{2 \left[\frac{\eta q}{hv} \right]^2 P_{np} P_{on} R_n}{2qR_n \left[\frac{\eta q}{hv} [P_{np} + P_{on} + P_\phi] + i_m \right] \Delta\nu + 4kT\Delta\nu}. \quad (14)$$

Для определения величины P_{np} , задавая $Q_{zn} = 1$, выражение (14) преобразуем к виду

$$P_{np\ zn} = \frac{2qR_n \left[\frac{\eta q}{hv} [P_{on} + P_\phi] + i_m \right] \Delta\nu + 4kT\Delta\nu}{2R_n \frac{\eta q}{hv} \left[\frac{\eta q}{hv} P_{on} - q\Delta\nu \right]}. \quad (15)$$

Для проведения численных расчетов зададимся исходными данными: $\nu = 2.82 \cdot 10^{23}$ Гц ($\lambda = 10.6$ мкм), $\eta = 0.9$, $i_m = 1$ мА, $P_\phi = 10^{-10}$ Вт, $T = 300$ К, $P_{max} = 2$ мВт, $\Delta\nu = 1$ МГц, $R_n = 100$ Ом.

Для метода прямого детектирования при заданных исходных данных минимальное значение принимаемого сигнала $P_{np\ no}$, как следует из (10), будет равно $P_{np\ no} = 2.87 \cdot 10^{-9}$ Вт. Тогда величина динамического диапазона составит

$$D = 10 \log(P_{max} / P_{np\ no}) = 58.4 \text{ дБ}. \quad (16)$$

Для метода гетеродинного детектирования проанализируем зависимость P_{max} и $P_{np\ zd}$ от уровня сигнала опорного гетеродина P_{on} .

На рис. 2 с использованием выражения (15) представлена зависимость требуемого уровня мощности принимаемого сигнала $P_{np\ zd}$ от мощности опорного колебания P_{on} , при котором на выходе приемника обеспечивается $Q_{zd} = 1$. Ход зависимости показывает, что по мере возрастания уровня опорного колебания величина $P_{np\ zd}$ уменьшается и при достижении определенного значения опорного сигнала стабилизируется со значением $P_{np\ мин}$.

Величина $P_{np\ мин}$ характеризует собой предельную чувствительность гетеродинного оптического приемника и также может быть получена с использованием следующего выражения [2]

$$P_{np\ мин} = \frac{hv}{\eta} \Delta\nu = 2.084 \cdot 10^{-14} \text{ Вт}. \quad (17)$$

При реализации гетеродинного приема входным сигналом ФД, как следует из выражения (11), является сумма компонент опорно-

го колебания принимаемого и результата их взаимодействия

$$P_{\text{сум}} = P_{\text{пр}} + P_{\text{он}} + 2\sqrt{P_{\text{пр}}P_{\text{он}}} . \quad (18)$$

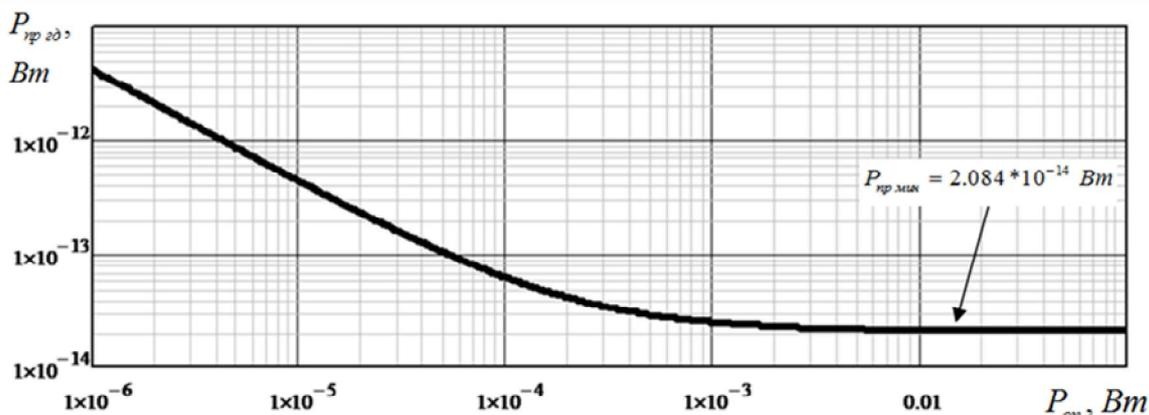


Рис. 2. График зависимости величины мощности принимаемого сигнала $P_{\text{пр зд}}$ от мощности опорного колебания $P_{\text{он}}$ при $Q_{\text{зд}} = 1$

В этом случае при определении динамического диапазона величина $P_{\text{сум}}$ не должна превышать P_{max} . На рис. 3 представлены зависимости величины динамического диапазона

от уровня опорного колебания с учетом ранее приведенных соотношений, в том числе для различных значений P_{max} .

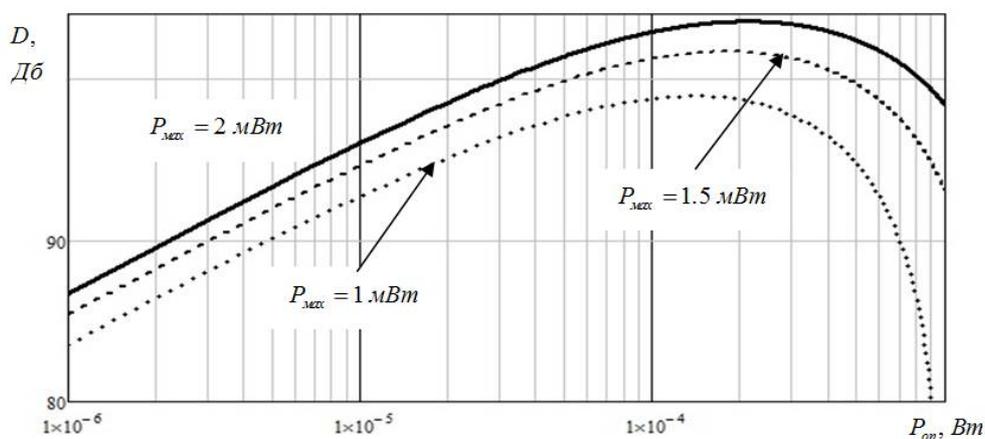


Рис. 3. Зависимость величины динамического диапазона от опорного колебания для разных значений P_{max}

Анализ графиков показывает, что для различных ФД, имеющих каждый свое максимальное значение P_{max} , величина максимального динамического диапазона достигается при определенном значении $P_{\text{он}}$ и для заданных исходных данных ($P_{\text{max}} = 2 \text{ мВт}$) составляет величину $D = 103.54 \text{ Дб}$ при $P_{\text{он}} = 2.1 \cdot 10^{-4} \text{ Вт}$, что существенно превышает аналогичный показатель для метода прямого детектирования ($D = 58.4 \text{ Дб}$). При этом необ-

ходимо отметить, что максимизация величины динамического диапазона не позволяет реализовать потенциальную чувствительность при гетеродинном приеме, а также ограничивает возможность приема сигналов с большими амплитудами. Минимальное значение принимаемого сигнала при заданной величине мощности опорного колебания определяется согласно (15) и приведенного графика на рис. 2. Для указанных значений $P_{\text{пр зд}} = 4.044 \cdot 10^{-14} \text{ Вт}$.

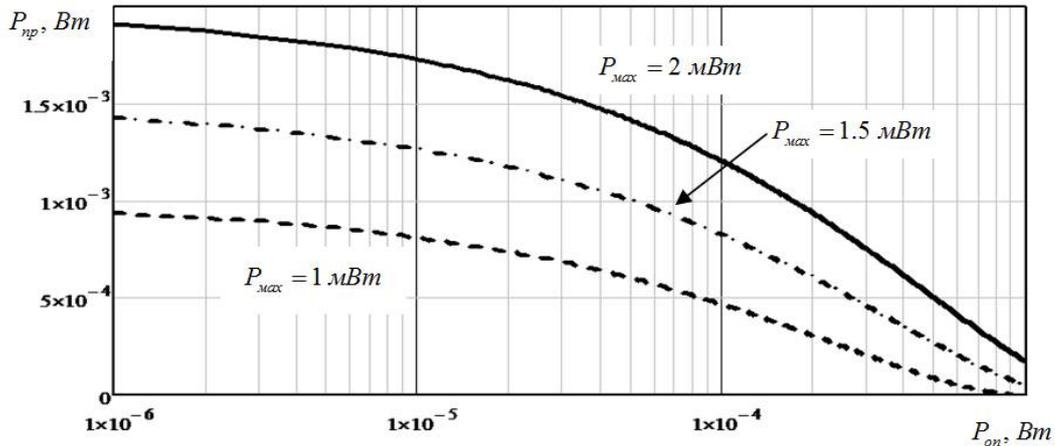


Рис. 4. Зависимость максимально возможной мощности принимаемого сигнала $P_{пр}$ от опорного колебания $P_{он}$ для разных значений P_{max}

Зависимость максимально возможной величины принимаемого сигнала от мощности опорного колебания и характеристик ФД представлена на рис. 4 и для заданных исходных данных равна $P_{пр} = 9.138 \cdot 10^{-4} \text{ Вт}$.

Заключение

Таким образом, разработанный подход к определению величины динамического диапазона оптического приемника, реализующего различные методы приема сигналов с использованием одного и того же ФД, показал следующее:

- величину динамического диапазона оптического приемника, реализующего метод прямого детектирования, определяют только параметры применяемого ФД;
- использование схемы оптического гетеродинирования позволяет существенно повысить величину динамического диапазона оптического приемника, при этом его максимальное значение зависит от уровня опорного колебания и параметра P_{max} ФД;

- максимизация величины динамического диапазона ухудшает потенциально достижимую чувствительность оптического приемника и ограничивает возможность приема оптических сигналов с максимально возможной амплитудой;

- в целях улучшения чувствительности оптического приемника и снятия ограничения на прием оптических сигналов с максимально возможной амплитудой необходима адаптивная регулировка величины мощности опорного колебания в зависимости от величины мощности принимаемого сигнала.

Литература

1. Малашин М.С., Каминский Р.П., Борисов Ю.Б. Основы проектирования лазерных локационных систем: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. М.: Высш. шк., 1983. 207 с.
2. Протопопов В.В., Устинов Н.Д. Лазерное гетеродинирование / под ред. Н.Д. Устинова. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985. 288 с.
3. Основы импульсной лазерной локации: учеб. пособие для вузов / В.И. Козинцев, М.Л. Белов, В.М. Орлов и др.; под ред. В.Н. Рождествина. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. 512 с.

Поступила 30.08.2020; принята к публикации 22.10.2020

Информация об авторах

Козирацкий Александр Юрьевич – д-р техн. наук, профессор, начальник кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), e-mail: sash_fish@bk.ru

Гревцев Александр Иванович – канд. техн. наук, зам. начальника кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), e-mail: grevets1@rambler.ru, тел. 8(951)-850-59-22

Буров Роман Иванович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), e-mail: bri555@mail.ru

APPROACH TO DETERMINING THE VALUE OF THE DYNAMIC RANGE OF AN OPTICAL RECEIVER THAT IMPLEMENTS DIRECT AND HETERODYNE DETECTION METHODS

A.Yu. Koziratskiy, A.I. Grevtsev, R.I. Burov

**Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin
Military-Air Academy”, Voronezh, Russia**

Abstract: here we consider issues related to determining the possibilities of using photodetectors in various detection schemes when receiving signals with varying amplitudes. We determined the features of the influence of practical detection schemes on the value of the dynamic range of the photodetector and the potentially achievable sensitivity. We developed an approach that allows for a comparative assessment of changes in the dynamic range depending on the implemented optical receiver scheme. We show that in contrast to the direct detection scheme, where the value of the dynamic range is directly determined by the properties of the photodetector itself, in the case of heterodyne detection, the level of the reference oscillation plays a decisive role in determining this value. Analysis of the obtained results shows that adaptive control of the reference oscillation value when switching to the heterodyne detection scheme with the preservation of the photodetector type allows us not only to significantly expand the range of changes in the amplitude of the received signals and maximize the dynamic range but also to realize a potentially achievable sensitivity, the value of which is determined by the noise properties of the photodetector itself

Key words: photodetector, the dynamic range, methods of reception of optical signals, sensitivity

References

1. Malashin M.S., Kaminskiy R.P., Borisov Yu.B. “Fundamentals of designing laser location systems” (“Osnovy proektirovaniya lazernykh lokatsionnykh sistem”), textbook, Moscow, Vysshaya shkola, 1983, 207 p.
2. Protopopov V.V., Ustinov N.D. “Laser heterodination” (“Lazernoe geterodinirovaniye”), ed. N.D. Ustinov, Moscow, Nauka, 288 p.
3. Kozintsev V.I., Belov M.L., Orlov V.M. et al., ed. Rozhdestvin V.N. “Fundamentals of pulsed laser location” (“Osnovy impul'snoy lazernoy lokatsii”), textbook, Moscow, Bauman Moscow State Technical University, 2006, 512 p.

Submitted 30.08.2020; revised 22.10.2020

Information about the authors

Aleksandr Yu. Koziratskiy, Dr. Sc. (Technical), Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy” (54A Sarykh Bol'shevikov st., Voronezh 394064, Russia), e-mail: sash_fish@bk.ru

Aleksandr I. Grevtsev, Cand. Sc. (Technical), Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy” (54A Sarykh Bol'shevikov st., Voronezh 394064, Russia), e-mail: grevets1@rambler.ru, tel. 8(951)-850-59-22.

Roman I. Burov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy” (54A Sarykh Bol'shevikov st., Voronezh 394064, Russia), e-mail: bri555@mail.ru

МЕТОД ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, РЕАЛИЗОВАННОГО ПО ТЕХНОЛОГИИ МНОГОЛУЧЕВОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ (OFDM-MIMO)

А.В. Башкиров, О.Ю. Макаров, А.С. Демихова, М.В. Долженко, О.В. Ильина

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: предложен метод сочетания мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) с пространственно-временным блочным кодированием (STBC). Предлагаются коды с пониженной сложностью декодирования и высокой эффективностью использования полосы пропускания. Большинство работ по данной тематике предлагают комбинацию кодов STBC-OFDM для ситуаций, где параметры канала известны заранее и прошиты в приемнике. С внедрением новых методов оценки каналов моделируются и анализируются реальные условия, чтобы предложить методы, подходящие для эффективной работы будущих беспроводных технологий, таких как 5G. Исследована методика оценки каналов для систем STBC-OFDM с использованием различного количества передающих и приемных антенн, различного порядка модуляции для пилотных и информационных поднесущих, различного количества пилотных поднесущих и различных условий состояния канала. Представлены результаты моделирования для 2-х и 4-х передающих антенн и 1-х и 2-х приемных антенн, а также проведено сравнение алгоритма оценки канала с идеальным случаем, когда предполагается, что параметры канала известны в приемнике. Кроме того, исследовано влияние группового декодирования путем анализа времени декодирования одного блока STBC-OFDM и времени, сэкономленного на декодировании всей группы блоков данных. Из результатов моделирования видно, что предложенная методика обладает преимуществами повышения вычислительной эффективности системы за счет сокращения времени вычислений при одновременном увеличении числа пилотных поднесущих. Использование метода группового декодирования позволяет системе быть более устойчивой к распространению ошибок. Действительно, в традиционных схемах, использующих итерационный метод, где оценка канала выполняется в начале передачи, распространение ошибки имеет решающее значение, так как ошибка в оценке параметра канала приведет к неточному декодированию данных. В рамках проведенного исследования были предложены новая совместная оценка канала и восстановление поврежденных данных. Метод отличается энергоэффективностью и простотой вычислений за счет того, что он не требует инверсии матрицы на приемнике в отличие от других методов, рассматриваемых в литературе

Ключевые слова: коды с пониженной сложностью декодирования, методика оценки каналов для систем STBC-OFDM, методика оценки канала с использованием метода группового декодирования для STBC-OFDM, метод повышения вычислительной эффективности системы передачи данных за счет сокращения времени вычислений при одновременном увеличении числа пилотных поднесущих

Введение

В среде многолучевых беспроводных каналов развертывание систем с несколькими входами и несколькими выходами (MIMO), которые значительно увеличивают пропускную способность канала, привело к достижению высокой скорости передачи данных без увеличения общей мощности передачи или полосы пропускания. Системы MIMO находятся под большим вниманием с тех пор, как Аламоути ввел хорошо известные пространственно-временные блочные коды (STBC) [1], которые состоят из данных, закодированных в пространстве и времени для повышения надежности передачи, поскольку избыточные копии исходных данных передаются по независимым каналам. MIMO и особенно STBC

также были приняты в стандарте IEEE 802.11 n [1,4] для достижения более высокой скорости передачи данных и обеспечения более надежного приема, чем традиционная одноантенная связь [2].

На практике беспроводные каналы связи являются изменяющимися во времени или частотно-селективными, особенно для широкополосных и мобильных приложений. Для решения этих задач была использована перспективная комбинация, а именно MIMO с ортогональным частотным разделением мультиплексирования (OFDM), которая уже была принята для нынешних и будущих стандартов широкополосной связи, таких как LTE или WiMax [2]. OFDM может уменьшить влияние частотно-селективного канала.

Это происходит потому, что в OFDM поток данных, который должен быть передан, разделен на несколько параллельных потоков, а широкополосный канал разделен на несколь-

ко параллельных узкополосных подканалов, и таким образом каждый подканал имеет более низкий поток данных скорости. Кроме того, OFDM является эффективной полосой пропускания, поскольку параллельные поднесущие ортогональны друг другу и в результате перекрывают друг друга, не вызывая помех. OFDM также был доказан как надежный метод модуляции в условиях многолучевого частотно-селективного затухания [3].

В дополнение к пространственному и временному кодированию комбинация MIMO-OFDM предлагает третий метод кодирования: частотное. Эти схемы кодирования, известные как пространственно-частотное блочное кодирование (SFBC) и пространственно-временное частотное блочное кодирование (STFBC), которые, соответственно, способны достигать двумерного кодирования в пространстве и частоте и трехмерного кодирования в пространстве, времени и частоте, недавно были предложены в литературе [4]. MIMO-OFDM уже был принят несколькими стандартами, такими как IEEE 802.11 n, IEEE802.16a и 3GPP [4]. Однако как в STBC-OFDM, так и в SFBC-OFDM параметры канала должны быть известны в приемнике для восстановления передаваемых символов. Поэтому оценка каналов с приемлемым уровнем точности и аппаратной сложности стала важной темой исследований для систем MIMO-OFDM.

В литературе были предложены два подхода к оценке канала. Оценка слепого канала [6], основанная на использовании статистической информации полученных символов, очень привлекательна благодаря своему преимуществу экономии полосы пропускания.

Однако слепая техника ограничена медленным временем варьирования каналов и имеет более высокую сложность на приемнике. С другой стороны, оценку пилотных каналов с использованием пилотных последовательностей, рассеянных в передаваемом сигнале и известных на приемнике, проще реализовать и можно применить к различным типам каналов, хотя использование пилотов влияет на скорость передачи данных, поскольку требуется низкая сложность с компромиссом между эффективностью полосы пропускания и точной оценкой.

Рис. 1 иллюстрирует передачу, где наиболее сильными компонентами являются компоненты прямой видимости (LOS), которые непосредственно передаются от передатчика к приемнику без какого-либо отражения, в то

время как другие компоненты, которые отражаются, называются компонентами без прямой видимости (NLOS) или рассеивающими компонентами. Таким образом, при описании распределений Рэлея и Рикана функция плотности вероятности принятого сигнала следует за распределением Рикана в среде LOS рис. 1 а), в то время как распределение Рэлея следует в среде NLOS рис. 1 б) [5].

Интересной ключевой особенностью схемы Аламоути является то, что последовательности, передаваемые с разных антенн, ортогональны, так как матрица s раз равна матрице S и равна матрице тождества, такой как:

$$S_2^c \cdot S_2^{cH} = \begin{bmatrix} S_0 & S_1 \\ -S_1^* & S_0^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_0^* & -S_1 \\ S_1^* & S_0^* \end{bmatrix} = |S_0|^2 \cdot |S_1|^2 I, \quad (1)$$

где надстрочный знак H представляет собой Эрмитову матрицу S , которая является транспозицией и сопряжением матрицы S , а I - матрица тождества 2×2 .

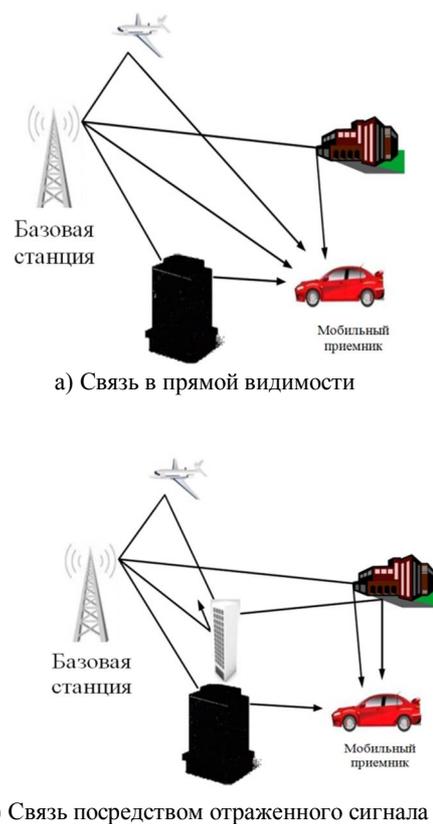


Рис. 1. Распространение сигнала в беспроводной среде с потерями (а) и без потерь (б)

Предполагая, что параметры канала постоянны в течение двух последовательных символов, получим:

$$\begin{aligned} h_1 t &= h_1 t + T = h_1 = |h_1| e^{-jq^1} \\ h_2 t &= h_2 t + T = h_2 = |h_2| e^{-jq^2}, \end{aligned} \quad (2)$$

где h_1 и h_2 при $i=1,2$ - амплитудный и фазовый сдвиг соответственно. На приемнике полученные сигналы в моменты времени t и $t+T$ могут быть выражены как в (3). Полученный сигнал будет обозначаться r_1 и r_2 в момент времени t и $t+T$ соответственно.

$$\begin{aligned} r_1 &= r(t) = h_1 s_0 + h_2 s_1 + n_1 \\ r_2 &= r(t+T) = -h_1 s_1^* + -h_2 s_0^* + n_2, \end{aligned} \quad (3)$$

где n_1 и n_2 представляют собой образцы белого Гауссова шума.

Предполагается, что символы OFDM передаются по многолучевому каналу Рэля от i -й передающей антенны к j -й приемной антенне. Рэлеевские замирания многолучевого канала могут быть описаны как:

$$h_{i,j}(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L_{i,j}} \gamma_{i,j,l}(t) \delta(\tau - \tau_{i,j,l}), \quad (4)$$

где L -число путей, $\tau_{i,j,l}$ - задержка l -го пути, $\gamma_{i,j,l}(t)$ - соответствующий коэффициент усиления, $\delta(t)$ - функция Дирака. Предполагается, что все пути $\gamma_{i,j,l}(t)$ независимы друг от друга.

Дискретный канальный отклик поднесущих между i -й передающей антенной и j -й приемной антенной может быть выражен следующим образом:

$$H_{i,j,k}(t) = \sum_{l=0}^{L_{i,j}} \gamma_{i,j,l}(t) e^{-\frac{j2\pi k \tau_{i,j,l}}{N_{FFT}}} \quad (5)$$

где N_{FFT} - размер быстрого преобразования Фурье (FFT), а k - поднесущая.

В приемнике выполняется аналогичная процедура. Данные принимаются и преобразуются вниз, циклический префикс удаляется и выполняется операция БПФ. Схемы кодирования STBC и SFBC предлагают простой алгоритм декодирования, когда параметры канала известны в приемнике.

Результаты моделирования

Эффективность предложенной методики оценки итерационных каналов оценивалась в соответствии со спецификациями, описанными в стандарте WiMax для фиксированной беспроводной связи. Моделирование проводилось для двух и четырех передающих антенн и одной и двух приемных антенн. Кроме того, метод был протестирован с использованием различного количества пилотных поднесущих, различных сред каналов и различных порядков модуляции.

Модуляция QAM с индексом 16 и 64 была использована для сценария моделирования, а также $M_t = 2, 4$ и $N_r = 1, 2$. Система имеет полосу пропускания канала 3,5 МГц и несущую

частоту 2,5 ГГц. Конкретные параметры моделирования представлены в таблице.

Выделение поднесущих кадра OFDM производится в соответствии со стандартом IEEE802. 16e (WiMax); индексы -128~-101 и 101~127 зарезервированы для защитного интервала, 0 - для поднесущей постоянного тока, -100~-1 и 1~100 определены как выбранные поднесущие, в которых -88, -63, -38, -13, 13, 38, 63 и 88 являются пилотными поднесущими, а остальные указаны как поднесущие данных.

Параметры моделирования для систем STBC-OFDM

Размер БПФ (тысяч точек)	256
Количество активных поднесущих (N_{used})	200 (192 для данных, 8 для пилотного сигнала)
Полоса пропускания канала	3,5 МГц
Частота дискретизации (F_s)	2,28 Гц ($n=57/50$)
Расстояние между соседними поднесущими (Δf)	8,9 КГц
Полезная длительность символа (T_b)	0,112 мс
Общая длительность символа (T_s)	140 μ s
Длина циклического префикса (CP)	1/4
Модуляция	BPSK, 16 QAM, 64QAM
SUI (Stanford University Interim)	1, 3
Передающая антенна	2, 4
Приемная антенна	1, 2

На рис. 2 и 3 приведены результаты моделирования предложенной методики оценки канала для 2-х и 4-х передающих антенн с одной и двумя приемными антеннами при различном количестве пилотных поднесущих и различных порядках модуляции. Полученные результаты иллюстрируют работоспособность как предложенного метода, так и идеального случая, когда информация о состоянии канала (CSI) известна на приемнике.

Результаты моделирования для 2 и 4 передающих антенн и 1 и 2 приемных антенн показывают, что предложенная методика

оценки канала испытывает ухудшение на 4-8 дБ по сравнению со случаем, когда параметры канала известны в приемнике.

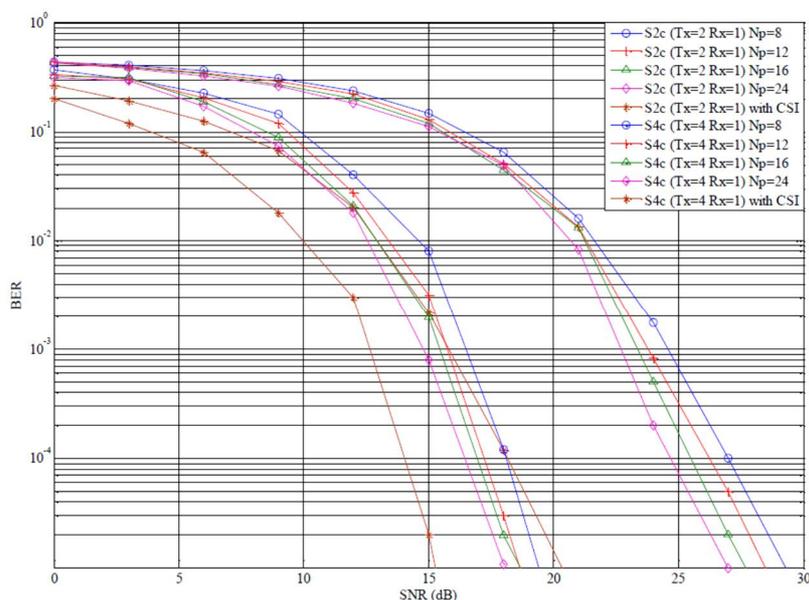


Рис. 2. Результаты моделирования для 2 и 4 передающих антенн с 1 приемной антенной с 16QAM под SUI 1

Из результатов моделирования видно, что по мере увеличения числа пилотных поднесущих производительность предлагаемого метода стремится к тому случаю, когда параметры канала известны на приемнике. Таким обра-

зом, по результатам моделирования производительность была улучшена на 1-3 дБ за счет увеличения числа пилотных поднесущих с 8 до 24.

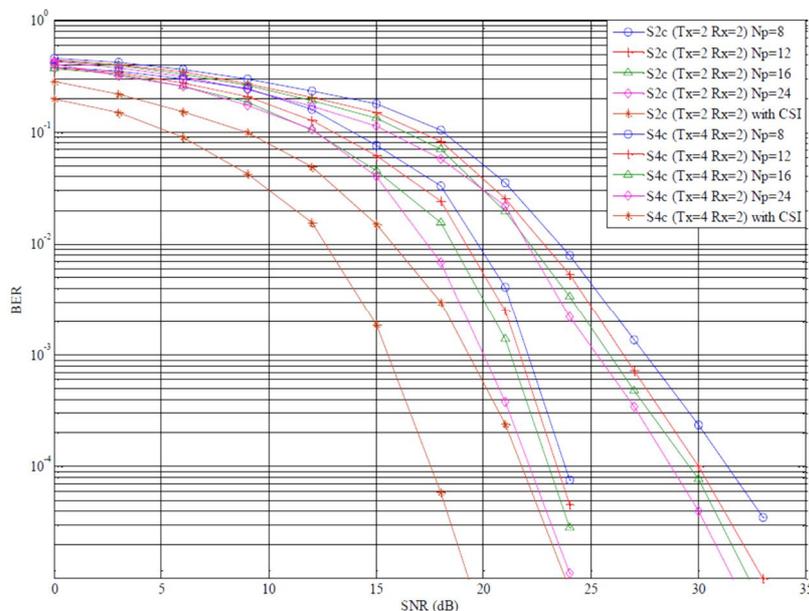


Рис. 3. Результаты моделирования для 2 и 4 передающих антенн с 2 приемными антеннами с 64QAM под SUI 1

Производительность системы STBC-OFDM для различного количества пилотных поднесущих была получена путем сохранения фиксированного количества поднесущих дан-

ных на уровне 192 и уменьшения защитного интервала в соответствии с требуемым количеством пилотов. Несмотря на то, что производительность системы повышается при ис-

пользовании большего числа пилотных поднесущих, использование большего числа пилотных поднесущих является неэффективным с точки зрения пропускной способности.

BER также может быть улучшен за счет использования различных порядков модуляции для пилотных и поднесущих данных. В отличие от большинства предлагаемых работ, где порядок модуляции, используемый пилотной последовательностью, фиксирован, в этой работе мы рассмотрели два типа порядков модуляции для пилотной последовательности.

Выводы

В этой работе была предложена новая методика оценки канала с использованием метода группового декодирования для STBC-OFDM. Из результатов моделирования видно, что предложенная методика обладает преимуществами повышения вычислительной эффективности системы за счет сокращения времени вычислений при одновременном увеличении числа пилотных поднесущих.

Кроме того, использование метода группового декодирования позволяет системе быть более устойчивой к распространению ошибок. Действительно, в традиционных схемах, использующих итерационный метод, где оценка канала выполняется в начале передачи, распространение ошибки имеет решающее значение, так как ошибка в оценке параметра канала приведет к неточному декодированию данных.

Результаты моделирования также показывают, что большее число групп приводит к большему времени вычислений. Однако необходимо найти компромисс между BER и эффективностью полосы пропускания, поскольку

большее число пилотных поднесущих приведет к меньшему количеству передаваемых данных на символы OFDM или меньшему защитному интервалу, что позволит ISI.

На данном этапе исследований была предложена новая совместная оценка канала и обнаружения данных. Метод отличается простотой, временной эффективностью вычислений за счет своей простоты и за счет того, что метод не требует инверсии матрицы на приемнике в отличие от других методов, предложенных в известной литературе.

Литература

1. Lu B. and Wang X. Space-time code design in OFDM systems// in IEEE Conference on Global Telecommunications. 2000. Vol.2. Pp. 1000-1004
2. Wei Z., Xia X. and Ben K. Letaief Space-Time/Frequency Coding for MIMO-OFDM in Next Generation Broadband Wireless Systems// IEEE Wireless Communications. 2007. Vol. 14. Pp. 32-43
3. Башкиров А.В., Свиридова И.В. Реализация стохастического LDPC-декодера на ПЛИС// Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 6. С. 103-107.
4. Анализ структуры, декодирования и оптимизации гибридных недвоичных LDPC-кодов / Н.В. Астахов, А.В. Башкиров, А.В. Муратов, В.М. Питолин, М.В. Хорошайлова // Надежность и качество: тр. междунар. симпозиума. Пенза: Пензенский государственный университет, 2017. Т. 1. С. 355-359.
5. Частотно-временной анализ нестационарных сигналов методами вейвлет-преобразования и оконного преобразования Фурье / Н.В. Астахов, А.В. Башкиров, О.Е. Журилова, О.Ю. Макаров // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 6 (8). С. 109-112.
6. Низкоплотностные коды малой мощности декодирования / А.В. Башкиров, А.В. Муратов, М.В. Хорошайлова, А.В. Ситников, С.А. Ермаков // Радиотехника. 2016. № 5. С. 32-37.

Поступила 02.09.2020; принята к публикации 22.10.2020

Информация об авторах

Башкиров Алексей Викторович – д-р техн. наук, заведующий кафедрой конструирования и производства радиоаппаратуры, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: fabi7@mail.ru, ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-0939-722X>

Макаров Олег Юрьевич – д-р техн. наук, профессор кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: moy230@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2106-2027>

Демихова Алеся Сергеевна – магистр, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: k1pr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2948-3240>

Долженко Мария Викторовна – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: mashad51@gmail.com

Ильина Ольга Вячеславовна – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: VOlliyina@gmail.com

METHOD FOR ESTIMATING DATA TRANSMISSION CHANNEL PARAMETERS, IMPLEMENTED BY OFDM-MIMO TECHNOLOGY

A.V. Bashkirov, O.Yu. Makarov, A.S. Demikhova, M.V. Dolzhenko, O.V. Il'ina

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: in this paper, a method for combining OFDM with STBC is proposed. Codes with reduced decoding complexity and high bandwidth efficiency are proposed. Most of the works on this topic suggest a combination of STBC-OFDM codes for situations where the channel parameters are known in advance and are embedded in the receiver. With the introduction of new channel estimation methods, real-world conditions are modeled and analyzed to propose methods suitable for efficient operation of future wireless technologies such as 5G. The article explores a channel estimation technique for STBC-OFDM systems using different numbers of transmit and receive antennas, different modulation orders for pilot and data subcarriers, different numbers of pilot subcarriers, and different channel conditions. Simulation results for 2 and 4 transmitting antennas and 1 and 2 receiving antennas are presented, as well as a comparison of the channel estimation algorithm with the ideal case, when it is assumed that the channel parameters are known in the receiver. In addition, the effect of group decoding was investigated by analyzing the decoding time of one STBC-OFDM block and the time saved on decoding the entire group of data blocks. It can be seen from the simulation results that the proposed method has the advantages of increasing the computational efficiency of the system by reducing the computation time while increasing the number of pilot subcarriers. As part of the research carried out in the article, a new joint channel assessment and recovery of damaged data were proposed. The method is distinguished by its energy efficiency and simplicity of calculations due to the fact that the method does not require inversion of the matrix at the receiver, unlike other methods proposed in the literature

Key words: codes with reduced decoding complexity, channel estimation technique for STBC-OFDM systems using different numbers of transmitting and receiving antennas, channel estimation technique using a group decoding technique for STBC-OFDM, method for increasing the computational efficiency of a data transmission system by reducing computation time while increasing the number of pilot subcarriers

References

1. Lu B., Wang X. "Space-time code design in OFDM systems", *IEEE Conference on Global Telecommunications*, 2000, vol. 2, pp. 1000-1004.
2. Wei Z., Xia X., Letaief K.B. "Space-Time/Frequency Coding for MIMO-OFDM in next generation broadband wireless systems", *IEEE Wireless Communications*, 2007, vol. 14, pp. 32-43.
3. Bashkirov A.V., Sviridova I.V. "Implementation of stochastic LDPC decoder on FPGA", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 6, pp. 103-107.
4. Astakhov N.V., Bashkirov A.V., Muratov A.V., Pitolin V.M., Khoroshailova M.V. "Analysis of the structure, decoding, and optimization of hybrid non-binary LDPC codes", *Proc. of Intern. Symposium: Reliability and Quality (Nadezhnost' i kachestvo: tr. mezhdunar. simpoziuma)*, Penza State University, 2017, vol. 1, pp. 355-359.
5. Astakhov N.V., Bashkirov A.V., Zhurilova O.E., Makarov O.Yu. "Frequency-time analysis of non-stationary signals by wavelet transform and window Fourier transform", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2019, vol. 83, no. 6 (8), pp. 109-112.
6. Bashkirov A.V., Muratov A.V., Khoroshailova M.V., Sitnikov A.V., Ermakov S.A. "Low-density codes of low decoding power", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2016, no. 5, pp. 32-37.

Submitted 02.09.2020; revised 22.10.2020

Information about the authors

Aleksey V. Bashkirov, Dr. Sc. (Technical), Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: fabi7@mail.ru, ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-0939-722X>
Oleg Yu. Makarov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: moy230@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2106-2027>
Alesya S. Demikhova, MA, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: kivr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2948-3240>
Mariya V. Dolzhenko, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: mashad51@gmail.com
Ol'ga V. Il'ina, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: VOlllyina@gmail.com

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МАТЕРИАЛА НА ЭФФЕКТИВНУЮ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯС.А. Антипов¹, А.В. Володько^{1,2}, Е.А. Ищенко¹, В.Н. Кострова¹, К.А. Разинкин¹, М.А. Сиваш¹¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в качестве объекта исследования эффективной поверхности рассеяния рассматривается сфера из диэлектрического материала, у которого можно в процессе моделирования изменять диэлектрическую проницаемость среды. Для моделирования был выбран широкий диапазон частот, чтобы можно было отследить влияние отношения длины волны к радиусу сферы, а также смещение максимального значения эффективной площади рассеяния (ЭПР) объекта после изменения диэлектрической проницаемости среды. По полученным результатам было доказано, что невозможно обеспечить низкий уровень ЭПР в очень широкой полосе частот, так как если размер длины волны становится близок с размерами тела, происходит резкий всплеск уровня ЭПР. Также в процессе моделирования было доказано, что повышение диэлектрической проницаемости среды приводит к повышению максимальных значений ЭПР объекта, а также смещение этого пика вниз по частоте. По полученным графикам моностатической ЭПР можно сделать вывод, что применение сложных частотозависимых материалов позволяет добиться значительного снижения эффективной площади рассеяния даже в ситуации, когда объект становится геометрически крупным, то есть сравнимым с длиной волны. Данные сложные материалы применяются в качестве стелс-покрытия

Ключевые слова: эффективная площадь рассеяния шара, моностатическая ЭПР

Введение

Диэлектрические материалы обладают меньшей эффективной площадью рассеяния по сравнению с проводящими поверхностями, поэтому их применение в качестве радиопоглопительных структур является перспективной задачей, которая стоит перед инженерами. Внедрение первых материалов, которые были нацелены на понижение эффективной площади рассеяния объектов, произошло во время второй мировой войны, когда шноркели подводных лодок покрывались слоистой бумагой, которая наполнялась графитом.

Современные радиопоглопительные материалы в объединении с особой формой корпуса позволяют значительно повысить радиолокационную скрытность крупных объектов, таких как самолеты, ракеты и другие. Требования к низким значениям ЭПР являются одним из качеств для самолетов пятого поколения.

Однако невозможно аналитически рассчитать значение ЭПР для геометрически сложного объекта, а также учесть все особенности отражений волн, которые возникают в простых телах, которые выполнены из диэлектрических структур. В таких случаях намного выгоднее

выполнить моделирование в специализированном программном обеспечении.

В данной статье будет исследована ЭПР малого шара, который выполнен из диэлектрического материала, у которого возможно изменение диэлектрической проницаемости.

Аналитические выражения для расчета ЭПР шара

Для расчета эффективной поверхности шара необходимо учитывать два основных фактора:

- 1) размер шара относительно длины волны, которой выполняется облучение;
- 2) материал изготовления шара.

При этом если происходит облучение крупного объекта, можно пренебречь материалом изготовления, так как при больших размерах объекта происходит отражение наибольшего количества падающей под прямым углом волны. Для ситуации, когда $r \gg \lambda$, ЭПР шара можно найти в соответствии с формулой [1]:

$$\sigma = \pi \cdot r^2, \quad (1)$$

где σ – ЭПР, м²;

r – радиус шара, м.

Если же в качестве тела рассматривается малый шар, у которого $r \ll \lambda$, выполненный из

проводящего материала, тогда для его расчета можно использовать формулу Ми:

$$\sigma = \pi \left(\frac{m-1}{m+2} \right)^2 \cdot \frac{(2r)^6}{\lambda^4}, \quad (2)$$

где σ – ЭПР, м²;

m – комплексный показатель преломления;

r – радиус шара, м;

λ – длина волны, м.

Таким образом видно, что для данной ситуации немаловажную роль начинает играть отношение радиуса шара к длине волны.

Если же материал изготовления – диэлектрический материал, тогда для расчета ЭПР применяется следующая формула [2]:

$$\sigma = \pi \cdot \left(\frac{\sqrt{\varepsilon}-1}{\sqrt{\varepsilon}+1} \right)^2 r^2, \quad (3)$$

где σ – ЭПР, м²;

r – радиус шара, м;

ε – диэлектрическая проницаемость материала изготовления.

Однако недостатком данной формулы является то, что в ней не учитывается длина волны, которая играет важное значение при определении эффективной площади рассеяния.

Для того чтобы определить наиболее точные характеристики ЭПР диэлектрического шара, воспользуемся моделированием.

Моделирование зависимости ЭПР шара от диэлектрических параметров материала изготовления

Для моделирования эффективной площади рассеяния выберем частотный диапазон от 2 до 20 ГГц, при радиусе шара равном 3.7 мм. При моделировании задается параметризованная плоская падающая волна (рис. 1), которая будет производить облучение шара.

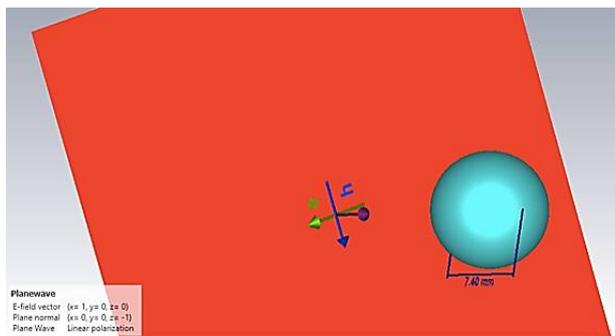


Рис. 1. Моделируемая ситуация

Путем пошагового моделирования произведем увеличение диэлектрической проницаемости материала от 1 до 20 с шагом 1. При этом магнитную проницаемость оставим неизменной, равной 1. Таким образом получим, что на первом шаге имеется идеальный прозрачный шар ($\varepsilon = 1, \mu = 1$ соответствуют вакууму). По результатам моделирования строится график, в котором записываются максимальные значения моностатической ЭПР шара при параметрах падающей плоской волны: $\theta = 0^\circ, \varphi = 0^\circ$. При этом значение ЭПР сохраняется в мм². Для значений диэлектрической проницаемости результат приведен на рис. 2.

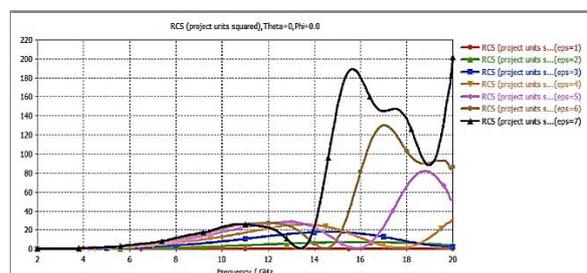


Рис. 2. Значение моностатической ЭПР для $\varepsilon = 1 \dots 7$

Как видно по полученному графику, с увеличением диэлектрической проницаемости происходит увеличение ЭПР диэлектрического шара, однако наиболее интересным эффектом является резкий рост ЭПР при превышении 14 ГГц, что соответствует длине волны в 21 мм, а это превышает радиус шара в 5.7 раза, а с учетом значения диэлектрической проницаемости возникает ситуация, когда шар становится крупным объектом.

Для значений диэлектрической проницаемости от 8 до 14 результаты моделирования приведены на рис. 3.

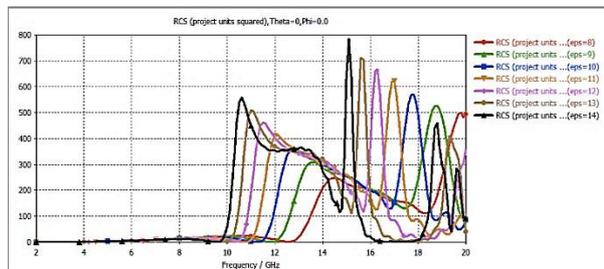


Рис. 3. Значения моностатической ЭПР для $\varepsilon = 8 \dots 14$

По полученным графикам видно возникновение пиков значений эффективной поверхности рассеяния, при этом происходит значительное увеличение ЭПР сферы. Наиболее отчетливое наблюдение увеличения значения

ЭПР можно заметить при анализе картины при варьировании диэлектрической проницаемости от 15 до 20 (рис. 4).

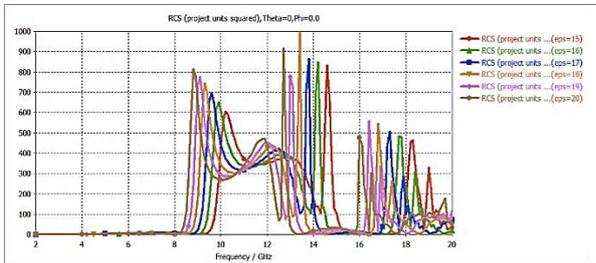


Рис. 4. Значения моностатической ЭПР для $\epsilon = 15 \dots 20$

По приведенным графикам рис. 2-4 видно, что в диапазоне частот от 2 до 8 ГГц значение

Значения моностатической ЭПР диэлектрического шара

ϵ	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
σ , мм ²	7	18	32	82	130	202	499	525	571	619	666	710	782	832	847	863	998	776	916
f , ГГц	16	15	20	19	17	20	20	19	18	17	16	16	15	15	14	14	13	13	12

График зависимости ЭПР от диэлектрической проницаемости приведен на рис. 5.

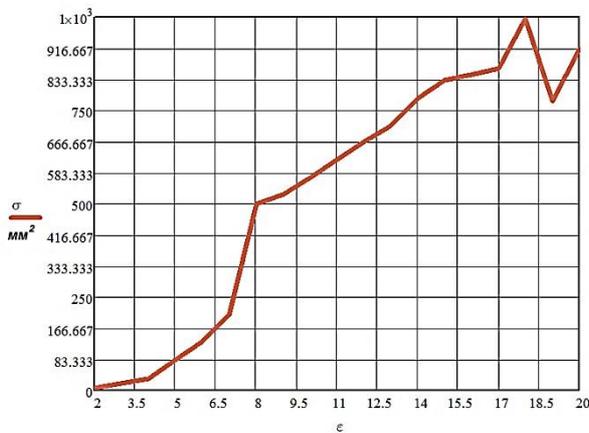


Рис. 5. Зависимость максимального значения ЭПР от диэлектрической проницаемости материала изготовления

Заключение

По полученным в ходе процесса моделирования результатам можно сделать вывод, что с повышением диэлектрической проницаемости

эффективной поверхности рассеяния не превышает 15 мм², так на высшей частоте данного промежутка отношение длины волны к радиусу шара превышает 10 раз, соответственно обеспечивается правило, когда $\lambda \gg r$.

По полученным результатам сформируем таблицу, в которой в столбцах будут указываться значения диэлектрической проницаемости, а по горизонтали максимальные значения ЭПР, а также частоты, на которых они наблюдались. По результатам итогового анализа будет построен график зависимости ЭПР от диэлектрической проницаемости материала, при значении $\epsilon = 1$ шар оказывается прозрачным, и волна проходит через него, не отражаясь.

среды происходит увеличение максимального значения эффективной поверхности рассеяния, при этом по полученным зависимостям для ЭПР от частоты можно сделать вывод, что применение материалов, у которых диэлектрическая проницаемость является частотозависимой, можно добиться снижения ЭПР путем изменения данной величины. Подобные материалы способны обеспечить низкие значения в широком диапазоне частот, даже когда размер объекта значительно превышает длину волны, которой происходит облучение.

Литература

1. Павельев В.А., Хаминов Д.В. Рассеяние электромагнитных волн миллиметрового диапазона природными и антропогенными объектами. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. 277 с.
2. Rajyalakshmi P., Raju G.S.N. Characteristics of Radar Cross Section with Different Objects // International Journal of Electronics and Communication Engineering. 2011. Vol. 4. No 2. Pp. 205-216.

Поступила 10.07.2020; принята к публикации 22.10.2020

Информация об авторах

Антипов Сергей Анатольевич – д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры физики, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)246-27-00, e-mail: antp54@mail.ru

Володько Александр Владиславович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14); Международный институт компьютерных технологий (394026, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: zavlabvgtu@mail.ru

Ищенко Евгений Алексеевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru

Кострова Вера Николаевна – д-р техн. наук, профессор кафедры систем информационной безопасности, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-04, e-mail: kostrova_v@mail.ru

Разинкин Константин Александрович – д-р техн. наук, профессор кафедры систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: kostyr@mail.ru

Сиваш Михаил Александрович – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: sivmikha@yandex.ru

STUDY OF THE INFLUENCE OF DIELECTRIC PERMEABILITY OF THE MATERIAL ON THE RADAR CROSS SECTION

S.A. Antipov¹, A.V. Volod'ko^{1,2}, E. A. Ishchenko¹, V.N. Kostrova¹, K.A. Razinkin¹, M.A. Sivash¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technology, Voronezh, Russia

Abstract: in the article, a sphere of dielectric material is considered as an object of study of the effective scattering surface, in which the dielectric constant of the medium can be changed during the simulation. A wide range of frequencies was chosen for modeling so that the influence of the ratio of the wavelength to the radius of the sphere, as well as the shift of the maximum RCS value of the object after changing the dielectric constant of the medium, could be tracked. According to the results, it was proved that it is impossible to provide a low RCS level in a very wide frequency band, since if the wavelength becomes close to the body size, a sharp surge in the RCS level occurs. It was also proved during the modeling process that an increase in the dielectric constant of the medium leads to an increase in the maximum RCS of the object, as well as a shift of this peak down in frequency. According to the obtained graphs of a monostatic RCS, it can be concluded that the use of complex frequency-dependent materials allows one to achieve a significant decrease in the effective scattering area even in a situation when the object becomes geometrically large, that is, comparable to the wavelength. These complex materials are used as a stealth coating

Key words: radar cross section, monostatic RCS

References

1. Pavel'ev V.A. Khaminov D.V. "Scattering of millimeter-wave electromagnetic waves by natural and man-made objects" ("Rasseyanie elektromagnitnykh voln millimetrovogo diapazona prirodnyimi i antropogennymi ob'ektami"), Moscow, Bauman MSTU, 2009, 267 p.
2. Rajyalakshmi P., Raju G.S.N. "Characteristics of radar cross section with different objects", *International Journal of Electronics and Communication Engineering*, 2011, vol. 4, no. 2, pp. 205-216.

Submitted 10.07.2020; revised 22.10.2020

Information about the authors

Sergey A. Antipov, Dr. Sc. (Physics and Mathematics), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: antp54@mail.ru

Aleksandr V. Volod'ko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia); International Institute of Computer Technology (29 b Solnechnaya st., Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)221-00-69, e-mail: zavlabvgtu@mail.ru

Evgeniy A. Ishchenko, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru

Vera N. Kostrova, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7(473)243-77-29, e-mail: kostrova_v@mail.ru

Konstantin A. Razinkin, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: kostyr@mail.ru

Mikhail A. Sivash, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7(473)243-77-29, e-mail: sivmikha@yandex.ru

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ДИПОЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ КОНСТРУКЦИЙ РЭС

Т.С. Глотова, А.С. Иваницкий, В.В. Глотов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: электромагнитная совместимость интегральных микросхем становится все более важным аспектом в разработке высокоскоростных печатных плат. Международные стандарты были установлены для количественной и качественной оценки характеристик интегральных микросхем, а также помехоустойчивости с использованием различных методов измерения. Для решения задач, связанных с прогнозированием электромагнитных помех между интегральными микросхемами и печатными платами, необходимы модели интегральных микросхем как на внутриаппаратурном уровне, так и внутрисистемном. Такие модели могут быть получены из моделирования при наличии достаточной информации об интегральной микросхеме. Однако в большинстве практических случаев подробная информация об интегральных микросхемах может быть недоступна разработчикам радиоэлектронного оборудования. Предлагается улучшенная модель дипольного момента для анализа характеристик связи ближнего и дальнего электромагнитного поля от интегральной микросхемы, полученная на основе сканирования ближнего поля. Представлен массив электрических и магнитных дипольных моментов, используемых для воспроизведения распределений поля в плоскости сканирования над интегральной микросхемой. Полученные дипольные моменты могут использоваться в качестве источников излучений для интегральной микросхемы. Усовершенствованная модель дипольного момента особенно полезна для решения проблем радиочастотных помех, когда необходимо точно проанализировать шумовую связь в ближнем поле

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, ближнее поле, дипольный момент

Введение

При построении градиентных карт электромагнитной совместимости (ЭМС) от излучаемых интегральных микросхем (ИМС) многие исследования были сосредоточены на разработке эквивалентной модели из сканирования ближнего поля. В [1]-[2] некоторые эквивалентные источники магнитного и электрического тока рассчитывались по принципу эквивалентности Гюйгенса в плоскости сканирования ближнего поля и использовались для оценки ближнего и дальнего поля выше плоскости сканирования. Однако для проблем радиочастотных помех в смешанных радиочастотных и цифровых системах помехи от цифровых интегральных микросхем к радиочастотным подсистемам часто возникают через связь ближнего поля, где проблемные места могут быть расположены над практической плоскостью сканирования. В этом случае подход становится недостаточным.

Альтернативный метод реконструкции источника был предложен в [3] и [4], при этом эквивалентные источники электрического и магнитного тока рассчитывались на плоскости источника, который ниже плоскости сканирования ближнего поля, но выше, чем измеряемая

ИМС. К сожалению, эти эквивалентные источники по-прежнему расположены за пределами ИМС и, следовательно, могут не иметь возможности точно отражать распределение тока и напряжения внутри ИМС. Также использовались электрические и магнитные диполи в качестве источников шума в [5]. Они были расположены горизонтально в месте расположения ИМС, чтобы характеризовать ее излучения.

Некоторые алгоритмы оптимизации получили дальнейшее развитие для восстановления эквивалентных диполей по данным сканирования ближнего поля. Количество диполей может быть минимизировано в интересующем диапазоне частот, и их местоположение может быть определено. В некоторых других исследованиях модели эквивалентных источников были построены с доступной геометрической информацией ИМС.

В данной статье представленная модель источника излучений от ИМС, на основе сканирования ближнего поля, улучшается для точных оценок ЭМС как в ближнем, так и в дальнем поле. Для достижения цели используется набор дипольных источников, чтобы лучше отражать возможные распределения напряжения ИМС. Также в данной статье описано, что вертикальные электрические диполи P_z используются для описания распределения напряжения, в то время как горизонтальные магнитные

диполи M_x и M_y описывают распределение тока. Величины и фазы диполей рассчитываются с использованием метода наименьших квадратов в сочетании с методом регуляризации, чтобы исключить возможные ложные решения и обеспечить точность в оценке ближнего поля.

Эквивалентные источники размещаются над плоскостью заземления рядом с микросхемой, чтобы заменить фактическую микросхему для моделирования электромагнитной совместимости на системном уровне. Когда эквивалентные источники извлекаются, влияние плоскости земли исключается в моделях диполей. Это необходимо, когда дипольные модели используются при моделировании на внутрисистемном уровне; в противном случае эффект многократного рассеяния между плоскостью заземления и другими рассеивателями может не учитываться должным образом.

Электромагнитные поля дипольных моментов

По данным многополюсного расширения источника электромагнитного излучения, произвольный электрический малый источник может быть приблизительно заменен шестью диполями: тремя электрическими диполями - P_x , P_y и P_z и тремя магнитными диполями - M_x , M_y и M_z .

Эти диполи совместно генерируют примерно то же поле, что и источник излучений. Конечная модель источника может быть смоделирована как массив электрических и магнитных диполей.

Предположим, что ИМС над печатной платой (ПП) можно смоделировать как $N \times N$ электрически небольших источников. Затем каждый из этих электрических небольших источников может быть дополнительно заменен набором диполей. Как упоминалось ранее, эти диполи расположены в плоскости ПП, как показано на рисунке. Обратите внимание, что из-за большой плоскости земли в каждой ячейке необходимы только три из шести дипольных моментов: M_x , M_y и M_z .

Когда ИМС находится очень близко к плоскости заземления, граничное условие идеального электрического проводника определяет доминирование этих трех дипольных моментов. В дальнейшем три дипольных момента представляют доминирующее распределение напряжения и тока в ИМС. Также распределение напряжения между печатными проводниками ИМС и плоскостью заземления можно

моделировать с помощью электрического диполя P_z , а распределение тока можно моделировать с помощью M_x и M_y .



Модель эквивалентного источника с использованием дипольной матрицы

Электромагнитные поля, генерируемые этими тремя диполями в полупространстве над ПП, могут быть получены аналитически [1]. Предположим, что диполи расположены в (x', y', d) , где d больше нуля и представляет высоту диполей над ПП. Тангенциальные электрические и магнитные поля в точке наблюдения (x, y, z) можно найти как

$$E_x = \tau_E \left\{ \left[\frac{(z-d)(x-x')}{r_1^2} q_1(r_1) + \frac{(z-d)(x-x')}{r_2^2} q_1(r_2) \right] P_z + \left[\frac{(z-d)}{r_1} q_1(r_1) + \frac{(z+d)(x-x')}{r_2^2} q_1(r_2) \right] k_0 M_y \right\}, \quad (1)$$

$$E_y = \tau_E \left\{ \left[\frac{(y-y')(z-d)}{r_1^2} q_1(r_1) + \frac{(y-y')(z+d)}{r_2^2} q_1(r_2) \right] P_z + \left[-\frac{(z-d)}{r_1} q_3(r_1) + \frac{(z+d)}{r_2} q_3(r_2) \right] k_0 M_y \right\}, \quad (2)$$

$$H_y = \tau_H \left\{ - \left[\frac{(y-y')(z-d)}{r_1} q_3(r_1) + \frac{(y-y')}{r_2} q_1(r_2) \right] P_z + \left[-\frac{(y-y')(z-d)^2}{r_2^2} q_1(r_2) + q_2(r_2) \right] k_0 M_x + \left[\frac{(x-x')+(y-y')}{r_1^2} q_1(r_1) - \frac{(x-x')+(y-y')}{r_2^2} q_1(r_1) \right] k_0 M_y \right\}, \quad (3)$$

где $\tau_E = -j \frac{k_0 \eta_0}{4\pi}$ и $\tau_H = \frac{k_0}{4\pi}$, k_0 - волновое число в свободном пространстве; η_0 - волновое сопротивление в вакууме; P_z - комплексное число, обозначающее электрический дипольный момент в единицах $A \cdot m$; M_x и M_y , обозначающих магнитные дипольные моменты в объединении $A \cdot m^2$. Термины r_1 и r_2 могут быть записаны как

$$r_1 = [(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-d)^2]^{1/2}, \quad (4)$$

$$r_2 = [(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z+d)^2]^{1/2}. \quad (5)$$

Используя рисунок, предполагается, что базовая плоскость ПП достаточно велика, влияние

которой учитывается в математических расчетах, но не учитывается в дипольных моментах. Плоскость заземления не должна быть включена в дипольные моменты; в противном случае многократное рассеяние между плоскостью заземления и другими излучателями в более позднем моделировании на внутриаппаратурном уровне не может быть учтено. Слагаемые $q_{1(r)}$, $q_{2(r)}$ и $q_{3(r)}$ можно записать как

$$q_{1(r)} = \left[\frac{3}{(k_0 r)^2} + j \frac{3}{k_0 r} - 1 \right] f(r), \quad (6)$$

$$q_{2(r)} = \left[\frac{2}{(k_0 r)^2} + j \frac{2}{k_0 r} - 1 \right] f(r), \quad (7)$$

$$q_{3(r)} = \left[\frac{1}{k_0 r} + j \right] f(r), \quad (8)$$

$$f(r) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r}. \quad (9)$$

Согласно формулам (1)-(4), электромагнитные поля, возбуждаемые ИМС, представляют собой суммарные вклады всех диполей и могут быть рассчитаны как

$$\begin{pmatrix} [E_x]_{M^2 \cdot l} \\ [E_y]_{M^2 \cdot l} \\ [H_x]_{M^2 \cdot l} \\ [H_y]_{M^2 \cdot l} \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} [P_x]_{N^2 \cdot l} \\ [M_x]_{N^2 \cdot l} \\ [M_y]_{N^2 \cdot l} \end{pmatrix}, \quad (10)$$

где $[E_x]$, $[E_y]$, $[H_x]$ и $[H_y]$ – x и y -направленные компоненты электрического и магнитного поля; число точек измерения сканирования в ближнем поле предполагается равным $M \times M$: $[P_x]$, $[M_x]$, и $[M_y]$ – электрические и магнитные дипольные моменты в эквивалентной матрице диполей; T – матрица преобразования.

Элементы каждой подматрицы могут быть рассчитаны как

$$T_{ExPz}(I, j) = \tau_E \left[\frac{(z(i)-d)(x(i)-x'(o))}{r_1(i, j)^2} q_1(r_1(i, j)) + \frac{(z(i)+d)(x(i)-x'(j))}{r_2(i, j)^2} q_1(r_2(i, j)) \right], \quad (11)$$

$$T_{ExMx} = 0, \quad (12)$$

$$T_{ExMy} = \tau_E \left[\frac{(z(i)-d)}{r_1(i, j)} q_3(r_1(i, j)) + \frac{(z(i)+d)}{r_2(i, j)} q_3(r_2(i, j)) \right] k_0, \quad (13)$$

$$T_{ExPz}(I, j) = \tau_E \left[\frac{(z(i)-d)(x(i)-x'(o))}{r_1(i, j)^2} q_1(r_1(i, j)) + \frac{(z(i)+d)(x(i)-x'(j))}{r_2(i, j)^2} q_1(r_2(i, j)) \right], \quad (14)$$

$$T_{ExMx}(I, j) = \tau_E \left[-\frac{(z(i)-d)}{r_1(i, j)} q_3(r_1(i, j)) - \frac{(z(i)+d)}{r_2(i, j)} q_3(r_2(i, j)) \right] k_0, \quad (15)$$

$$T_{EyMy}(I, j) = 0, \quad (16)$$

$$T_{HxPz} = -\tau_E \left[\frac{(y(i)-x'(j))}{r_1(i, j)} q_3(r_1(i, j)) + \frac{(y(i)-x'(j))}{r_2(i, j)} q_3(r_2(i, j)) \right], \quad (17)$$

$$T_{HxMx} = \tau_H \left[-\frac{(y(i)-y'(j))+z(i)-d}{r_1(i, j)} q_1(r_1(i, j)) + q_2(r_1(i, j)) - \frac{(y(i)-y'(j))+z(i)-d}{r_2(i, j)} q_1(r_2(i, j)) + q_2(r_2(i, j)) \right] k_0, \quad (18)$$

$$T_{HxMy} = \tau_H \left[\frac{(x(i)-x'(j))+y(i)-y'(j)}{r_1(i, j)} q_1(r_1(i, j)) + \frac{(x(i)-x'(j))(y(i)-y'(j))}{r_2(i, j)} q_1(r_2(i, j)) \right] k_0, \quad (19)$$

$$T_{HyPz} = \tau_H \left[\frac{(x(i)-x'(j))}{r_1(i, j)} q_3(r_1(i, j)) + \frac{(x(i)-x'(j))}{r_2(i, j)} q_3(r_2(i, j)) \right] k_0, \quad (20)$$

$$T_{HxMy} = \tau_H \left[\frac{(x(i)-x'(j))+y(i)-y'(j)}{r_1(i, j)} q_1(r_1(i, j)) + \frac{(x(i)-x'(j))(y(i)-y'(j))}{r_2(i, j)} q_1(r_2(i, j)) \right] k_0, \quad (21)$$

$$T_{HxMy} = \tau_H \left[-\frac{(z(i)-d)^2+(x(i)-x'(j))}{r_1(i, j)} q_1(r_1(i, j)) + q_2(r_1(i, j)) + \frac{(z(i)-d)^2+(x(i)-x'(j))}{r_2(i, j)} \right] k_0, \quad (22)$$

где i – индекс местоположения наблюдения ($1 \leq i \leq M^2$); j – индекс местоположения дипольного источника ($1 \leq j \leq N^2$); $x(i)$, $y(i)$ и $z(i)$ – координаты точки наблюдения; $x'(j)$ и $y'(j)$ – горизонтальные координаты местоположения дипольного источника; $r_1(i, j)$ и $r_2(i, j)$ определены как

$$r_1(i, j) = [(x(i)-x'(j))^2 + (y(i)-y'(j))^2 + (z(i)-d)^2]^{1/2}, \quad (23)$$

$$r_2(i, j) = [(x(i)-x'(j))^2 + (y(i)-y'(j))^2 + (z(i)+d)^2]^{1/2}. \quad (24)$$

Дипольная модель

Представленное выше уравнение (10) необходимо решить, чтобы получить эквивалентные диполи из данных сканирования ближнего электромагнитного поля. Прежде всего, данные ближнего поля преобразуются в

$$F_n = \begin{bmatrix} [E_x]_{M^2} / E_{max} \\ [E_y]_{M^2} / E_{max} \\ [H_x]_{M^2} / H_{max} \\ [H_y]_{M^2} / H_{max} \end{bmatrix}, \quad (25)$$

где индекс n обозначает нормализацию; E_{max} и H_{max} являются максимальными значениями тангенциального электрического и магнитного поля. Их можно определить как

$$E_{max} = \max \{ \max (|E_x|), \max (|E_y|) \}, \quad (26)$$

$$H_{max} = \max \{ \max (|H_x|), \max (|H_y|) \}. \quad (27)$$

Эквивалентные источники в (10) формуле также нормированы как

$$X_k = \begin{pmatrix} [P_z]_{N^2} \\ [k_0 M_x]_{N^2} \\ [k_0 M_y]_{N^2} \end{pmatrix},$$

где индекс k обозначает нормализацию по отношению к k_0 . Эти нормализации необходимы для более точного составления матрицы и, следовательно, более точного решения обратной задачи. Подстановка (26) и (27) в (10) приводит к

$$F_n = T_{nk} X_k.$$

Традиционный метод наименьших квадратов минимизирует целевую функцию H , которая определяется как

$$H = \|F_n - T_{nk} X_k\|^2. \quad (28)$$

Поступила 02.09.2020; принята к публикации 26.10.2020

Информация об авторах

Глотова Татьяна Сергеевна - аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: tatyana-livny@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9122-8988>
Иваницкий Анатолий Сергеевич - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: tatyana-livny@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1952-1714>
Глов Вадим Валерьевич - ассистент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: vadik-livny@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5129-4369>

и решение наименьших квадратов дается как

$$X_k = [T_{nk}' T_{nk}]^{-1} T_{nk}' F_n,$$

где T_{nk}' обозначает сопряженное транспонирование T_{nk} .

Заключение

В данной статье представлена разработанная улучшенная модель дипольного момента для анализа характеристик связи ближнего и дальнего электромагнитного поля от интегральной микросхемы, которая была получена на основе сканирования ближнего поля. Описан массив электрических и магнитных дипольных моментов, используемых для воспроизведения распределений поля в плоскости сканирования над интегральной микросхемой. Полученные дипольные моменты могут использоваться в качестве источников излучений для интегральной микросхемы.

Литература

1. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. 616 с.
2. Ромащенко М.А. Основные задачи анализа обеспечения ЭМС в конструкциях РЭС и принципы его выполнения // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2011. Т. 7. № 4. С. 106-109.
3. Суриков В.В. Электромагнитная совместимость приемно-передающих устройств, расположенных на элементах конструкций сложной формы: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 01.04.03. СПб., 2010. 36 с.
4. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989. 224 с.
5. Ромащенко М.А. Методы оптимального проектирования конструкций радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости и помехоустойчивости: автореф. дис. ... д-р техн. наук: 05.12.04. Воронеж, 2014. 36 с.
6. Ромащенко М.А. Методика анализа помехоустойчивости печатных плат при проектировании РЭС с учетом ЭМС // Радиотехника. 2014. № 3. С. 92-95.

EQUIVALENT DIPOLE MODEL FOR ESTIMATING THE NEAR FIELD OF RES STRUCTURES

T.S. Glotova, A.S. Ivanitsky, V.V. Glotov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: electromagnetic compatibility of integrated circuits is becoming an increasingly important aspect in the design of high-speed printed circuit boards. International standards have been established to quantitatively and qualitatively assess the performance of integrated circuits as well as noise immunity using a variety of measurement methods. To solve problems associated with predicting electromagnetic interference between integrated microcircuits and printed circuit boards, models of integrated microcircuits are needed both at the in-hardware and in-system levels. Such models can be obtained from simulations if there is sufficient information about the integrated circuit. However, in most practical cases, detailed information on integrated circuits may not be available to avionics designers. An improved model of the dipole moment is proposed for analyzing the characteristics of the coupling of the near and far electromagnetic fields from an integrated circuit, obtained on the basis of scanning the near field. An array of electric and magnetic dipole moments is presented, used to reproduce the field distributions in the scanning plane above an integrated microcircuit. The obtained dipole moments can be used as sources of radiation for an integrated circuit. The advanced dipole moment model is especially useful for solving RFI problems when it is necessary to accurately analyze noise communications in the near field

Key words: electromagnetic compatibility, near field, dipole moment

References

1. Kechiev L.N. "Design of printed circuit boards for digital high-speed equipment" ("Proektirovanie pechatnykh plat dlya tsifrovoy bystrodeystvuyushchey apparatury"), Moscow, Group IDT, 2007, 616 p.
2. Romashchenko M.A. "The main tasks of the analysis of the provision of EMC in the structures of radio electronic devices and the principles of its implementation", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2011, vol. 7, no. 4, pp. 106-109.
3. Surikov V.V. "Electromagnetic compatibility of transmitting and receiving devices located on structural elements of complex shapes" ("Elektromagnitnaya sovmestimost' priyemno-peredayushchikh ustroystv, raspolozhennykh na elementakh konstruktivnykh slozhnoy formy"), Cand. of tech. sciences dis., 01.04.03, St. Petersburg, 2010, 36 p.
4. Knyazev A.D., Kechiev L.N., Petrov B.V. "Design of radio-electronic and electronic-computing equipment taking into account electromagnetic compatibility" ("Konstruirovaniye radioelektronnoy i elektronno-vychislitel'noy apparatury s uchetom elektromagnitnoy sovmestimosti"), Moscow, Radio i svyaz', 1989, 224 p.
5. Romashchenko M.A. "Methods for the optimal design of structures of radio-electronic devices, taking into account electromagnetic compatibility and noise immunity" ("Metody optimal'nogo proektirovaniya konstruktivnykh radioelektronnykh sredstv s uchetom elektromagnitnoy sovmestimosti i pomexoustoychivosti"), Cand. of tech. sciences dis., 05.12.04, Voronezh, 2014, 36 p.
6. Romashchenko M.A. "Technique for analyzing the noise immunity of printed circuit boards in the design of radio electronic devices taking into account EMC", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2014, no. 3, pp. 92-95.

Submitted 02.09.2020; revised 26.10.2020

Information about the authors

Tat'yana S. Glotova, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: tatyana-livny@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9122-8988>

Anatoly S. Ivanitsky, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: Iwanitsky.tolya@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1952-1714>

Vadim V. Glotov, assistant, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: vadik-livny@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5129-4369>

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИНТЕГРИРОВАННОГО В КОНСТРУКЦИЮ ПИРАМИДАЛЬНОГО РУПОРА МЕТАМАТЕРИАЛА НА ДИАГРАММУ НАПРАВЛЕННОСТИ

Е.А. Ищенко¹, Ю.Г. Пастернак^{1,2,3}, М.А. Сиваш¹, С.М. Фёдоров^{1,4}

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

³АО «ИРКОС», г. Москва, Россия

⁴Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается метаматериал, который интегрирован в конструкцию пирамидальной рупорной антенны. Коммутация узлов метаматериала позволяет осуществлять управление диаграммой направленности рассматриваемой антенны. Для замыкания узлов в решетке метаматериала применяются рpн-диоды, которые имеют в открытом состоянии эквивалентную схему, представляющую собой последовательное соединение сопротивления 2,1 Ом и индуктивности 0,6 нГн. Предложенная конструкция позволяет добиться управления характеристиками диаграммы направленности рассматриваемой антенны в широких пределах. Управление характеристиками антенн путем применения метаматериалов различных конструкций является передовым методом управления характеристиками излучателя. Для получения результатов применялось электродинамическое моделирование в специализированном программном обеспечении, на основе полученных результатов были построены диаграммы направленности в диапазоне работы рупорной антенны. Приведены результаты моделирования в виде трехмерных моделей исследуемых конструкций метаматериала, коммутируемых узлов; диаграммы направленности полученных антенн, на которых были определены изменения, вносимые коммутируемыми линиями метаматериала. Наибольшее изменение картин диаграмм направленности наблюдалось на частотах 13 и 14 ГГц, входящих в целевой диапазон работ рупорной антенны, основные исследования производились в Н-плоскости рупора, так как коммутации подвергались вертикальные линии метаматериала

Ключевые слова: пирамидальная рупорная антенна, управляемый метаматериал, диаграмма направленности

Благодарности: работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ для молодых ученых № МК-57.2020.9

Введение

Управление характеристиками антенн путем применения метаматериалов является одним из самых передовых и эффективных способов, так как при выполнении данных операций не требуется выполнять механических действий над конструкцией. Все требуемые результаты достигаются путем коммутации узлов материала с использованием рpн-диодов или МЭМС структур. Особенностью предложенной конструкции является то, что среда, в которой устанавливается метаматериал, является диэлектрически прозрачной, а соответственно, управление характеристиками диаграмм направленности напрямую зависит от метаматериала.

Геометрические характеристики рассматриваемой структуры

В качестве объекта исследования была выбрана пирамидальная рупорная антенна с интегрированным в раскрыв рупора метаматериалом. Вид исследуемой рупорной антенны [1] приведен на рис. 1.

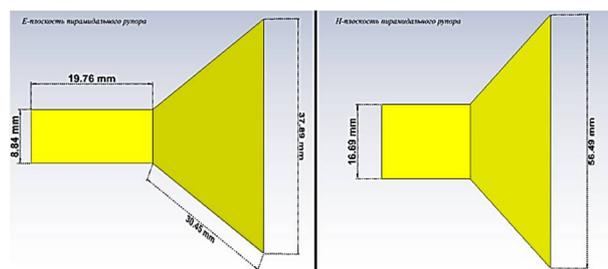


Рис. 1. Вид исследуемой рупорной антенны

Метаматериал, который интегрируется в раскрыв рупора, представляет собой конструкцию, которая представляет собой тонкие медные проводники длиной 5 мм (рис. 2), при этом в центральной зоне рупорной антенны сформир-

рована дополнительная структура, которая позволяет управлять электромагнитной волной непосредственно внутри системы, а не на вы-

ходе волны из раскрыва рупора, так как в этих местах уровень электромагнитного излучения наиболее велик.

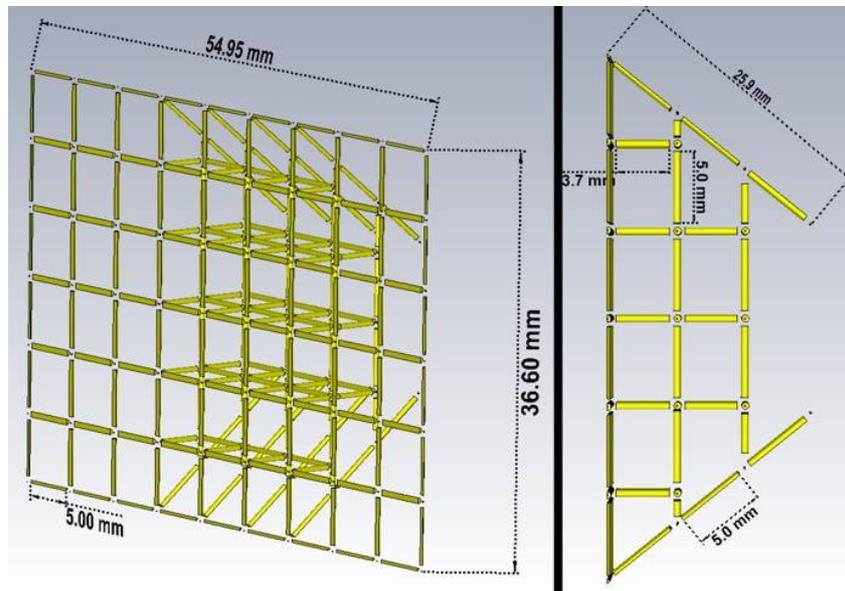


Рис. 2. Конструкция метаматериала, интегрированного в антенну

Основные характеристики пирамидального рупора при отсутствии коммутаций в метаматериале

Для определения основных характеристик антенны производилось моделирование с ис-

пользованием метода Вейланда. Для определения диапазона рабочих частот используются S_{11} параметры антенны, так допустимым значением принято считать величину менее -10 дБ [1] (рис. 3).

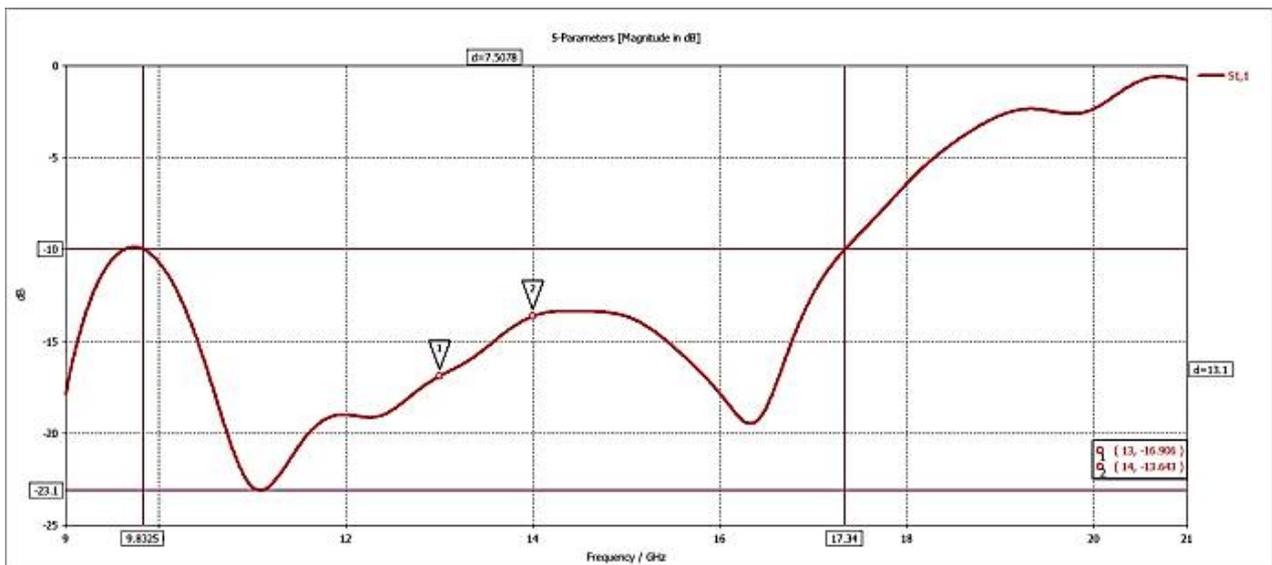


Рис. 3. S_{11} параметры рассматриваемой антенны, указателями отмечены частоты построения диаграмм направленности

По полученным результатам рабочий диапазон частот антенны от 9,8 ГГц до 17,3 ГГц. В качестве частот построения диаграмм направленности выбраны частоты 13 и 14 ГГц, так как на данных частотах наблюдаются наиболее се-

резные изменения диаграммы направленности в Н-плоскости при выполнении коммутации в узлах метаматериала.

При отсутствии коммутаций в узлах метаматериала полученные диаграммы направлен-

ности в Н-плоскости приведены: для частоты 13 ГГц на рис. 4; для частоты 14 ГГц – рис. 5.

По полученным результатам на частоте 13 ГГц КНД антенны составил 12,1 дБи; ширина главного лепестка 51,3°; уровень боковых лепестков -18,5 дБ; передне-заднее [2] отношение 18,5 дБ.

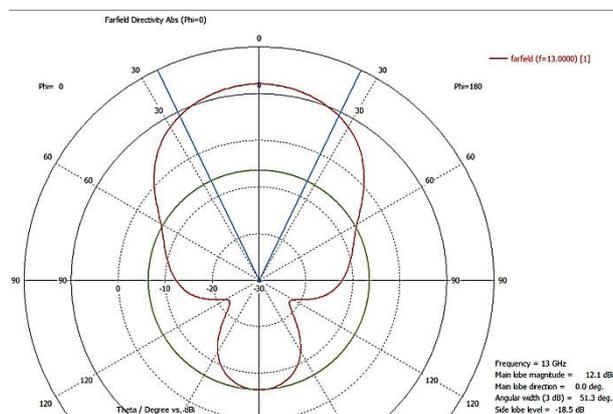


Рис. 4. Диаграмма направленности ($f=13$ ГГц) исследуемой антенны при отсутствии коммутаций в метаматериале в Н-плоскости

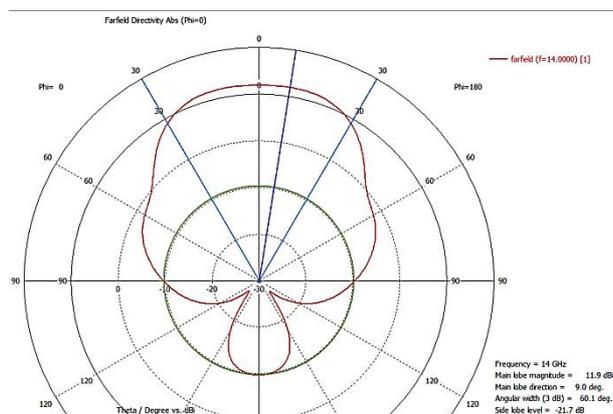


Рис. 5. Диаграмма направленности ($f=14$ ГГц) исследуемой антенны при отсутствии коммутаций в метаматериале в Н-плоскости

По полученным результатам на частоте 14 ГГц КНД антенны составил 11,9 дБи; ширина главного лепестка 60,1°; уровень боковых лепестков -21,7 дБ; передне-заднее отношение 22,0 дБ.

Влияние коммутации в линиях метаматериала на картину диаграммы направленности

В первом случае производилась коммутация двух вертикальных центральных линий в метаматериале (рис. 6), коммутация произво-

дилась сосредоточенными элементами, которые соответствуют эквивалентным схемам pиn-диодов из последовательного соединения резистора 2,1 Ом и индуктивности 0,6 нГн [3].

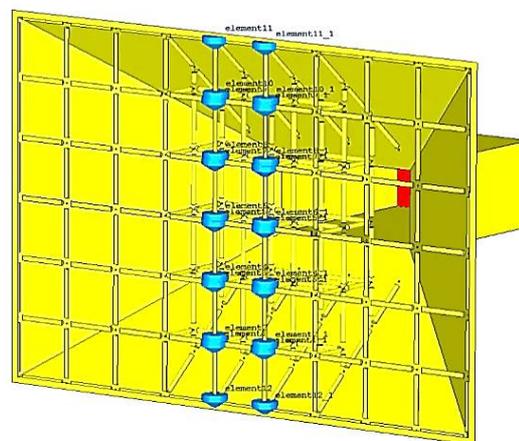


Рис. 6. Выполненная коммутация центральных линий в метаматериале

По полученным результатам моделирования была построена диаграмма направленности на частоте 14 ГГц, при этом для более отчетливого определения влияния коммутации метаматериала было произведено наложение на диаграмму направленности без коммутаций на частоте 14 ГГц – рис. 7.

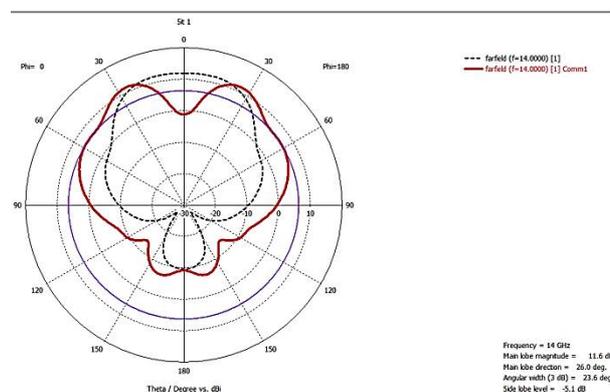


Рис. 7. Диаграмма направленности исследуемой антенны при выполнении коммутации центральных линий в метаматериале – сплошная линия; без коммутаций – пунктирная линия

По полученным результатам на частоте 14 ГГц КНД антенны составил 11,6 дБи; ширина главного лепестка 23,6°; уровень боковых лепестков -5,1 дБ; передне-заднее отношение 19,4 дБ. При этом особый интерес представляет изменение направления главного лепестка, которое возникло вследствие работы метаматериала, таким образом возникли два главных ле-

пестка, которые зеркально отражены относительно центральной оси в Н-плоскости рупорной антенны. Уровень КНД по направлению 0° составляет -1,1 дБи.

Для второго случая рассматривается ситуация, когда выполнялась коммутация боковых линий относительно двух центральных, при этом коммутация выполнялась только для одного слоя метаматериала (рис. 8).

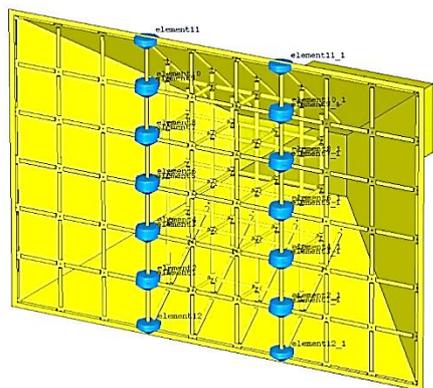


Рис. 8. Выполненная коммутация боковых линий в метаматериале

На основе полученной структуры были построены диаграммы направленности в Н-плоскости рупора, при этом наибольшие изменения картины диаграммы направленности возникли на частоте 14 ГГц (рис. 9).

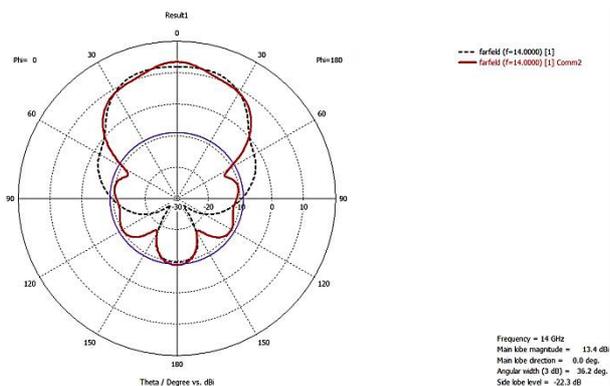


Рис. 9. Диаграмма направленности исследуемой антенны при выполнении коммутации боковых линий в метаматериале – сплошная линия; без коммутаций – пунктирная линия

По полученным результатам на частоте 14 ГГц КНД антенны составил 13,4 дБи; ширина главного лепестка $36,2^\circ$; уровень боковых лепестков -22,3 дБ; передне-заднее отношение 22,3 дБ. По полученным результатам видно, что применение метаматериала позволило добиться увеличения КНД антенны на 1,5 дБи, при этом произошло сужение главного лепестка на $23,9^\circ$.

В качестве третьего случая рассматривалась ситуация, когда происходила полная коммутация всех линий метаматериала за исключением двух центральных линий (рис. 10).

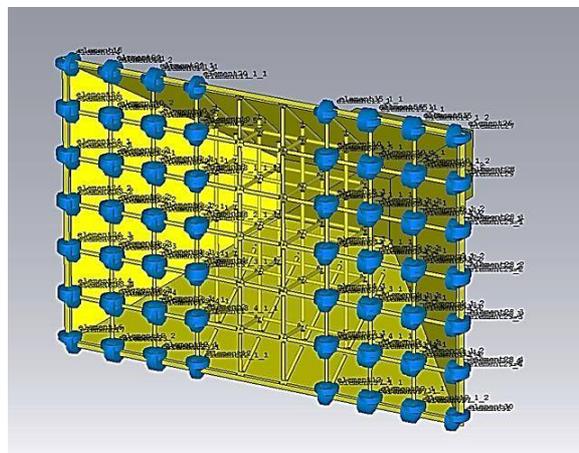


Рис. 10. Выполненная коммутация всех боковых линий в метаматериале, без коммутации оставлены только центральные линии

Наибольшие изменения диаграммы направленности наблюдались на частоте в 13 ГГц, так на рис. 11 приведена диаграмма направленности в Н-плоскости рупора.

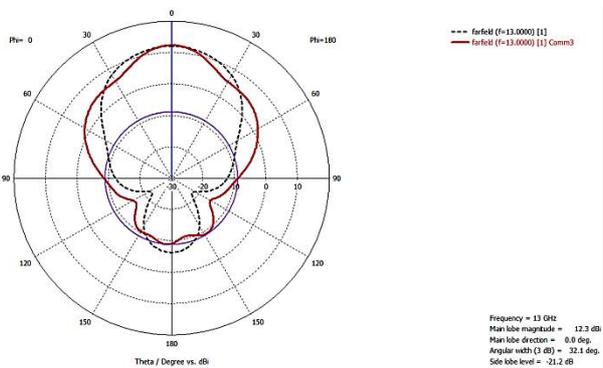


Рис. 11. Диаграмма направленности исследуемой антенны при выполнении полной коммутации боковых линий в метаматериале – сплошная линия; без коммутаций – пунктирная линия

По полученным результатам на частоте 13 ГГц КНД антенны составил 12,3 дБи; ширина главного лепестка $32,1^\circ$; уровень боковых лепестков -21,2 дБ; передне-заднее отношение 21,4 дБ. Таким образом, применение метаматериала позволило добиться сужения главного лепестка диаграммы направленности в Н-плоскости, при этом произошло незначительное увеличение КНД антенны.

В четвертом случае производилась коммутация четырех центральных линий метаматериала – рис. 12.

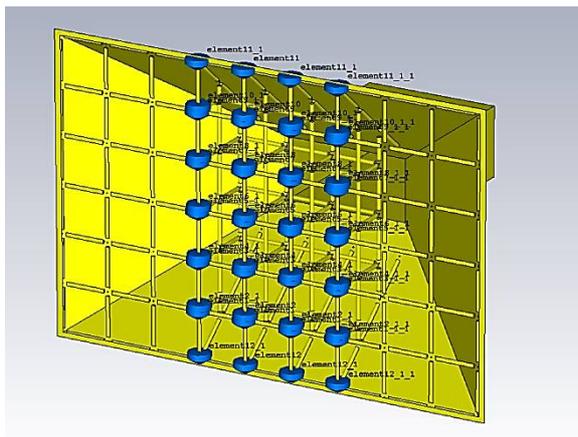


Рис. 12. Выполненная коммутация центральных слоев метаматериала

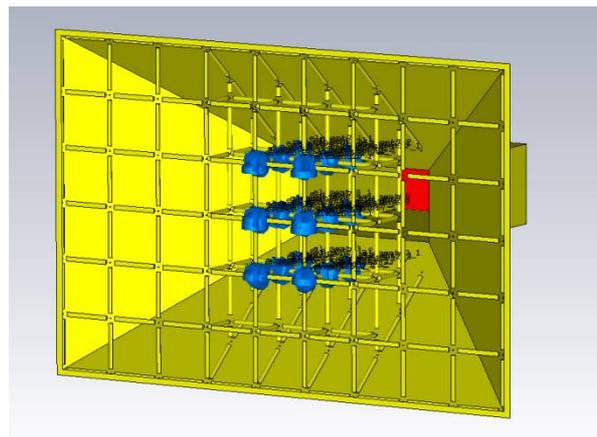


Рис. 14. Выполненная коммутация центральных внутренних узлов метаматериала

Наибольшие изменения диаграммы направленности наблюдались на частоте в 14 ГГц, так на рис. 13 приведена диаграмма направленности в Н-плоскости рупора.

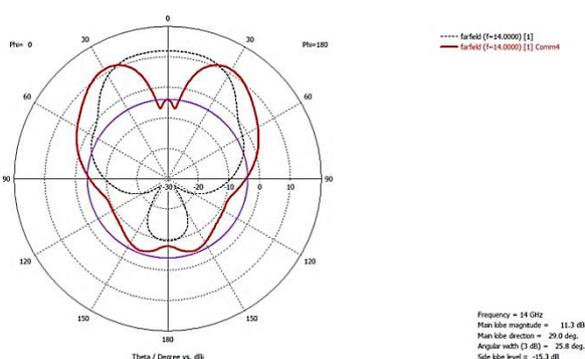


Рис. 13. Диаграмма направленности исследуемой антенны при выполнении коммутаций четырех центральных слоев в метаматериале – сплошная линия; без коммутаций – пунктирная линия

По полученным результатам на частоте 14 ГГц КНД антенны составил 11,3 дБи; ширина главного лепестка 29,0°; уровень боковых лепестков -15,3 дБ; передне-заднее отношение 17,0 дБ. Особый интерес вызывает ситуация с формированием двух лучей у диаграммы направленности, аналогично с ситуацией на рис. 7, при этом в данном случае значение КНД при направлении излучения в 0° составил -3,9 дБи, а по сравнению с ситуацией на рис. 7 произошло значительное сужение уровня боковых лепестков.

В качестве пятой рассматриваемой ситуации выступал случай, когда производилась коммутация центральных внутренних узлов метаматериала – рис. 14.

При выполнении данной операции наибольшие изменения возникли при частоте 13 ГГц, полученная диаграмма направленности приведена на рис. 15.

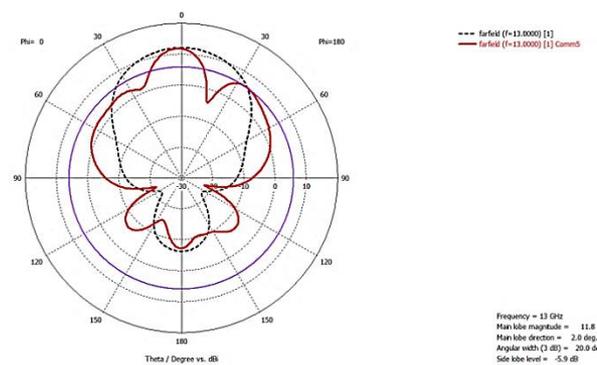


Рис. 15. Диаграмма направленности исследуемой антенны при выполнении коммутаций внутренних центральных слоев в метаматериале – сплошная линия; без коммутаций – пунктирная линия

По полученным результатам на частоте 13 ГГц КНД антенны составил 11,8 дБи; ширина главного лепестка 20,0°; уровень боковых лепестков -5,9 дБ; передне-заднее отношение 19,5 дБ. Таким образом, по полученным данным видно, что применением такого типа коммутации в метаматериале возможно добиться значительного сужения главного лепестка диаграммы направленности в Н-плоскости.

Заключение

Применение метаматериалов в конструкции антенн является перспективным, так как позволяет обеспечить управление важнейшими параметрами антенн в широких пределах, не изменяя физических размеров антенны, а лишь производя коммутацию узлов в структуре ме-

таматериала. Рассмотренная в статье конструкция позволяет производить управление характеристиками пирамидальной рупорной антенной в H-плоскости путем коммутаций узлов интегрированного в конструкцию метаматериала.

Литература

1. Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Third Edition, John Wiley & Sons: New Jersey, 2005. 1047 p.
2. Front-to-back ratio enhanced short pyramidal horn with an integrated linearly tapered slot antenna/Y. Lee, J.

Choi, S. Oh, K. Lee, Y. Kim // 2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings. 2012. Pp. 1076-1078.

3. An OAM-Mode Reconfigurable Array Antenna With Polarization Agility/L. Kang, H. Li, J. Zhou, S. Zheng // IEEE Access. 2020. Vol. 8. Pp. 40445-40452.

4. Ozgun O., Kuzouglu M. Utilization of Anisotropic Metamaterial Layers in Waveguide Miniaturization and Transitions // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2007. Vol. 17. No. 11. Pp. 754-756.

5. Tan C.Y., Selvan K.T. A Performance Comparison of a Ku-Band Conical Horn with an Inserted Cone-Sphere with Horns with an Integrated Dielectric Lens and Metamaterial Loading [Antenna Designer's Notebook] // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2011. Vol. 53. No. 5. Pp. 115-122.

Поступила 13.07.2020; принята к публикации 22.10.2020

Информация об авторах

Ищенко Евгений Алексеевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru

Пастернак Юрий Геннадьевич – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14); старший научный сотрудник научно-исследовательского центра, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а); ведущий инженер, АО «ИРКОС» (129626, г. Москва, Звездный бульвар, д. 21), e-mail: pasternakug@mail.ru

Сиваш Михаил Александрович – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: sivmikha@yandex.ru

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14); Международный институт компьютерных технологий (394026, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)221-00-69, e-mail: fedorov_sm@mail.ru

INVESTIGATION OF THE INFLUENCE OF THE METAMATERIAL PYRAMIDAL HORN INTEGRATED INTO THE CONSTRUCTION ON THE DIRECTIONAL DIAGRAM

E.A. Ishchenko¹, Yu.G. Pasternak^{1,2,3}, M.A. Sivash¹, S.M. Fedorov^{1,4}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

² Military scientific educational center of Military-Air forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air academy”, Voronezh, Russia

³JSC “IRCOS”, Moscow, Russia

⁴International Institute of Computer Technology, Voronezh, Russia

Abstract: the article discusses a metamaterial that is integrated into the structure of a pyramidal horn. Switching the nodes of the metamaterial allows you to control the radiation pattern of the antenna in question. To close the nodes in the lattice of the metamaterial, pin diodes are used, which in the open state have an equivalent circuit, which is a series connection of a resistance of 2.1 Ohm and an inductance of 0.6 nH. The proposed design makes it possible to achieve control over the characteristics of the radiation pattern of the antenna in question over a wide range. Antenna control by the use of metamaterials of various designs is an advanced method of a beam control. To obtain the results, electrodynamic modeling was used in specialized software, on the basis of the results obtained, directional patterns were constructed in the operating range of the horn antenna. The article presents the results of modeling in the form of three-dimensional models of the investigated metamaterial structures, switched nodes; directional diagrams of the received antennas, on which the changes introduced by the switched lines of the metamaterial were determined. The greatest change in the patterns of radiation patterns was observed at frequencies of 13 and 14 GHz, included in the target range of the horn antenna, the main studies were carried out in the H-plane of the horn, since the vertical lines of the metamaterial were subjected to commutation

Key words: pyramidal horn antenna, steerable metamaterial, radiation pattern

Acknowledgments: this research was funded by the grant of the President of the Russian Federation for Young Scientists, the grant number MK-57.2020.9

References

1. Balanis C.A. "Antenna theory analysis and design", New Jersey, John Wiley & Sons, 2005, 1047 p.
2. Lee Y., Choi J., Oh S., Lee K., Kim Y. "Front-to-back ratio enhanced short pyramidal horn with an integrated linearly tapered slot antenna", *Proc. of 2012 Asia Pacific Microwave Conf.*, 2012, pp. 1076-1078.
3. Kang L., Li H., Zhou J., Zheng S. "An OAM-mode reconfigurable array antenna with polarization agility", *IEEE Access.*, 2020, vol. 8, pp. 40445-40452.
4. Ozgun O., Kuzouglu M. "Utilization of anisotropic metamaterial layers in waveguide miniaturization and transitions", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2007, vol. 17, no. 11, pp. 754-756.
5. Tan C.Y., Selvan K.T. "A performance comparison of a Ku-band conical horn with an inserted cone-sphere with horns with an integrated dielectric lens and metamaterial loading [Antenna Designer's Notebook]", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2011, vol. 53, no. 5, pp. 115-122.

Submitted 13.07.2020; revised 22.10.2020

Information about the authors

Evgeniy A. Ishchenko, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru

Yuriy G. Pasternak, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia); Senior Researcher, Military scientific educational center of Military-Air forces "N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air academy" (54A Starykh Bol'shevikov st., Voronezh 394064, Russia); Leading Engineer of JSC "IRCOS" (21 Zvezdnyy blvd., Moscow 129626, Russia), e-mail: pasternakyg@mail.ru

Mikhail A. Sivash, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: sivmikha@yandex.ru

Sergey M. Fedorov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia); International Institute of Computer Technology (29 b Solnechnaya st., Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)221-00-69, e-mail: fedorov_sm@mail.ru

УПРАВЛЯЕМЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ НА ФИЛЬТРАХ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ И СИНТЕЗИРОВАННОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

М.И. Бочаров¹, А.В. Володько^{1,2}

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: проведены исследования качественных характеристик однокаскадных частотно-модулированных (ЧМ) генераторов, выполненных на однокаскадном усилителе по схеме с общим коллектором и узкополосным фильтром на поверхностных акустических волнах (ПАВ) при использовании в качестве управителя частоты синтезированной нелинейной индуктивности (СНИ). Получены расчетные соотношения для определения девиации основной частоты, уровня нелинейных искажений для третьей и пятой гармоник и крутизны модуляционной характеристики, которая практически постоянна как при перестройке генератора по частоте, так и изменении уровня модулирующего сигнала. В результате этого в процессе модуляции уровень паразитной амплитудной модуляции не повышается, что обеспечивает высокую частоту спектра формируемого ЧМ радиосигнала. Проведен анализ полученных технических характеристик, который показал, что исследуемый формирователь ЧМ сигнала при управлении напряжением СНИ практически не создает сдвига центральной частоты, который приводит в процессе модуляции к уменьшению стабильности частоты. Установлено, что при девиации основной частоты около 90 кГц коэффициент нелинейных искажений по третьей и пятой гармоникам составляет менее 1 % и 0.1 % соответственно. Это соизмеримо с уровнем нелинейных искажений ЧМ генератора, в котором в качестве управителя частоты используются варакторы с резким законом изменения вольтфарадной характеристики, обеспечивающей минимально возможные нелинейные искажения при модуляции генераторов с помощью варакторов и практически полным отсутствием этих искажений на четных гармониках

Ключевые слова: ПАВ фильтр, синтезированная нелинейная индуктивность, девиация частоты, нечетные гармоники, нелинейные искажения, крутизна модуляционной характеристики

Введение

В измерительной технике и информационно-телекоммуникационных системах различного назначения широко применяются ЧМ генераторы, выполненные на резонаторах и узкополосных фильтрах поверхностных акустических волн (ПАВ), имеющие технические характеристики, которые по ряду показателей выше по сравнению с управляемыми кварцевыми генераторами с использованием варакторов [1]: большие значения девиации частоты (пределов перестройки по частоте), более высокие уровни генерируемых мощностей, низкий уровень шумового излучения, высокий диапазон рабочих частот и др.

При этом в качестве управителя частоты в основном используются варакторы [1]. Однако им свойственны и существенные недостатки: достаточно высокий уровень нелинейных искажений, а небольшие искажения можно реализовать при коэффициенте нелинейности ВФХ, равным 0,5, что трудно обеспечить как технологически, так и практически, поскольку нелинейность ВФХ сильно зависит как от

напряжения смещения, так и от уровня приложенного к варактору напряжения. Кроме этого параметры варактора нестабильны как во времени, так и при изменении температуры. Недостатком использования варакторов является и низкий уровень ВЧ генерируемых мощностей, при котором реализуется рабочий режим работы, что не отвечает требованиям построения формирователей радиосигналов современных систем связи, работающих на достаточно больших уровнях мощностей, а также позволяет реализовать и высокие качественные характеристики формирователей сигналов различного назначения.

Перспективным является реализация в диапазонах дециметровых и более коротких волн управляемых генераторов на ПАВ фильтрах, имеющих относительно узкие полосы частот с применением управителей частоты, выполненных на СНИ. Возможность расширения диапазона перестройки частоты за счет изменения реактивного сопротивления индуктивного характера известна давно [2]. Однако на практике при использовании в качестве управителей частоты нелинейных индуктивностей даже на относительно низких частотах возникают конструктивные и технологические трудности. Это обусловлено тем, что извест-

ные управляемые индуктивные элементы, выполненные с применением ферромагнитных материалов, имеют низкую технологичность, а на высоких частотах и очень большие потери, что существенно снижает их технические характеристики и возможности применения.

Постановка задачи

Перспективным является применение в качестве управителей частоты СНИ, выполненных с использованием индуктивных элементов с постоянной индуктивностью и электронных ключей с двусторонней проводимостью на транзисторах и полупроводниковых диодах. При этом нелинейность характеристики достигается за счет коммутации транзисторного ключа ВЧ напряжением в моменты времени, при которых протекающий ток через коммутируемую катушку индуктивности равен нулю [3]. Это состояние сохраняется и при изменении уровня управляющего сигнала u_y в течение всего времени воздействия управляющего сигнала без коммутационных потерь, что позволяет выполнить управляемый генератор повышенной мощности, при которой реализуются и высокие энергетические и качественные характеристики формируемого ЧМ генератора [4].

Основные технические характеристики ЧМ генераторов на ПАВ при управлении частотой с применением СНИ рассмотрим на основе типового однокаскадного управляемого генератора, схема которого приведена на рис. 1.

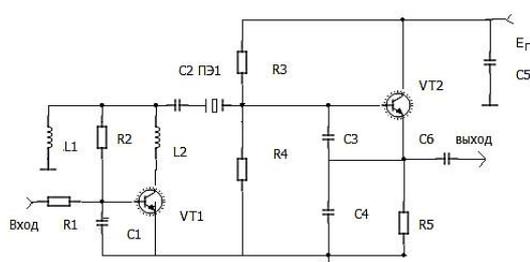


Рис. 1. Принципиальная схема управляемого генератора

Управляемый ПАВ генератор выполнен на транзисторе VT2, катушке индуктивности L1, ПАВ фильтре или пьезоэлементе (ПЭ)1, конденсаторах C2, C3, C4. СНИ выполнена на катушке индуктивности L2, транзисторе VT1 и фазосдвигающей цепи R2, C1, создающей фазовый сдвиг 90^0 между ВЧ током, протекающим через индуктивность L2 и ВЧ напряжением, приложенным к базе транзистора VT1. Такая структура представляет синтезированную нелинейную индуктивность с высокой

добротностью, которая управляется маломощным низкочастотным напряжением, поступающим на ее вход [3].

При реализации ключевого режима транзистора VT1 ВЧ напряжением изменением уровня как входного низкочастотного напряжения, так и напряжения смещения оптимальные условия работы транзистора VT1 сохраняются до частот, на которых проявляется инерционность этого транзистора. В результате потери, вносимые в контур автогенератора, остаются постоянными вплоть до очень высоких частот, на которых не проявляется инерционность транзистора.

Решение поставленной задачи

Для выявления основных характеристик формирователя ЧМ сигналов рассмотрим случай, когда на вход генератора воздействует управляющий гармонический сигнал

$$u = E_c + U_F \cos 2\pi Ft, \quad (1)$$

где E_c - напряжение смещения; U_F, F - амплитуда и частота управляющего сигнала соответственно.

Зависимость управляемой индуктивности СНИ от входного напряжения (1) описывается следующим выражением [5]

$$L_y = L_1 / (1 + l \cdot \arccos \theta), \quad (2)$$

где $l = L_1/L_2$ - коэффициент; $L_1 = L_0 = \text{const}$; $\cos \theta = (E_c + U_F)/U_{и}$; $U_{и}$ - амплитуда коммутирующего ВЧ напряжения, поступающего на базу транзистора VT1 с фазосдвигающей цепи.

Для упрощения расчетных соотношений принимаем $l = 2/\pi$ в этом случае при воздействии управляющего сигнала (1) синусоидальной формы после разложения функции $\arccos \theta$ [6] в степенной ряд, управляемая индуктивность определяется следующим выражением

$$L_y = L_0 (2 - 0.64 u_y - 0.11 u_y^3 - 0.05 u_y^5)^{-1}, \quad (3)$$

где $u_y = u/U_{и}$.

Суммарная (общая) индуктивность последовательного LC-контра автогенератора (рис. 1), образованного параллельным включением индуктивности L_1 и управляемой индуктивности L_y , определяется соотношением

$$L_{\Sigma} = 0.33 L_0 (2 - 0.64 u_y - 0.11 u_y^3 - 0.05 u_y^5)^{-1}. \quad (4)$$

С учетом (3) и (4) генерируемая частота определяется следующим выражением

$$f_r = f_1 [1 - 0.33(L_0/L_{1n})(2 - 0.64u_y - 0.11u_y^3 - 0.05u_y^5)]^{-1}, \quad (5)$$

где $f_1 = (2\pi)^{-1}(L_{1n}C_{1n})^{-0.5}$ - частота последовательного резонанса ПЭ1 (рис. 1); L_{1n} , C_{1n} - динамические индуктивность и емкость эквивалентной схемы ПАВ-фильтра соответственно.

С учетом (5) и при синусоидальном управляющем сигнале (1) девиация основной частоты определяется с помощью соотношения

$$\Delta f_{д1} = 0.33(L_0/L_{1n}) \cdot f_1 (0.32u_y^3 + 0.06 \cdot u_y^3 + 0.033u_y^5). \quad (6)$$

При этом девиация частоты по третьей гармонике определяется выражением

$$\Delta f_{д3} = 0.33(L_0/L_{1n}) \cdot f_1 \cdot (0.06u_y^3 + 0.03u_y^5), \quad (7)$$

а девиация частоты по пятой гармонике с помощью соотношения

$$\Delta f_{д5} = 0.01(L_0/L_{1n}) \cdot f_1 \cdot u_y^5. \quad (8)$$

Крутизна модуляционной характеристики равна отношению приращения девиации основной частоты (6) к амплитуде управляющего сигнала

$$S_m = 0.33(L_0/L_{1n}) \cdot (f_1/U_F) \cdot (0.33 + 0.06u_y^2 + 0.03u_y^4). \quad (9)$$

Характеристики исследуемого генератора (рис. 1) зависят от соотношения между индуктивностями L_1 и L_2 (параметр l) и эквивалентной индуктивностью L_{1n} ПАВ-фильтра. Для оценки качественных характеристик выбираем фильтр с центральной частотой $f_1 = 85.38$ МГц и полосой пропускания $\Delta f = 1.4$ МГц и следующими параметрами элементов контура ПАВ-фильтра. Для оценки качественных характеристик выбираем ПАВ-фильтр с центральной частотой 85.38 МГц и следующими его элементами: $L_{1n} = 87.65$ мкГ, $C_{1n} = 0.04$ пФ и статической емкостью $C_0 = 6$ пФ.

При выборе номинального значения индуктивности L_0 необходимо исходить из того, чтобы обеспечить достаточно большое изменение частоты при достаточно малом соотношении L_0 к L_{1n} , равном (0.04 - 0.06). В этом случае достигается оптимальная перестройка по частоте $\Delta f_0 = f_1 - f_0$, полоса которой определяется с помощью (3).

Необходимо для оптимальной работы генератора обеспечить режим работы ключевого транзистора VT1 с ВЧ коммутирующим напряжением около 1-2 вольт на его входе.

Для управляемого генератора с ПАВ-фильтром с приведенными выше параметрами диапазон перестройки по частоте для $L_0/L_{1n} = 0.05$, полученный с использованием (5), приведен на рис. 2 (сплошная линия) для положительных значений u_y .

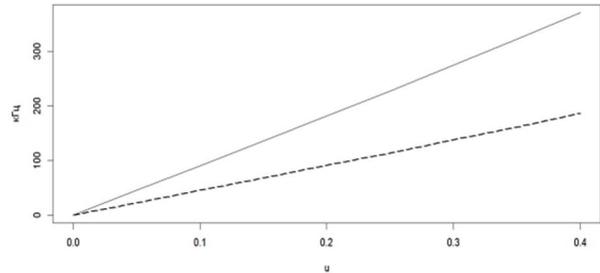


Рис. 2. Перестройка по частоте и девиация основной частоты

При отрицательных значениях u_y эта зависимость практически симметрична.

В этом случае обеспечивается режим работы устройства с девиацией частоты, график которой $\Delta f_{д1}$, полученный с помощью (6), также приведен на этом рисунке (пунктирная линия).

Уровень возникающих при этом нелинейных искажений, определенный с помощью (7) и (8), описывается следующими соотношениями:

$$K_{3F} = 0.18(u_y^2 + 0.09 u_y^4), \quad (10)$$

$$K_{5F} = 0.09 \cdot u_y^4. \quad (11)$$

Эти зависимости приведены на рис. 3: сплошная и штриховая линии соответственно.

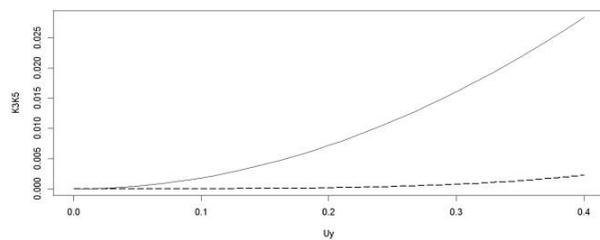


Рис. 3. Коэффициенты нелинейных искажений

Анализ полученных результатов

Из зависимостей, приведенных на рис. 2, следует, что диапазон перестройки по частоте в пределах изменения $u_y = 0-0.4$ составляет около 350 кГц, а линейный режим работы – до 0,3, а девиация частоты составляет 130 кГц. При этом нелинейные искажения по третьей гармонике (рис. 3) составляют около 1.5 %, а для пятой гармонике менее 0.2 %.

Кроме этого диапазон перестройки по частоте и девиацию частоты можно существенно изменять (уменьшать или увеличивать) за счет изменения номинального значения индуктивности L_0 (6) управляющей индуктивности L_{y3} при сохранении линейности Δf_{d1} (7) и обеспечить оптимальный режим работы.

При этом крутизна модуляционной характеристики, определяемая как отношение Δf_{d1} к амплитуде управляющего сигнала U_F , остается практически постоянной и поэтому не возникает паразитная модуляция.

Проведенные исследования показывают, что при использовании в качестве управителя частоты СНИ с характеристикой (2) фактически нет сдвига средней генерируемой частоты, возникающего при изменении уровня управляющего сигнала при использовании в качестве управителей частоты варакторов [7]. Это обусловлено тем, что характеристика (3) СНИ является нечетной функцией. При этом уровни нелинейных искажений на нечетных гармониках формирователя [7] в оптимальном режиме и при коэффициенте нелинейности характеристики варактора, равном 0.5 (резкий переход), сопоставимы. А уровни составляющих с четными гармониками при использовании емкостных управителей выше.

Управляемые ЧМ генераторы с использованием в качестве управителя частоты СНИ являются высокочастотными, поскольку индуктивности L_0 с фиксированным номиналом могут выполняться с применением ферромагнитных материалов до сотен мегагерц, а на более высоких частотах и на полосковых линиях [8]. Ограничение по использованию биполярных транзисторов в качестве ключа для реализации СНИ не столь жесткие, поскольку их переключение ВЧ сигналом происходит в моменты времени, при которых ВЧ ток, протекающий через катушку индуктивности, близок к повышению диапазона их рабочих частот, поскольку коммутационные потери в катушке L_2 при переключении транзистора VT1 высокочастотным напряжением незначительны.

Необходимо отметить, что управляемые ПАВ генераторы с применением СНИ можно реализовывать и на достаточно больших уровнях ВЧ мощностей, поскольку для этого разработаны ПАВ фильтры для эффективной работы при повышенных уровнях мощностей [9], а также катушки индуктивности с постоянным номиналом и малыми потерями вплоть до сантиметровых волн.

Заключение

Проведенные исследования показывают, что управляемые генераторы на ПАВ фильтрах при использовании в качестве управителя частоты синтезированной нелинейной индуктивности имеют более широкий диапазон перестройки, а также более низкие уровни нелинейных искажений на четных гармониках, паразитной модуляции и более высокую стабильность частоты по сравнению с генераторами, управляемыми варакторами.

В диапазоне перестройки крутизна модуляционной характеристики практически постоянна, что важно при построении ВЧ генераторов, удовлетворяющих требованиям ГОСТ.

Кроме этого в диапазонах УВЧ и нижней части СВЧ диапазона выполнение катушек с постоянной индуктивностью технически и технологически реализуемо с малыми потерями, что позволяет реализовать перестраиваемые ПАВ генераторы с более высокой стабильностью частоты.

Литература

1. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991. 264с.
2. Александров А.И. Генераторы высокочастотных колебаний. М.: Связь, 1967. 144 с.
3. А.с. 1378012 СССР, МКИ, кл. H03 С 3/12 Управляемый напряжением генератор / М.И. Бочаров, В.С. Казаков, М.В. Клыкков, О.П. Новожилов; заявл. 20.03.1986; опубл. 29.02.1989; Бюл. № 8. 3 с.; ил.
4. Бочаров М.И., Новожилов О.П. Усилитель мощности частотно-модулированных колебаний на основе мощного автогенератора с фазовой автоподстройкой частоты // Радиотехника. 2008. № 2. С. 100-104.
5. Бочаров М.И. Амплитудный модулятор на синтезированной нелинейной индуктивности // Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та. Сер. Радиоэлектроника и системы связи. 2001. Вып.4.1. С. 27-29.
6. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1980. 651 с.
7. Бочаров М.И., Рыжов А.О. ЧМ-генераторы информационно-телекоммуникационных систем на резонаторах и узкополосных фильтрах на поверхностных акустических волнах // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2017. Т.13. №2. С.75-79.
8. Радиопередающие устройства / М.В. Балакирев, Ю.С. Вохмяков, А.В. Журиков и др.; под ред. О.А. Челнокова. М.: Радио и связь, 1982. 257 с.
9. Синицына Т.В., Прапорщиков В.В., Багдасарян А.С. Резонаторные фильтры для систем связи // Крынка-2004 «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»: материалы четырнадцатой междунар. конф. Украина, 2007. С. 472-473.

Информация об авторах

Бочаров Михаил Иванович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 7-960-131-32-68, e-mail: komandor20132013@mail.ru

Володько Александр Владиславович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14); Международный институт компьютерных технологий (394026, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)221-00-69, e-mail: zavlabvgtu@mail.ru

CONTROLLED GENERATORS ON SAW FILTERS AND OF SYNTHESIZED NONLINEAR INDUCTANCE

M.I. Bocharov¹, A.V. Volod'ko^{1,2}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technology, Voronezh, Russia

Abstract: we investigated qualitative characteristics of the single-stage FM generators made on a single-stage amplifier according to the scheme with a common collector and a narrow-band filter on surface acoustic waves (SAW) using synthesized nonlinear inductance (SNI) as a frequency controller. We obtained the calculated ratios for base frequency deviation, level of nonlinear distortions for third and fifth harmonics and slope of modulation characteristic, which is practically constant both during generator tuning by frequency and change of level of modulating signal. As a result, during modulation, the level of parasitic amplitude modulation does not increase, which provides a high purity of the spectrum of the generated FM radio signal. We carried out an analysis of the obtained technical characteristics, which showed that the FM signal generator under the control of the SNI voltage practically does not create a central frequency shift, which leads to a decrease in frequency stability during modulation. We found that when the main frequency deviates about 90 kHz, the non-linear distortion coefficient for the third and fifth harmonics is less than 1% and 0.1%, respectively. This is comparable to the level of non-linear distortion of the FM generator, in which varactors with a sharp law of changing the voltfarade characteristic are used as a frequency controller, which provides the minimum possible non-linear distortion when modulating generators using varactors and the almost complete absence of these distortions on even harmonics

Key words: SAW filter, synthesized nonlinear inductance, frequency deviation, odd harmonics, nonlinear distortions, slope of modulation characteristic

References

1. Ryzhkov A.V., Popov V.N. "Frequency synthesizers in the radio communication technique" ("Sintezatory chastot v tekhnike radiosvyazi"), Moscow, Radio I svyaz', 1991, 264 p.
2. Aleksandrov A.I. "Generators of high-frequency oscillations" ("Generatory vysokochastotnykh kolebaniy"), Moscow, Svyaz', 1967, 144 p.
3. Bocharov M.I., Kazakov V.S., Klykov M.V., Novozhilov O.P. "Voltage controlled generator" ("Upravlyaemyy napryazheniem generator"), author's certificate 1378012 of the USSR, MKI, kl. H03 C 3/12, 20.03.1986; publ. 29.02.1989; bul. no. 8, 3 p.
4. Bocharov M.I., Novozhilov O.P. "Power amplifier of frequency-modulated oscillations based on a powerful auto-generator with phase automatic frequency adjustment", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2008, no. 2, pp.100-104.
5. Bocharov M.I. "Amplitude modulator on synthesized nonlinear inductance", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2001, vol. 4, no. 1, pp.27-29.
6. Bronstein I.N., Semendyaev K.A. "Handbook of mathematics for engineers and students of Higher Institutions" ("Spravochnik po matematike dlya inzhenerov i uchashchikhsya vtuzov"), Moscow, Nauka, 1980, 651 p.
7. Bocharov M.I., Ryzhov A.O. "FM generators of information and telecommunication systems on resonators and narrow-band filters on surface acoustic waves", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2017, vol. 13, no. 2, pp.75-79.
8. Balakirev M.V., Vokhmyakov Yu.S., Zhurikov A.V. et al., ed. Chelnokov O.A. "Radio-transmitting devices" ("Radiopereadayushchie ustroystva"), Moscow, Radio I svyaz', 1982, 257 p.
9. Sinitsyna T.V., Praporshchikov V.V., Bagdasaryan A.S. "Resonator filters for communication systems", *Proc. of the Fourteenth Int. Conf.: Krynik-2004 Microwave Technology and Telecommunication Technologies (Krynika-2004 «SVCH tekhnika i telekommunikatsionnye tekhnologii»: materialy chetyrnadtsatoy mezhdunar. konf.)*, Ukraine, 2007, pp. 472-473.

Submitted 30.08.2020; revised 22.10.2020

Information about the authors

Mikhail I. Bocharov, Cand. Sc. (Technial), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel.: +7-960-131-32-68, e-mail komandor20132013@mail.ru

Aleksandr V. Volod'ko, Cand. Sc. (Technial), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia); International Institute of Computer Technology (29 b Solnechnaya st., Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)221-00-69, e-mail: zavlabvgtu@mail.ru

Машиностроение и машиноведение

DOI 10.36622/VSTU.2020.16.5.018

УДК 658.5

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ПРОЦЕССА НАНЕСЕНИЯ ЛАКОКРАСОЧНОГО ПОКРЫТИЯ НА АВТОМОБИЛИ**В.Ю. Анцев¹, Н.А. Витчук², П.В. Витчук³, Е.А. Петренко⁴**¹Тулский государственный университет, г. Тула, Россия²Калужский государственный университет им. К.Э. Циолковского, г. Калуга, Россия³Калужский филиал Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана, г. Калуга, Россия⁴ООО «ПСМА Рус», г. Калуга, Россия

Аннотация: одним из важнейших контролируемых параметров при оценке качества лакокрасочного покрытия автомобиля является количество зерен на покрытии кузова. Для снижения количества зерен необходимо осуществлять анализ их вида и происхождения. Такой анализ проводят на трёх слоях: на катафорезном слое, грунтовом и на готовом лакокрасочном покрытии. Приведены результаты анализа количества и вида зерен на всех трёх слоях лакокрасочного покрытия автомобилей на одном из предприятий автомобильного кластера г. Калуги. По результатам анализа был сделан вывод о целесообразности уменьшения сорности на слое катафореза. Это позволит повлиять на качество двух других слоев лакокрасочного покрытия. Уменьшение сорности на слое катафореза возможно на основе модернизации линии подготовки поверхности автомобиля к покраске. Для модернизации линии подготовки поверхности автомобиля к покраске предлагается изменить существующую систему фильтрации рабочего раствора, заменив существующий ленточный фильтр на систему с мешочными фильтрами. Также предлагается оборудовать линию промежуточной емкостью с системой фильтрации для восстановления рабочего раствора. Внедрение предложенных мероприятий позволит снизить расходы на шлифовальные материалы, увеличить производительность на участках инспекции лакокрасочного покрытия автомобиля, снизить расходы на восстановление рабочего раствора

Ключевые слова: лакокрасочное покрытие, сорность, слой катафореза, линия подготовки поверхности к покраске, система фильтрации

Введение

Лакокрасочное покрытие (ЛКП) автомобиля выполняет декоративную и защитную функции. Параметрами, характеризующими декоративные свойства, являются внешний вид, цвет и структура (равномерность, шагренё), а защитные – толщина, твёрдость и адгезия [1]. Эти параметры контролируют при оценке качества ЛКП.

Контроль внешнего вида ЛКП включает визуальный контроль на наличие деформаций, проколов, кратеров и подтёков, а также подсчёт зерен на покрытии кузова и анализ их вида и происхождения [2].

Анализ вида и происхождения зерен на ЛКП осуществляют при помощи портативного микроскопа с целью определения возможности их устранения. Такой анализ проводят на трёх слоях: на катафорезном слое, грунтовом и на готовом ЛКП.

На одном из предприятий автомобильного кластера г. Калуги был проведен анализ количества и вида зерен на всех трёх слоях ЛКП автомобилей. Результаты представлены в табл. 1–3 и в виде диаграмм Парето [3, 4] (рис. 1–3).

Таблица 1

Средние значения видов зёрен на слое катафореза

№ п/п	Наименование зерна	Доля в общем объеме зерен, %
1	Частицы металла	38,45
2	Сварные шарики	18,97
3	Частицы с оборудования	17,19
4	Коричневые капли	13,49
5	Частицы коагулянта	4,21
6	Капли и подтёки	2,85
7	Проколы	2,17
8	Чёрная мастика	1,72
9	Чёрные частицы	0,36
10	Волокно	0,34
11	Кратеры	0,24

Таблица 2

Средние значения видов зёрен на слое грунта

№ п/п	Наименование зерна	Доля в общем объеме зерен, %
1	Частицы металла	31,94
2	Волокно	29,48
3	Частицы с оборудования	13,35
4	Пыль катафореза	12,04
5	Опыл антигравия	11,52
6	Кратер	1,62
7	Волос	0,05

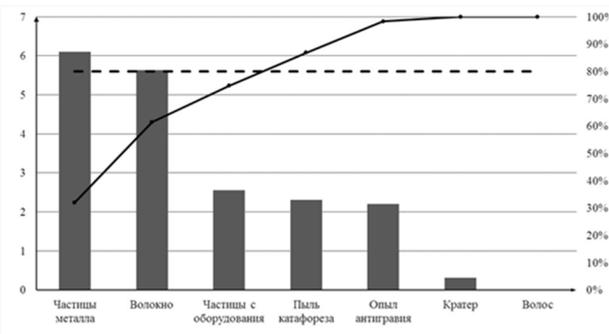


Рис. 2. Соотношение видов зёрен на слое грунта

Таблица 3

Средние значения видов зёрен на готовом ЛКП

№ п/п	Наименование зерна	Доля в общем объеме зерен, %
1	Волокно	25,03
2	Пыль катафореза	16,33
3	Пыль грунта	12,78
4	Частицы с оборудования	12,46
5	Проколы	9,67
6	Частицы металла	6,34
7	Частицы краски	6,02
8	Частицы лака	3,76
9	Частицы в грунте	3,65
10	Опыл краски	2,26
11	Кратер	0,97
12	Разноцветные частицы	0,54
13	Волос	0,21

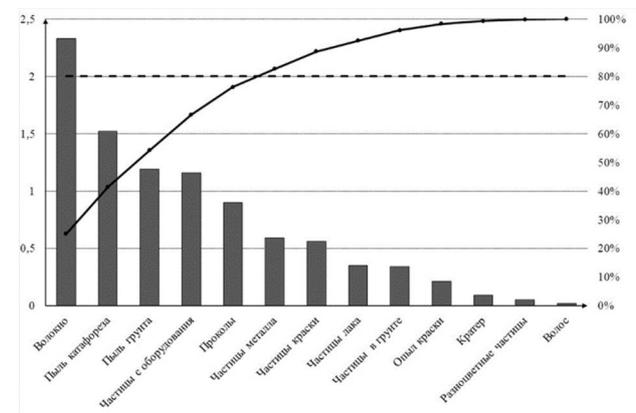


Рис. 3. Соотношение видов зёрен на готовом ЛКП

На основании рис. 1–3 следует, что в первую очередь требуют устранения или снижения количества:

- на слое катафореза: частицы металла, сварные шарики и частицы с оборудования;
- на слое грунта: частицы металла, волокна, частицы с оборудования;
- на готовом ЛКП: волокна, пыль катафореза, пыль грунта, частицы с оборудования.

Частицы металла на слое грунта – это дефекты со слоя катафореза, т.е. пропущенные зёрна при подготовке слоя катафореза к нанесению грунта. Пыль катафореза на готовом ЛКП также является последствием избыточной сорности на слое катафореза. Поэтому уменьшая сорность на слое катафореза, можно повлиять на качество двух других слоев ЛКП.

Постановка задачи

Для улучшения качества слоя катафореза необходимо снизить в нем количество частиц металла и сварных шариков, которые образуются при сварке деталей кузова, а также при шлифовке и рихтовке его поверхности. Избежать появления этих дефектов невозможно, поэтому на финальной инспекции в цеху свар-

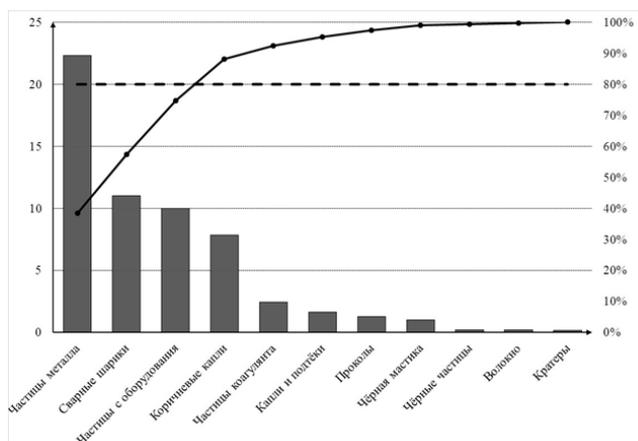


Рис. 1. Соотношение видов зёрен на слое катафореза

ки доступные поверхности кузовов можно очистить от сора с помощью салфеток и пылесоса. Но в кузове есть много скрытых мест, где сор нельзя убрать с помощью подручных средств, соответственно повлиять на его уменьшение на этом этапе практически невозможно.

В связи с этим предлагается снизить сорность слоя катафореза на основе модернизации линии подготовки поверхности автомобиля к покраске.

Линия подготовки поверхности автомобиля к покраске решает следующие задачи: очистку от консервационного масла, подготовку к нанесению функциональных слоёв ЛКП, очистку от сварочного сора. Производственный процесс на данной линии включает в себя семь стадий. В трёх стадиях из семи кузовов полностью погружают в химические растворы. В остальных четырех стадиях кузов омывают со всех сторон орошающими рампами. Для очистки кузова от сварочного сора на всей линии имеются фильтры с магнитными стержнями.

Чтобы улучшить фильтрацию на первой и второй стадиях линии подготовки поверхности предлагается провести комплексную модернизацию системы фильтрации.

Модернизация системы фильтрации

Рассмотрим существующей процесс очистки кузовов на линии подготовки поверхности. Кузова поступают на линию по конвейеру, после чего их промывают рабочим раствором. Сор от промывки кузовов остаётся в рабочем растворе, откуда его необходимо удалять. Чем больше проходит кузовов по линии, тем интенсивнее должна быть очистка рабочего раствора.

На рис. 4 представлена схема системы фильтрации раствора на первой стадии линии подготовки поверхности. Она состоит из двух гидроциклонов и одного ленточного фильтра. Гидроциклоны собирают основную часть сора и каждые десять минут в автоматическом режиме сбрасывают его на ленточный фильтр. Ленточный фильтр представляет собой ёмкость с насосом и датчиком уровня. Сверху этой ёмкости установлен рулонный фильтр. По мере накопления сора на фильтрующей ленте загрязнённый участок автоматически отматывается, оставляя в работе чистый участок ленты. Очищенный рабочий раствор возвращается насосом в стадию.

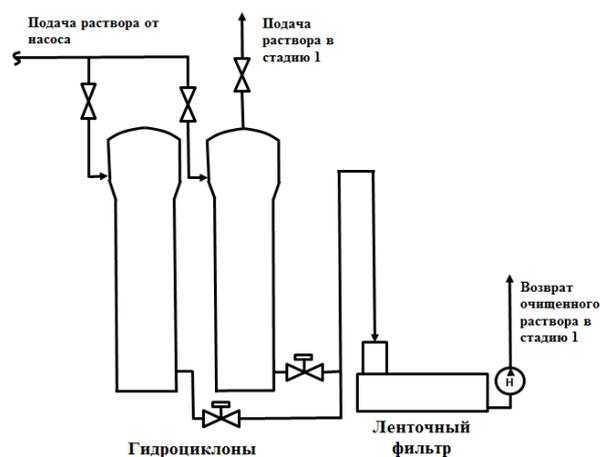


Рис. 4. Система фильтрации первой стадии линии подготовки поверхности

Проведенный на предприятии анализ пробы рабочего раствора после фильтра показал его низкую эффективность. Низкая эффективность фильтра связана с тем, что размер фильтрующей ячейки составляет 150 микрон, а в рабочем растворе присутствует значительное количество сора меньшего размера. Кроме того, иногда случаются переливы рабочего раствора за границу фильтрующей ленты из-за интенсивности сброса с гидроциклонов.

На предприятии была предпринята попытка замены имеющейся фильтрующей ленты на ленту с более мелкой ячейкой. Попытка не увенчалась успехом, поскольку фильтр успевал забиться сором во время одного цикла сброса с гидроциклонов и переставал пропускать жидкость, в результате чего раствор проливался за пределы ленточного фильтра. Кроме этого, в три раза увеличился расход фильтрующей ленты.

Поэтому для улучшения качества фильтрации первой стадии подготовки поверхности было предложено установить дополнительный фильтр в виде короба с тремя мешочными фильтрами (рис. 5). Данную конструкцию предполагается установить рядом с ящиком для отбора проб с первой стадии. Тогда слив с фильтра можно объединить со сливом шкафа отбора проб.

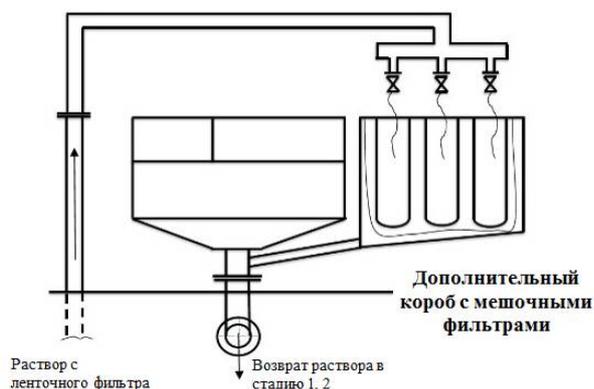


Рис. 5. Схематическое изображение дополнительного фильтра первой и второй стадии подготовки поверхности

Вторая стадия подготовки поверхности автомобиля также имеет систему фильтрации (рис. 6), которая состоит из одного гидроциклона и одного ленточного фильтра. В настоящий момент на циркуляции одного из насосов установлен магнитный фильтр, технологически не связанный с гидроциклоном и ленточным фильтром. Когда раствор циркулирует через магнитный фильтр, он собирает сор из ферромагнитных частиц. По истечении определённого времени (в зависимости от параметров настройки) магнитный фильтр самоочищается, при этом вместе с сором сливается около 200 кг рабочего раствора.

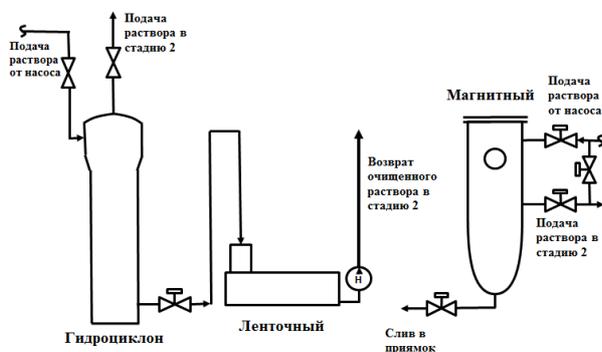


Рис. 6. Система фильтрации второй стадии подготовки поверхности

Для экономии рабочего раствора предлагается между магнитным и ленточным фильтрами установить бак отстойник, представляющий собой промежуточную ёмкость с насосом (рис. 7). Расчетная вместимость промежуточной емкости составляет 1 м^3 , чтобы в неё помещалось до 4-х циклов слива с магнитного фильтра. По достижению заполнения промежуточной емкости насос должен будет откачивать накопленный раствор на ленточный фильтр второй стадии, а накопленный в осадке сор по

мере необходимости можно будет слить в приямок через дренажный слив.

Ленточный фильтр второй стадии такой же, как и на первой стадии, соответственно обладает теми же недостатками. Поэтому на возврате рабочего раствора с ленточного фильтра второй стадии предлагается установить аналогичный рассмотренному ранее бак с мешочными фильтрами для дополнительной фильтрации (рис. 7).

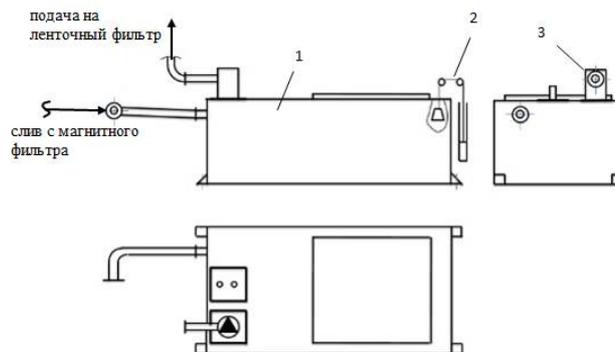


Рис. 7. Промежуточная емкость второй стадии: 1 – емкость, 2 – уровнемер, 3 – насос

Заключение

Внедрение предложенных мероприятий, направленных на модификацию линии подготовки поверхности для лакокрасочного покрытия автомобиля, позволит добиться улучшения следующих показателей:

1. Снижения расходов на шлифовальные материалы на участках инспекции всех слоёв лакокрасочного покрытия.
2. Увеличения производительности на участках инспекции лакокрасочного покрытия автомобиля.
3. Снижения расходов на восстановление раствора второй стадии линии подготовки поверхности при работе магнитного фильтра.

Литература

1. ГОСТ 23554.0–79. Покрытия лакокрасочные. Общие требования по декоративным свойствам. М.: Стандартинформ, 2006. 14 с.
2. ГОСТ 9.402-2004. Единая система защиты от коррозии и старения (ЕСЗКС). Покрытия лакокрасочные. Подготовка металлических поверхностей к окрашиванию. М.: Стандартинформ, 2006. 44 с.
3. Инструменты и методы менеджмента качества: учеб. пособие / С.В. Пономарев, С.В. Мищенко, В.Я. Белобрагин и др. М.: РИА «Стандарты и качество», 2005. 248 с.
4. Анцев В.Ю., Иноземцев А.Н. Всеобщее управление качеством: учеб. пособие. Тула: РИА «Стандарты и качество», Изд-во ТулГУ, 2005. 243 с.

Информация об авторах

Анцев Виталий Юрьевич – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой, Тульский государственный университет (300012, Россия, г. Тула, просп. Ленина, 92), e-mail: Anzev@tsu.tula.ru, тел. +7(903)8402872, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5854-5789>

Витчук Наталья Андреевна – канд. техн. наук, доцент, Калужский государственный университет им. К.Э. Циолковского (248023, Россия, г. Калуга, ул. Степана Разина, 26), e-mail: vitchuk.natalya@mail.ru, тел. +7(920)8888112, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4250-8956>

Витчук Павел Владимирович – канд. техн. наук, доцент, Калужский филиал Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана (248000, Россия, г. Калуга, ул. Баженова, 2), e-mail: zzzventor@ya.ru, тел. +7(920)8888114, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7916-5056>

Петренко Евгения Андреевна – инженер-технолог, ООО «ПСМА Рус» (248903, Россия, Калужская область, г. Калуга, с. Росва), e-mail: evgeniya0406@mail.ru, тел. +7(930)7516988

IMPROVING THE QUALITY OF THE PAINT COATING PROCESS ON CARS

V.Yu. Antsev¹, N.A. Vitchuk², P.V. Vitchuk³, E.A. Petrenko⁴

¹Tula State University, Tula, Russia

²Kaluga State University named after K.E. Tsiolkovski, Kaluga, Russia

³Bauman Moscow State Technical University (Kaluga Branch), Kaluga, Russia

⁴PSMA Rus LLC, Kaluga, Russia

Abstract: one of the most important controlled parameters in assessing the quality of the paint coating of a car is the number of grains on the body coating. To reduce the amount of grains, it is necessary to analyze their type and origin. This analysis is carried out in three layers: in the cataphoretic layer, soil and in the finished paint coating. The article presents the results of the analysis of the number and type of grains in all three layers of paint coating of cars at one of the enterprises of the Kaluga automobile cluster. Based on the results of the analysis, it was concluded that it was advisable to reduce dirt in the cataforesis layer. This will affect the quality of the other two paint layers. Reduction of strength in cataforesis layer is possible on the basis of modernization of line for preparation of a car surface for painting. To upgrade the line for preparing the surface of a car for painting, it is proposed to change the existing system for filtering the working solution, replacing the existing tape filter with a system with bag filters. It is also proposed to equip the line with an intermediate tank with a filtration system to restore the working solution. The implementation of the proposed measures will reduce the cost of grinding materials; increase the performance at the inspection areas of the paint coating of a car, lower operating solution recovery costs

Key words: paint coating, dirt, cataforesis layer, surface preparation line for painting, filtration system

References

1. GOST 23554.0-79 “Paint coatings. General requirements for decorative properties”, Moscow, Standartinform, 2006, 14 p.
2. GOST 9.402-2004 “Unified corrosion and aging protection system (EPPS). Paint coatings. Preparation of metal surfaces for painting”, Moscow, Standartinform, 2006, 44 p.
3. Ponomarev S.V., Mishchenko S.V., Belobragin V.Ya. “Quality management tools and methods” (“Instrumenty i metody menedzhmenta kachestva”), Moscow, Standarty i Kachestva, 2005, 248 p.
4. Antsev V.Yu., Inozemtsev A.N. “Total quality management” (“Vseobshchee upravlenie kachestvom”), Tula State University, 2005, 243 p.

Submitted 05.09.2020; revised 21.10.2020

Information about the authors

Vitaliy Yu. Antsev, Dr. Sc. (Technical), Professor, Tula State University (92 Lenina prospekt, Tula 300012, Russia), e-mail: Anzev@tsu.tula.ru, tel. +7 (903) 8402872, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5854-5789>

Natal'ya A. Vitchuk, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Kaluga State University named after K.E. Tsiolkovsky (26 Stepana Razina str., Kaluga 248023, Russia), e-mail: vitchuk.natalya@mail.ru, tel. +7 (920) 8888112, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4250-8956>

Pavel V. Vitchuk, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Bauman Moscow State Technical University (Kaluga Branch) (2 Bazhenova str., Kaluga 248000, Russia), e-mail: zzzventor@ya.ru, tel. +7 (920) 8888114, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7916-5056>

Evgeniya A. Petrenko, engineer-technologist, PSMA Rus LLC (p. Rosva, Kaluga 248903, Kaluga Region, Russia), e-mail: evgeniya0406@mail.ru, tel. +7 (930) 7516988