

ISSN 1818-0442

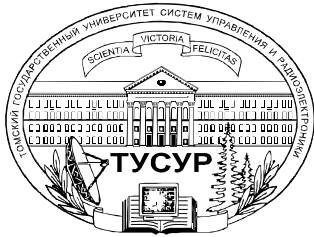
Доклады ТУСУРа. 2016 • Том 19, №2

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

2016 • Том 19, № 2





Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
Том 19, № 2, 2016**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

Гл. редактор:

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора:

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

Р.В. Мещеряков, д.т.н., проф.

Ю.А. Шарыгин, д.т.н., проф.

Редакционный совет:

М.П. Батура, д.т.н., проф. (Минск)

Б.А. Беляев, д.т.н., проф.
(Красноярск)

А.Г. Буймов, д.т.н., проф.

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф. (Москва)

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

В.М. Исаев, д.т.н. (Мытищи)

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Ю.Н. Кульчин, академик РАН
(Владивосток)

В.Ш. Меликян, чл.-корр. НАН
Республики Армения (Ереван)

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.К. Сарьян, академик НАН
Республики Армения (Москва)

В.В. Шайдуров, чл.-корр. РАН
(Красноярск)

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарыгин, д.т.н., проф.

Ответственный секретарь:

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент

Адрес редакции:

634050, г. Томск,
пр. Ленина, 40, ТУСУР,
тел. (382-2) 51-22-43

Свидетельство
о регистрации МНС РФ
1027000867068
от 13 октября 2004 г.

Подписной индекс 20648
в каталоге Агентства
«Роспечать»: газеты и журналы

Издательство

**Томского государственного
университета систем управления
и радиоэлектроники**
634050, Томск, пр. Ленина, 40,
тел. (382-2) 51-21-21

Оригинал-макет выпуска подготовлен
и отпечатан тираж ИП В.М. Бочкарева
Техн. редактор В.М. Бочкарева
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 25.06.2016.

Формат 60×84 1/8.

Усл. печ. л. 9,12

Тираж 500. Заказ 11

Содержание

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

Бурдовицин В.А., Бакеев И.Ю., Зенин А.А., Золотухин Д.Б., Казаков А.В., Климов А.С., Медовник А.В., Окс Е.М., Тюньков А.В.	
Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников	5
Гошин Г.Г., Трубочев А.А.	
Экспериментальное исследование автодина на диоде Ганна.....	11
Запасной А.С., Беличенко В.П., Мироньчев А.С.	
Пространственный интерференционный масштаб и его роль в ближнепольной диагностике биологических тканей и сред	14
Саяпин В.Ю., Тисленко В.И.	
Исследования уровня подавления интермодуляционных искажений в нелинейном усилителе мощности с системой предискажения сигнала.....	18
Куроптев П.Д., Левяков В.В., Фатеев А.В.	
Широкополосная рупорная антенна диапазона 0,8–30 ГГц.....	23
Мухин А.В., Доманов С.К.	
Исследование отклонения диаграммы направленности офсетной антенны эллиптической поляризации	28
Ерохин В.В.	
Управление мощностью в синхронных системах с кодовым разделением каналов на основе оценки времени задержки сигнала	31
Кальчихин В.В., Кобзев А.А., Краснолобов И.М., Тихомиров А.А.	
Система устранения внешних естественных помех в измерительном канале оптического осадкомера.....	35

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

Гапонов В.С., Дашевский В.П., Бизин М.М.	
Модернизация программно-аппаратного обеспечения модельных сервоприводов для использования в антропоморфных робототехнических комплексах	41
Грибанова Е.Б., Алимханова А.Н., Тугар-оол П.Э.	
Информационная система рейтинговой оценки объектов экономики	51
Будков В.Ю., Савельев А.И., Вольф Д.А.	
Методика исследования параметров речевого сигнала, отражающих истинность передаваемой информации	56
Мулин П.В., Березуев А.В., Кушнир Д.М.	
Способ совместного управления вектором тяги и рулем высоты для повышения точности автоматического управления траекторным движением самолета при посадке	61
Шелупанов А.А., Смолина А.Р.	
Теоретические аспекты автоматизации формирования частных методик производства компьютерно-технической экспертизы	67

Куксенко С.П., Суровцев Р.С. Сравнение вычислительных и аналитических оценок ускорения многократного решения СЛАУ блочным LU-разложением	71
---	----

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Михальченко Г.Я., Муликов Д.С. Установившиеся режимы работы преобразователя частоты с активным выпрямителем.....	79
Колмаков Н.М., Баховцев И.А., Гарганеев А.Г. Анализ гистерезисного управления по напряжению автономного инвертора напряжения	84
Запольский С.А., Загородских Е.В., Школьный В.Н., Шиняков Ю.А., Осипов А.В. Анализ способов реализации мягкого переключения транзисторных ключей повышающего преобразователя для энергосистемы космического аппарата	90
Гарганеев А.Г., Падалко Д.А. О самовозбуждении электрических машин с позиций теории автоматического управления	94
Смирнов Г.В., Смирнов Д.Г. Пропитка обмоток электрических машин магнитодиэлектрическим композитом с ультрадисперсным никель-цинковым наполнителем	99
Новые требования с 2016 г.	103

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

УДК 537.5

В.А. Бурдовицин, И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин, Д.Б. Золотухин,
А.В. Казаков, А.С. Климов, А.В. Медовник, Е.М. Окс, А.В. Тюньков

Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников

Представлены результаты исследования характеристик и возможных применений электронных источников с плазменным катодом в диапазоне давлений 3–30 Па.

Ключевые слова: разряд, плазма, форвакуум, электронный источник, электронный пучок, формирование и применение.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-5-10

Источники электронов с плазменным катодом прочно заняли свою нишу среди устройств генерации электронных пучков [1]. Отдельный интерес представляют так называемые форвакуумные источники, конструкции, параметры и возможные применения которых описаны в [2]. Вместе с тем к настоящему времени получен ряд результатов, уточняющих и расширяющих представления об особенностях функционирования и возможностях таких источников. Изложению этих результатов посвящена настоящая статья.

Источник сфокусированного электронного пучка

Реализация операций сварки, резки, размерной обработки, а также испарения материалов для нанесения покрытий требует формирования электронного пучка с высокой [3] (не менее 100 кВт/см²) плотностью мощности. Такие величины сравнительно просто достигаются в высоковакуумных электронно-лучевых установках. При этом основная причина дефокусировки пучка – кулоновское расталкивание электронов – преодолевается увеличением ускоряющего напряжения. В форвакууме кулоновское взаимодействие практически сведено к нулю из-за ионной компенсации заряда пучка, но появляются другие обстоятельства, осложняющие фокусировку. Первое состоит в невозможности увеличения ускоряющего напряжения до величин свыше 15–20 кВ из-за высокой вероятности пробоя ускоряющего промежутка. Второе связано с рассеянием электронного пучка на газовых молекулах в результате упругих и неупругих взаимодействий. Для решения вопроса о возможности достижения требуемых параметров пучка были проведены эксперименты на установке, представленной на рис. 1. В экспериментах [4] использовался форвакуумный плазменный источник электронов (рис. 2) на основе разряда с полым катодом 1. Для эффективной фокусировки отбор электронов из плазмы осуществлялся через одиночный эмиссионный канал в аноде 2, диаметр и протяженность которого составляли 0,75 и 1 мм соответственно. При ускоряющем напряжении до 20 кВ, приложенном к аноду 2 относительно заземленного электрода 3, источник обеспечивал генерацию непрерывного электронного пучка 4 с током в

десятки миллиампер. Электроны, извлеченные из плазмы 5, формировались в пучок магнитной фокусирующей системой 6. Развертка электронного пучка производилась с использованием электромагнитной системы отклонения.

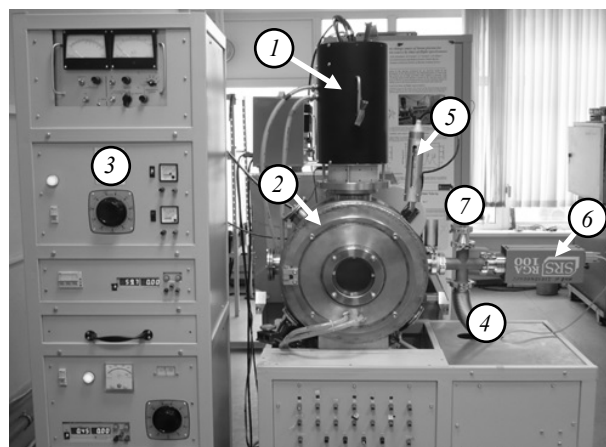


Рис. 1. Экспериментальный стенд: 1 – форвакуумный источник электронов; 2 – вакуумная камера; 3 – блок питания; 4 – система вакуумной откачки; 5 – термопарный вакуумметр; 6 – квадрупольный масс-анализатор RGA-100; 7 – фланец для ионизационного вакуумметра ПМИ-2

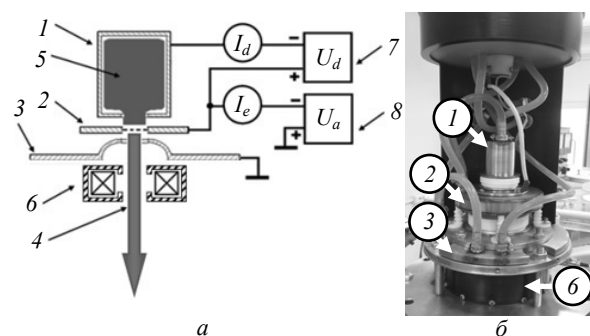


Рис. 2. Электродная схема (а) и фотография общего вида (б) форвакуумного плазменного источника электронов: 1 – полый водоохлаждаемый катод; 2 – анод с перфорированным электродом; 3 – ускоряющий электрод (экстрактор); 4 – цилиндрический электронный пучок; 5 – эмиссионная плазма; 6 – фокусирующая система; 7 – источник питания разряда; 8 – источник ускоряющего напряжения

Измерение диаметра пучка проводилось методом «отклонения», общий принцип которого описан в [4]. При подаче на отклоняющую катушку синусоидального напряжения пучок совершал колебания вдоль прямой линии, поочередно пересекая две протяженные щели, выполненные в металлической пластине системы измерения диаметра пучка. Ширина щелей составляла 0,2 мм, а расстояние между ними – 5,6 мм. Расположенный под пластиной коллектор, подключенный к осциллографу, регистрировал токовый сигнал. Типичная осциллограмма этого сигнала представлена на рис. 3. Диаметр d_b пучка определялся из простого соотношения

$$d_b = \frac{l \cdot \tau}{T}, \quad (1)$$

где T – время между максимумами двух соседних пиков; τ – ширина пика на полувысоте.

Применение указанной методики позволило измерить диаметр пучка в зависимости от различных параметров: давления газа, тока и энергии пучка. Основные результаты сводятся к следующему. Снижение давления газа, равно как и повышение ускоряющего напряжения неизменно вызывают уменьшение диаметра пучка, что, скорее всего, обусловлено ослаблением рассеяния электронов. Повышение тока пучка от 5 до 20 мА практически не влияет на диаметр при давлении P газа (гелия) 10 Па и приводит к снижению диаметра при $P = 30$ Па (рис. 4). Причин такого поведения может быть две. Первая причина заключается в самофокусировке за счет взаимодействия электронного пучка с создаваемым им магнитным полем. Вторая связана с образованием пучковой плазмы за ускоряющим электродом и формированием плазменной линзы [4]. Генерация плотной пучковой плазмы и ее заметное влияние на эмиссионные характеристики и условия формирования электронного пучка представляют собой одну из характерных особенностей форвакуумных плазменных источников электронов. Для сравнения следует отметить, что в области высокого вакуума увеличение тока пучка всегда приводит к возрастанию его диаметра.

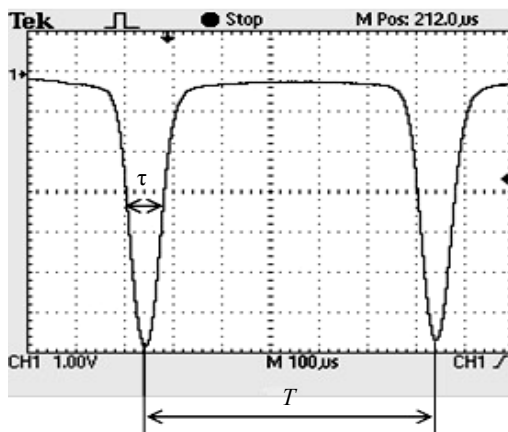


Рис. 3. Осциллограмма сигнала с коллектора системы измерения диаметра пучка

Увеличение диаметра пучка с повышением давления газа – ожидаемое, и оно может быть связано с рассеянием электронов на молекулах остаточного газа. Тем не менее, как видно из результатов экспериментов, представленных на рис. 4, даже в условиях форвакуума плазменный источник электронов обеспечивает возможность фокусировки электронных пучков до субмиллиметровых размеров. При этом плотность мощности электронного пучка в кроссовере достигает 10^5 Вт/см².

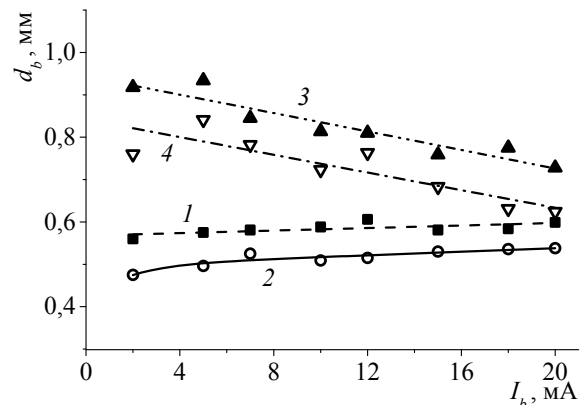


Рис. 4. Зависимость диаметра d_b пучка от тока I_b в пучке: 1 – $U_a = 14$ кВ, $P = 10$ Па; 2 – $U_a = 18$ кВ, $P = 10$ Па; 3 – $U_a = 14$ кВ, $P = 30$ Па; 4 – $U_a = 18$ кВ, $P = 30$ Па

В форвакуумной области давлений плотность мощности электронного пучка, а следовательно, и его яркость, в 3–4 раза ниже соответствующих параметров электронного пучка, генерируемого плазменными источниками в традиционной области давлений 10^{-2} – 10^{-1} Па [5]. Однако достигнутый в форвакуумных плазменных источниках уровень плотности мощности электронного пучка оказывается достаточным для прецизионной обработки диэлектриков, в частности высокотемпературной керамики. На рис. 5 в качестве демонстрационного примера приведен результат использования форвакуумного плазменного источника электронов для прожигания отверстия в кубике с гранью 1,5 см из алюмооксидной керамики.

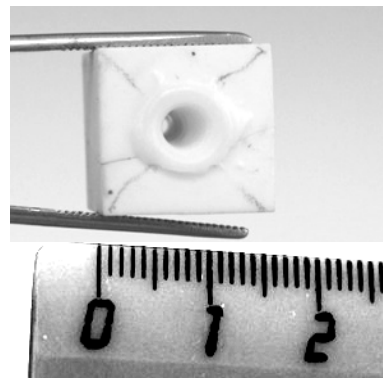


Рис. 5. Отверстие в алюмооксидной керамике, просверленное электронным пучком (ускоряющее напряжение 18 кВ, ток в пучке 15 мА)

Еще одно перспективное направление применения сфокусированного электронного пучка в форвакууме состоит в послойном спекании керамического порошка. Эксперименты проводились на той же установке (см. рис. 1) в условиях развертки электронного пучка. Растр, состоящий из 25 строк, заполнял площадку размером $10 \times 10 \text{ мм}^2$. Частота строчной и кадровой развертки 1,5 кГц и 60 Гц соответственно. В качестве спекаемого материала был взят композитный порошок системы оксид циркония – оксид алюминия с массовым соотношением 6:1 с размером зерен 1–10 мкм. Слой порошка размещался в графитовом тигле. Спекание проводилось при непрерывном сканировании пучком диаметром 1 мм при токе пучка 10 мА и ускоряющем напряжении 14 кВ (плотность мощности пучка 140 Вт/см^2) в течение 15 мин. При этом для предотвращения разлета частиц порошка из-за интенсивного газовыделения при нагреве порошок предварительно обезгаживался в течение 45 мин путем постепенного повышения мощности пучка до требуемого уровня. Результат спекания, представленный на рис. 6, свидетельствует о принципиальной возможности электронно-лучевого спекания керамического порошка.

Поскольку в доступных источниках отсутствуют сведения о применении электронного пучка для указанных целей, то полученный результат следует считать пионерским.



Рис. 6. Внешний вид слоя порошка системы оксид циркония – оксид алюминия, спеченного электронным пучком (деления миллиметровые)

Испарение материалов и газометаллическая плазма

Как отмечалось выше, уникальность форвакуумного электронного источника состоит в его способности генерировать газовую пучковую плазму. Причем этот эффект может рассматриваться не только как побочный, но и как результат действий, направленных на создание плазмы с параметрами, достаточными для различных применений [2]. Дальнейшим развитием этих работ стали эксперименты по генерации газометаллической плазмы. Схема эксперимента показана на рис. 7. Форвакуумный электронный источник 1, установленный на

фланце вакуумной камеры 2, генерировал электронный пучок 3 с током до 100 мА и энергией 2–15 кэВ.

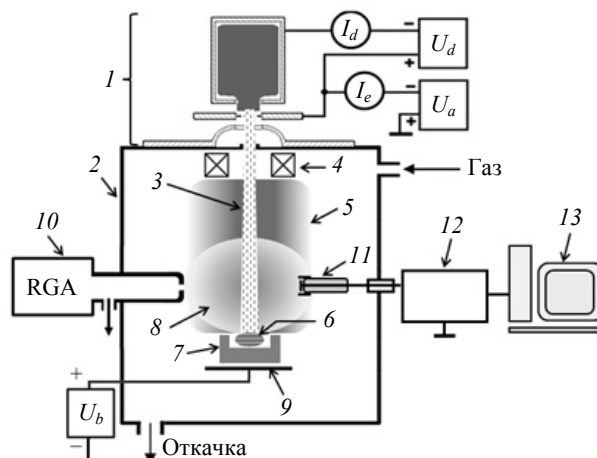


Рис. 7. Схема экспериментальной установки:

- 1 – плазменный источник электронов; 2 – вакуумная камера; 3 – пучок электронов; 4 – фокусирующая система; 5 – пучковая газовая плазма; 6 – медная мишень; 7 – графитовый тигель; 8 – металлическая плазма; 9 – коллектор; 10 – масс-анализатор ионов; 11 – одиночный зонд Ленгмюра; 12 – генератор; 13 – компьютер

Сфокусированный магнитной фокусирующей системой 4 до диаметра 4–6 мм пучок транспортировался через пространство вакуумной камеры, заполненное газом (воздух, гелий) при давлении 2–12 Па, и создавал плотную газовую плазму 5 на пути к мишени 6, изготовленную из испаряемого металла. Мишень располагалась в подвижном графитовом тигле 7. Конструкция тигля позволяла подводить мишень под пучок для ее испарения. Под воздействием электронного пучка производился нагрев мишени, испарение и частичная ионизация испаренного материала с образованием плазмы 8 металла. Масс-зарядовый состав пучковой плазмы определялся с помощью модифицированного квадрупольного масс-спектрометра 10 RGA-100, функционирующего в режиме анализатора ионов пучковой плазмы [6,7]. Параметры плазмы исследовались плоским одиночным зондом 11. Зондовая характеристика снималась с зондом с использованием специально разработанного генератора 12, сопряженного с персональным компьютером 13.

Масс-спектры (рис. 8, а, б) указывают на наличие в плазме ионов газов, в том числе молекулярных (ОН, H_2O), и металла, т.е. меди и цинка соответственно, причем сигнал спектрометра для ионов металла превышает сигнал ионов газа. Это означает, что в пучковой плазме концентрация ионов испаряемого металла выше, чем концентрация ионов газа. Таким образом, предложенный в работе метод позволяет получить поток ионов металла, достаточный для применения в технологиях. Как показали результаты зондовых измерений, повышение давления гелия, а также испарение меди приводят к возрастанию концентрации и электронной температуры

плазмы. Возрастание концентрации представляется ожидаемым результатом, в то время как повышение температуры требует пояснений.

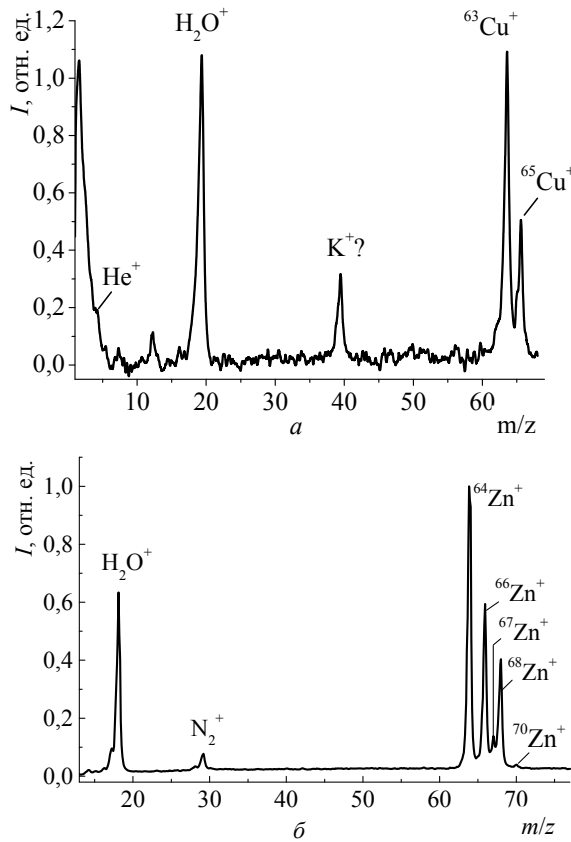


Рис. 8. Масс-зарядовый спектр ионов плазмы при испарении меди (а) и цинка (б) ($P = 7$ Па, $U_a = 10$ кВ, $I_e = 100$ мА)

С нашей точки зрения разумной представляется аргументация, основанная на обнаруженном в [8] экспериментальном факте, показывающем, что добавка молекулярного газа к атомарному снижает температуру пучковой плазмы. Указанный эффект обусловлен затратами энергии на возбуждение колебательных степеней свободы. Поскольку в газовой атмосфере вакуумной камеры присутствуют пары воды, то увеличение давления гелия снижает относительное содержание водяных паров, а следовательно, может быть причиной повышения электронной температуры. Появление в газовой фазе паров металла оказывает более сильное воздействие, поскольку наряду с возрастанием содержания атомов вызывает сорбцию паров воды осаждающимися слоями металла. Приведенные результаты свидетельствуют о возможности применения плазменного электронного источника для генерации газометаллической плазмы с контролируруемыми параметрами. До выполнения настоящей работы единственный способ создания газометаллической плазмы заключался в использовании дугового разряда.

Источник ленточного пучка

Важное достоинство источников с плазменным катодом состоит в возможности генерации электронных пучков с различной формой поперечного

сечения, определяемой, по сути дела, лишь эмиссионным окном. В частности, в [2] описан источник электронного пучка ленточной конфигурации. При транспортировке такого пучка возникает проблема его расширения, что затрудняет использование пучка. В существующих работах указанная проблема решалась применением продольного магнитного поля, создаваемого катушками, размещаемыми непосредственно в вакуумной камере. В целях предотвращения перегрева такие катушки приходилось размещать в боксы, охлаждаемые трансформаторным маслом, в результате чего существенно сокращался полезный объем и ограничивались возможности размещения диагностического оборудования. В связи с этим была поставлена задача разработки устройства, обеспечивающего генерацию и транспортировку ленточного электронного пучка без сопровождающего магнитного поля. Эта задача была успешно решена оптимизацией электродов ускоряющего промежутка [9].

Схематические изображения электродной системы источника приведены на рис. 9, а и б. Отмеченная выше оптимизация проведена с использованием траекторного анализа при помощи трёхмерного кода КОБРА3-ИП.

В качестве варьируемых параметров были взяты поперечный размер d эмиссионного окна в ускоряющем электроде, а также протяженность l ускоряющего промежутка (см. рис. 9, б). Угол между плоскими частями вставок и плоскостью анода был максимально близок к углу для пушки Пирса с параллельным потоком. В эксперименте изменение геометрии ускоряющего промежутка осуществлялось размещением в нем металлических вставок δ , электрически соединенных с ускоряющим электродом. Результат расчета представлял собой набор 500 траекторий электронов (рис. 10), равномерно эмитированных различными участками эмиссионного окна. Расчет проводился в двумерном приближении.

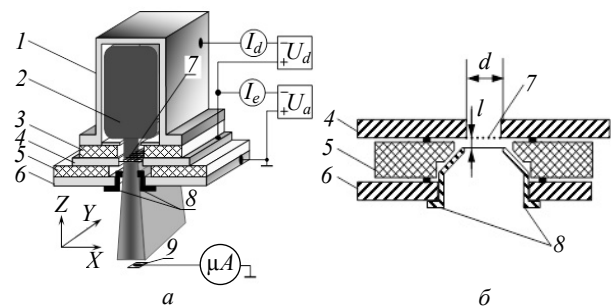


Рис. 9. Схема источника ленточного электронного пучка: 1 – полый катод; 2 – плазма; 3, 5 – изоляторы; 4 – анод; 6 – экстрактор (ускоряющий электрод); 7 – вольфрамовая сетка; 8 – металлические вставки; 9 – перемещаемый коллектор

Результаты моделирования, помимо траекторий в плоскости XOZ (см. рис. 10), позволяли получать нормированные распределения плотности тока (рис. 11), из которых на полувысоте определялся поперечный размер электронного пучка d_p .

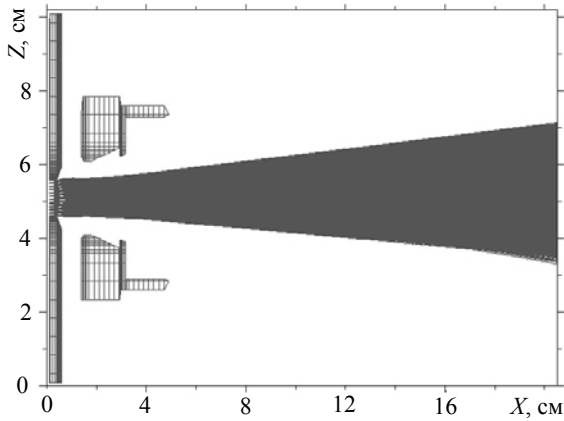


Рис. 10. Распределение траекторий электронов ($l = 8 \text{ мм}, d = 20 \text{ мм}$)

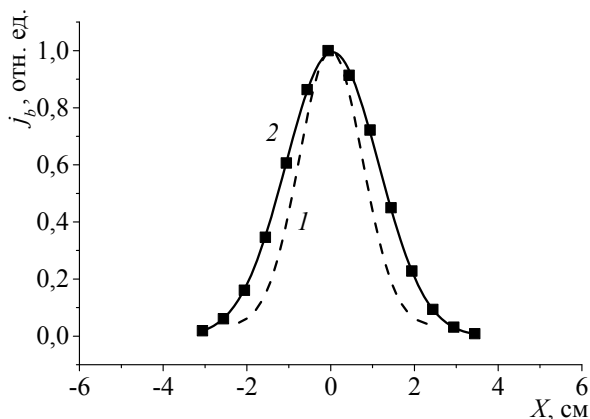


Рис. 11. Нормированные расчетное (1) и экспериментальное (2) распределения плотности тока ленточного пучка ($l = 4 \text{ мм}, U_a = 8 \text{ кВ}, I_b = 100 \text{ мА}, P = 5 \text{ Па}$)

Импульсный источник на основе дугового разряда

Еще одна отличительная особенность плазменных источников заключается в сравнительной простоте реализации импульсного режима работы путем управления разрядом, создающим эмиссионную плазму. В опубликованной монографии [2] описан форвакуумный источник, в котором для образования эмиссионной плазмы использовался тлеющий разряд с полым катодом. Источник неплохо зарекомендовал себя в экспериментах по модификации органических диэлектриков. В то же время при обработке высокотемпературных неорганических диэлектриков, в частности керамик, обнаружилась нехватка мощности в импульсе. Попытка повышения плотности эмиссионной плазмы путем увеличения тока разряда не привела к положительным результатам, поскольку разряд неконтролируемым образом переходил в дуговую форму, причем катодные пятна возникали хаотично в любом месте катодной полости. Это вызывало появление неоднородностей эмиссионной плазмы и, как следствие, неоднородное распределение плотности тока по сечению пучка и даже пробой ускоряющего промежутка. В связи с этим была поставлена задача реализации импульсного режима с использованием контролируемого дугового разряда. Конфигурация разрядного промежутка

источника показана на рис. 12. Катод 1 источника представлял собой медный стержень. Однородность эмиссионной плазмы обеспечивалась привязкой катодного пятна к торцевой части медного катода 1 и расширением плазмы дугового разряда в полном аноде. Рабочая поверхность катода ограничивалась керамической трубкой 2. Анодный электрод 3 имел вид стакана. Эмиссионная граница плазмы формировалась в ячейках сетчатого эмиссионного электрода 4. Поскольку дуговой разряд не имеет принципиальных ограничений по току, то предельный ток пучка определяется лишь пропускной способностью ускоряющего промежутка. Приведенные на рис. 13 радиальные распределения плотности тока свидетельствуют о высокой однородности электронного пучка по его сечению.

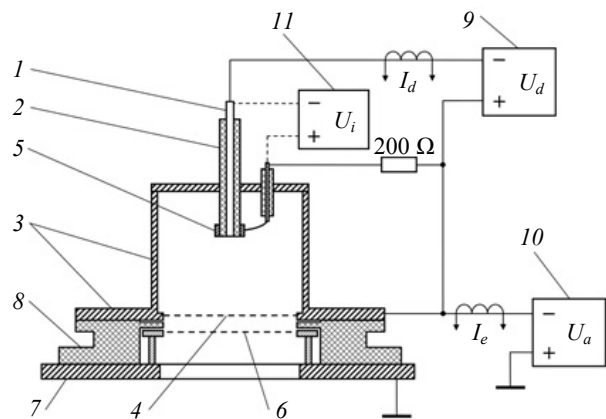


Рис. 12. Схема экспериментального макета: 1 – катод; 2 – керамический изолятор; 3 – анод; 4 – эмиссионное окно; 5 – поджигающий электрод; 6 – экстрактор; 7 – фланец вакуумной камеры; 8 – капролоновый изолятор; 9 – импульсный блок питания разряда; 10 – блок питания ускоряющего напряжения; 11 – генератор поджигающих импульсов

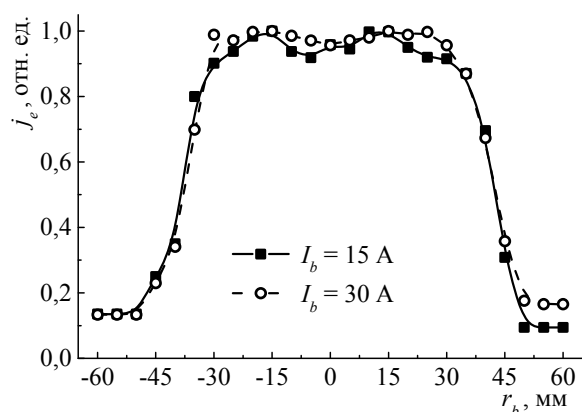


Рис. 13. Радиальные распределения приведенной величины плотности j_e тока электронного пучка при различном токе I_b пучка (расстояние от экстрактора $L = 75 \text{ мм}, U_a = 8 \text{ кВ}, P = 3 \text{ Па}$, рабочий газ – воздух)

Заключение

Основные результаты сводятся к следующему. Достигнутые параметры форвакуумных электронных источников позволили расширить область воз-

можных применений. В частности, с использованием развертки острогофокусированного пучка удалось спечь слой порошковой системы оксид циркония – оксид алюминия, что в перспективе сулит создание 3D-технологии изделий из диэлектрических материалов. Ленточный пучок был успешно применен для генерации плоского плазменного образования в отсутствие сопровождающего магнитного поля. Создаваемая пучковая плазма пригодна для применения в плазмохимии, а также для обработки поверхностей. Успешное применение импульсного пучка было продемонстрировано при модификации поверхности керамики.

Работа выполнена в рамках Договора № 02.G25.31.0189 с Министерством образования и науки РФ.

Литература

1. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.
2. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Ю.Г. Юшков. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 287 с.
3. Электронно-лучевая обработка материалов / В.Н. Алехнович, А.В. Алифанов, А.И. Гордиенко, И.Л. Пობоль. – Минск: Белорусская наука, 2006. – 319 с.
4. Особенности фокусировки электронного пучка плазменного источника в форвакуумном диапазоне давлений / А.А. Зенин, И.Ю. Бакеев, Ю.А. Бурачевский, А.С. Климов, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2016. – Т. 42, вып. 13. – С. 104–110.
5. О параметрах электронного пучка пушки с плазменным эмиттером / С.Ю. Корнилов, Н.Г. Ремпе, А. Beniash, N. Murray, T. Hassel, C. Ribton // Письма в ЖТФ. – 2013. – Т. 39, вып. 19. – С. 1–8.
6. Modified quadrupole mass analyzer RGA-100 for beam plasma research in forevacuum pressure range / D.B. Zolotukhin, A.V. Tyunkov, Yu.G. Yushkov, E.M. Oks // Rev. Sci. Instrum. – 2015. – Vol. 86, No. 12. – P. 123301.
7. Генерация ионов магния в пучковой плазме форвакуумного электронного источника / А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин, К.П. Савкин // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 4(34). – С. 60–62.
8. Lock E.H. Experimental and theoretical evaluations of electron temperature in continuous electron beam generated plasmas / E.H. Lock, R.F. Fernsler, S.G. Walton // Plasma Sources Sci. Technol. – 2008. – Vol. 17, No. 2. – P. 025009.
9. Формирование ленточного электронного пучка форвакуумным плазменным источником электронов / А.С. Климов, В.А. Бурдовицин, А.А. Гришков, Е.М. Окс, А.А. Зенин, Ю.Г. Юшков // Прикладная физика. – 2015. – № 1. – С. 35–39.

Бурдовицин Виктор Алексеевич

Д-р техн. наук, профессор каф. физики ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: burdov@fet.tusur.ru

Бакеев Илья Юрьевич

Аспирант каф. физики
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: bakeeviyu@mail.ru

Зенин Алексей Александрович

Ст. науч. сотрудник каф. физики
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: zenin1988@gmail.com

Золотухин Денис Борисович

Аспирант каф. физики
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: ZolotukhinDen@gmail.com

Казakov Андрей Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: andrykazakov@gmail.com

Климов Александр Сергеевич

Докторант каф. физики
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: klimov@main.tusur.ru

Медовник Александр Владимирович

Доцент каф. физики
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: MedovnikAV@mail.ru

Окс Ефим Михайлович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. физики
Тел.: +7 (382-2) 41-47-12
Эл. почта: oks@fet.tusur.ru

Тюньков Андрей Владимирович

Доцент каф. физики
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: andrew71@sibmail.com

Burdovitsin V.A., Bakeev I.Yu., Zenin A.A.,
Zolotukhin D.B., Kazakov A.V., Klimov A.S.,
Medovnik A.V., Oks E.M., Tjunkov A.V.

Experience in the development and application of fore-vacuum plasma electron sources

Experimental results on research and possible application of electron beams created by plasma sources in fore-vacuum are presented. The sources forming the continuous and pulse beams of various configurations are considered: focused, cylindrical, ribbon. The presence of gas in a vacuum chamber promotes formation of beam plasma which provides charge leakage from the isolated targets and does possible electron beam processing of dielectrics. Experimentally confirmed possible application of electron beams are shown: drilling and dimensional processing of ceramics, evaporation of ceramics and coatings deposition, sintering of ceramic powder, modification of ceramic and polymer surfaces.

Keywords: plasma sources, development, electron beams, application, fore-vacuum, dielectric treatment, beam plasma generation.

УДК 621.373.52

Г.Г. Гошин, А.А. Трубачев

Экспериментальное исследование автодина на диоде Ганна

Представлены результаты экспериментального исследования параметров автодинного устройства на диоде Ганна трёхсантиметрового диапазона длин волн, используемого в качестве генератора и преобразователя частоты. Приведены частотные зависимости коэффициентов передачи и шума автодина, измеренные при изменении режима работы диода по постоянному току.

Ключевые слова: автодин, диод Ганна, коэффициент шума, коэффициент усиления.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-11-13

Применение автодинных приёмопередающих устройств является предпочтительным при создании малогабаритных систем ближней радиолокации, так как их использование позволяет значительно упростить конструкцию сверхвысокочастотного (СВЧ) тракта. Простота конструкции достигается благодаря тому, что в автогенераторе СВЧ-колебаний одновременно совмещаются функции собственно генератора электромагнитных волн, усилителя и детектора отражённого излучения. Нелинейность активного элемента генератора позволяет без развязывающих и дополнительных устройств выделять полезный сигнал [1].

Так как автодин является приёмопередающим устройством (генераторно-преобразовательным), экспериментальное исследование, которому посвящена данная работа, проходило в два этапа. На первом этапе фиксировались генераторные (передающие) характеристики автодина (частота, мощность и спектр выходного сигнала), на втором – приёмные (преобразовательные) коэффициент шума (КШ) и коэффициент усиления (КУ). Для проведения первой части исследований использовалась экспериментальная установка, схема которой представлена на рис. 1.

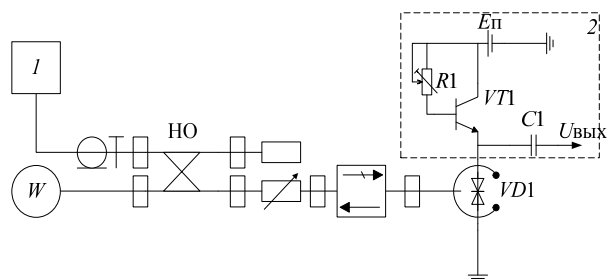


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для исследования выходных характеристик автодина

Диод Ганна $VD1$ типа AA736 был помещён в волноводный резонатор с сечением выходного волновода 23 на 10 миллиметров с возможностью регулировки согласования импедансов диода и нагрузки [2, 3] для обеспечения оптимального режима работы. Схема регистрации и питания 2 от источника постоянного напряжения обеспечивает необходимое напряжение питания диода Ганна и преобразование

переменного тока, вызванного внешним воздействием. в напряжение за счет комплексного входного сопротивления биполярного транзистора $VT1$ (КТ913Б) со стороны эмиттера [4]. Значение напряжения смещения на диоде регулируется базовым током, устанавливаемым сопротивлением подстроечного резистора $R1$. При подаче питания на диод $VD1$ в нем возникают колебания СВЧ-тока (эффект Ганна) [5]. Волноводный выход автодина подключен к вентиллю, который не пропускает в резонатор отражённые от нагрузки волны, улучшая согласование. Выход вентилля подключен к переменному поляризованному аттенуатору (ДЗ-33А), на котором устанавливается необходимое затухание (для недопущения критического уровня мощности СВЧ-сигнала на входы измерительных приборов). Аттенуатор соединен с направленным ответвителем (НО), который обеспечивает ответвление части сигнала на вход анализатора спектра I (Agilent E4408B) и термисторного измерителя мощности W (МЗ-21А с преобразователем М5-42). На рис. 2 изображён спектр измеренного выходного сигнала автодина.

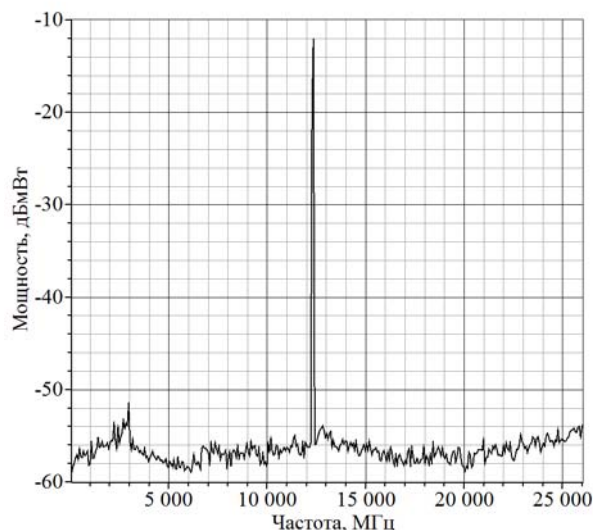


Рис. 2. Спектр сигнала на выходе автодина, измеренный в диапазоне от 10 МГц до 26 ГГц

Как следует из графика на рис. 2, частота выходного сигнала равна $f_0 = 12,3$ ГГц. Анализ спектра проводился также в диапазоне от 10 МГц до 26 ГГц.

В спектре выходного сигнала не наблюдается вторая гармоника сигнала. Затем были измерены мощность и частота выходного сигнала автодина при изменении напряжения на диоде Ганна. Результаты исследования представлены на рис. 3.

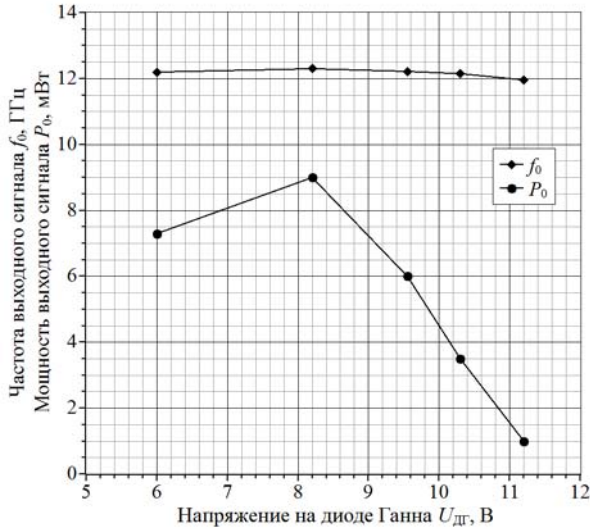


Рис. 3. График зависимостей мощности P_0 и частоты f_0 выходного сигнала автодина

Как видно из графика на рис. 3, оптимальным, с точки зрения максимальной выходной мощности, является напряжение на диоде Ганна $U_{дг} = 8,2$ В, при котором выходная мощность составляет около 9 мВт. Изменение напряжения на диоде задавалось в пределах от 0 до 12 В, однако при значениях ниже 6 В наблюдалось нарушение формы спектра выходного сигнала, а при увеличении более 11,5 В – падение мощности до нуля. Поэтому исследуемый диапазон был выбран в пределах $U_{дг}$ от 6,2 до 11,2 В.

Для оценки работы параметров автодина в качестве СВЧ-преобразователя частоты было проведено исследование зависимостей КШ и КУ. Для этого была использована экспериментальная установка, схема которой изображена на рис. 4.

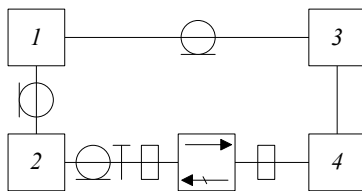


Рис. 4. Схема экспериментальной установки для исследования параметров автодина в качестве преобразователя

Измеритель коэффициента шума (ИКШ) 1 (Х5М-04) через коаксиальный кабель подключен к генератору шума 2 (Agilent 346С), который генерирует шумовой сигнал в диапазоне частот от 10 МГц до 26 ГГц. Для предотвращения попадания мощности СВЧ-сигнала с выхода автодина 4 в генератор шума между ними включен вентиль. Схема регистрации автодинного сигнала 3 преобразует изменения среднего тока, протекающего в цепи питания диода, в переменное напряжение (преобразованный сигнал

промежуточной частоты), который поступает на вход ИКШ. Измерение КШ и КУ автодина проводилось в диапазоне промежуточных частот от 10 до 200 МГц. На рис. 5 и 6 представлены графики зависимостей КШ и КУ от частоты при различных значениях напряжения на диоде Ганна $U_{дг}$. Изменение напряжения $U_{дг}$ находилось в пределах от 6,2 до 11,2 В с интервалом 1 В, при этом при изменении от 8,2 до 11,2 не наблюдалось значительного изменения характеристик, поэтому промежуточные графики на рисунках не приведены.

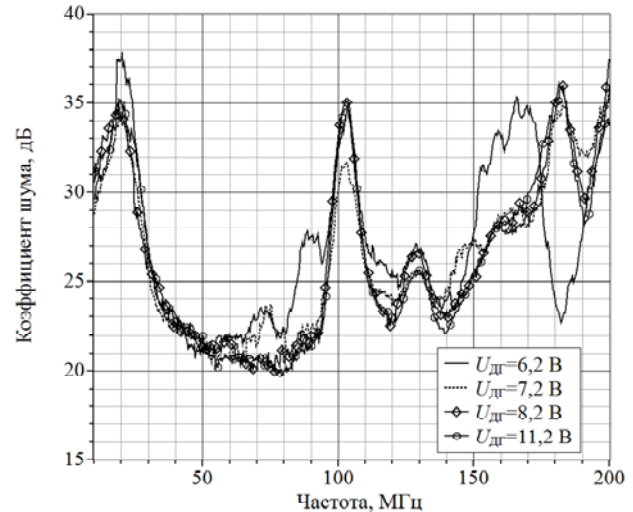


Рис. 5. Графики зависимостей коэффициента шума автодина при различных значениях напряжения $U_{дг}$

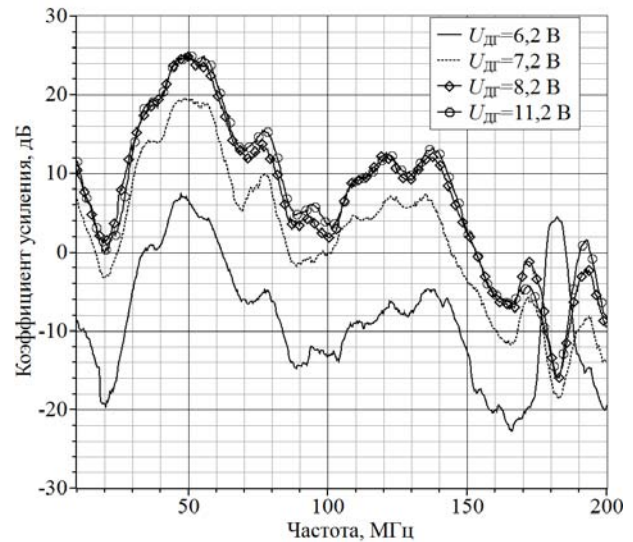


Рис. 6. Графики зависимостей коэффициента усиления автодина при различных значениях напряжения $U_{дг}$

Как видно из графиков на рис. 5, увеличение напряжения $U_{дг}$ с 6,2 до 8,2 В приводит к уменьшению КШ в измеряемой полосе частот. Следует отметить, что при увеличении напряжения $U_{дг}$ от 8,2 до 11,2 В изменение характеристик практически не происходит и наблюдается явно выраженный минимум КШ в диапазоне промежуточных частот от 50 до 90 МГц. Значение КШ в этой полосе не превышает 22 дБ. Анализируя графики зависимостей КУ от

частоты, приведённые на рис. 6, можно сделать вывод, что при увеличении $U_{дг}$ от 6,2 до 8,2 В КУ автодина возрастает во всем исследуемом диапазоне частот. При дальнейшем увеличении $U_{дг}$ до 11,2 В характеристика КУ практически не меняется. Стоит отметить, что при напряжениях на диоде Ганна от 8,2 до 11,2 В коэффициент усиления в полосе частот от 10 до 150 МГц принимает строго положительные значения и имеет максимальное значение 25 дБ на частоте 50 МГц, на которой также наблюдается минимум коэффициента шума.

Сравнивая графики на рис. 3, 5 и 6, можно сделать вывод, что изменение напряжения $U_{дг}$ от 8,2 до 11,2 В приводит к значительному изменению мощности генерируемого сигнала (от 9 до 1 мВт), однако не влияет на ход частотных зависимостей КШ и КУ.

Результаты проведенных исследований позволяют проводить настройку автодина в зависимости от конкретного применения и проводить расчёты на системном уровне для оценки энергетических параметров устройств на основе автодина.

Литература

1. Автодинные мини-радары КВЧ-диапазона / С.Д. Воторопин, В.Я. Носков // 15-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико'-2005): матер. конф. – Севастополь: Вебер, 2005. – С. 937–938.
2. Мощный импульсный СВЧ-генераторный модуль / А.А. Титов, В.П. Пушкарев, Б.И. Авдоченко // 19-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико'-2009). Севастополь: матер. конф. – Севастополь: Вебер, 2009. – С. 87–88.
3. Проектирование резонансной системы генератора СВЧ-колебаний на диоде Ганна двухсантиметрового диа-

пазона длин волн / А.А. Трубачев, В.А. Кочумеев, И.В. Шухлов // Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: матер. конф. Томск, 10–11 ноября 2012 г. – Томск: В-Спектр, 2012. – С. 78–81.

4. Носков В.Я. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ / В.Я. Носков, С.М. Смольский // Техника и приборы СВЧ. – 2009. – № 1. – С. 14–26.

5. Левинштейн М.Е. Эффект Ганна / М.Е. Левинштейн, Ю.К. Пожела, М.С. Шур. – М.: Сов. радио, 1975. – 288 с.

Гошин Геннадий Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 70-15-18

Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

Трубачев Анатолий Андреевич

Ассистент каф. СВЧКР

Тел.: +7 (382-2) 70-15-18

Эл. почта: trubachevaa@gmail.com

Goshin G.G., Trubachev A.A.

Experimental research of autodyne based on Gunn diode

The article presents the results of experimental research of the autodyne device's parameters based on Gunn diode. Device used as oscillator and frequency converter working in three-centimeter wavelength range.

Keywords: autodyne, Gunn diode, noise figure, gain.

УДК 53.082, 537.86

А.С. Запасной, В.П. Беличенко, А.С. Мироньчев

Пространственный интерференционный масштаб и его роль в ближнепольной диагностике биологических тканей и сред

Показано, что наряду с квазистатическим и волновым пространственными масштабами при ближнепольной диагностике биологических тканей и сред следует учитывать «интерференционный» пространственный масштаб, проявляющийся в условиях диагностики перекрывающимися эванесцентными полями систем активных зондов. Проведено электродинамическое моделирование структуры поля двух конических коаксиальных зондов ближнепольного интерференционного микроскопа в области перекрытия возбуждаемых ими эванесцентных полей.

Ключевые слова: ближнепольная диагностика, интерференционный масштаб, биологические ткани и среды, интерференционный поток энергии, эванесцентные поля, микроволновый микроскоп.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-14-17

Сочетание хорошей проникающей способности СВЧ-излучения и возможности получения очень высокого разрешения в эванесцентных полях, значительно превосходящего известные фундаментальные пределы Аббе и Релея, уже достаточно давно привлекает внимание исследователей из самых разных областей знания. В настоящее время коммерческие версии ближнепольных микроволновых микроскопов разработаны и выпускаются фирмами различных стран. Они находят широкое применение в радиоэлектронике, материаловедении, дефектоскопии. В то же время, по мере развития технологии ближнепольного зондирования, явственно ощущается желание найти для нее возможно более широкую нишу в медицине. Однако биологические ткани и среды представляют собой очень сложные объекты исследования, чем и объясняется не слишком большой прогресс в данной области.

Наиболее важными параметрами являются диэлектрические свойства биологических тканей. Еще в первой половине 90-х годов был проведен обширный круг исследований, результаты которых представлены в [1–4]. Позднее другая группа исследователей [5, 6] проделала чрезвычайно большой объем работы, имеющей конечной целью разработку способов высокоточной и достоверной неинвазивной диагностики онкологических заболеваний. При этом были предложены важные критерии, относящиеся к выбору размера образца ткани молочной железы для которого была бы обеспечена необходимая точность измерений зондами в виде открытого конца коаксиальной линии, имеющими отличающиеся размеры (диаметром 2,2 и 3,58 мм). Подчеркнуто, что полученные данные актуальны не только для определения характеристик тканей молочной железы, но и в случае иных биологических тканей как с низким, так и высоким содержанием воды. Проведенный в [6] анализ диэлектрических свойств 354 образцов нормальных тканей молочной железы показал довольно большой разброс, вследствие существенной неоднородности ткани.

Правда, некоторые исследователи [7] утверждают, что в ближайшие годы возможен все же прорыв в животрепещущей проблеме ранней диагно-

стики карциномы (злокачественной опухоли молочной железы). Весьма перспективными представляются способ измерения электродинамических параметров биологических тканей и реализующее этот способ устройство [8]. Основываясь на комплексе проведенных исследований, авторы разработки предлагают использовать её для:

- определения наличия опухолевого очага в ткани исследуемого органа и оценки границы его роста;

- оценки степени и характера кровотока в паренхиматозных органах (печень, почки) в норме и патологии;

- оценки проводимости при реперфузии (восстановлении кровотока) органа;

- диагностики дерматологических заболеваний кожи без нарушения ее целостности.

Предпринимаются также попытки осуществления ближнепольной СВЧ-диагностики и в других областях медицины. В частности, в [9] предлагается использовать ее для диагностики функциональной активности ростковых зон костей детей и подростков.

Проведенные в последнее время независимые исследования нескольких групп показывают, что для увеличения разрешающей способности и чувствительности ближнепольной СВЧ-диагностики наряду с традиционным «квазистатическим» пространственным масштабом большое значение имеет так называемый «волновой» масштаб (см., например, [10]). Однако этот вывод был сделан при подробном теоретическом и экспериментальном изучении технологии «одностороннего» ближнепольного зондирования. Результаты нашей работы [11] указывают на то, что в условиях осуществления зондирования перекрывающимися эванесцентными полями нескольких активных зондов наблюдается проявление существенно иного пространственного масштаба, который мы называем интерференционным.

Пространственный интерференционный масштаб в перекрывающихся эванесцентных полях системы активных зондов

Наиболее естественным образом наличие пространственного интерференционного масштаба можно продемонстрировать на примере теоретиче-

ского анализа модельной задачи о зондировании биологической среды с привлечением теоремы Пойнтинга [12]. Эта задача формулируется следующим образом.

Слой биологической среды толщиной L с неоднородным по координате z профилем комплексной диэлектрической проницаемости $\epsilon(z) = \epsilon'(z) - i\epsilon''(z)$ и $\mu = \mu_0$, размещен в свободном пространстве с действительными материальными параметрами ϵ_0, μ_0 и находится в эванесцентных полях двух резонансных зондов (рис. 1).

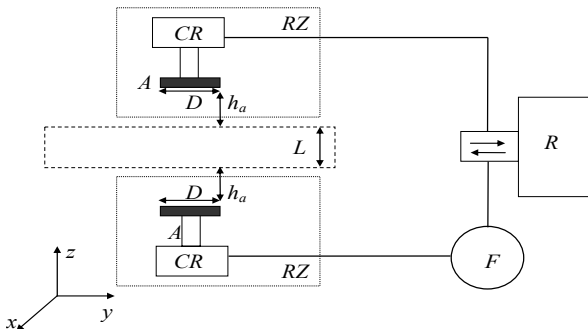


Рис. 1. Схема зондирования слоя биологической среды: A – антенна, CR – согласующий резонатор, R – рефлектометр, RZ – резонансный зонд, F – фазовращатель

Зонд 1 содержит электрически малую антенну A , апертура которой примыкает к верхней границе слоя. Зонд 2 аналогичен по структуре зонду 1; апертура его антенны примыкает к нижней границе слоя. Предполагается, что толщина слоя и поглощение в нем таковы, что эванесцентное поле отдельного зонда, проникая в слой через ближайшую к зонду границу слоя, не выходит из него через другую границу. Однако при этом внутри слоя имеется область перекрытия эванесцентных полей зондов (см. рис. 1). В результате в этой области будет иметь место формирование интерференционного потока энергии [11], который, во-первых, окажет влияние на величину входного импеданса $Z_{1,2} = R_{1,2} + jX_{1,2}$ каждого из зондов даже в случае однородной среды. Во-вторых, скажется влияние на импеданс и неоднородности биологической среды по координате z . Это приведет к тому, что изменится, например, спектр коэффициента отражения $R_1(f)$ излучения от входа первого зонда (f – частота излучения). В эксперименте указанный спектр может быть измерен с помощью панорамного рефлектометра. Задача в конечном итоге заключается в установлении факторов, влияющих на структуру отклика $R_1(f)$, на произвольное возмущение профиля диэлектрической проницаемости $\epsilon(z)$.

Решение задачи

Вообще для расчета коэффициента отражения по мощности $R_1(f)$ от входа зонда 1 можно воспользоваться методикой, изложенной в [13]. Наиболее трудоёмким оказывается расчёт импеданса

$Z_1 = R_1 + jX_1$ антенны зонда 1. Он определяется характером распределения в пространстве полей $\{\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1\}$ и $\{\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2\}$ зондов 1 и 2 с учетом их взаимодействия с неоднородным слоем среды.

Наша задача более простая: необходимо качественно оценить влияние на импеданс факторов, связанных с перекрытием (наложением) эванесцентных полей зондов внутри слоя. В силу сделанных при постановке задачи предположений, а также линейности поставленной задачи расчётные соотношения [12], основывающиеся на теореме Пойнтинга, приобретают следующий вид:

$$R_1 = R_{1d} + R_{1r} = \frac{\omega}{|I|^2} \int_V \text{Im} \epsilon |\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2|^2 dV + \frac{1}{|I|^2} \int_S \text{Re} [\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1^*] ds, \quad (1)$$

$$X_1 = X_{1L} - X_{1C} = \frac{\omega \mu_0}{|I|^2} \int_V |\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2|^2 dV - \frac{\omega}{|I|^2} \int_V \text{Re} \epsilon |\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2|^2 dV, \quad (2)$$

где I – электрический ток, протекающий через определенное сечение антенны.

Из (1) следует, что активная часть импеданса определяется, во-первых, поглощением (R_{1d}) в слое и, во-вторых, излучением (R_{1r}) в область над слоем. При вычислении первого интеграла в (1) интегрирование проводится только в пределах области, занимаемой слоем, поскольку только в этой области $\text{Im} \epsilon \neq 0$. В подынтегральную функцию второго интеграла в (1) входят только электрическое и магнитное поля, обусловленные излучением антенной зонда 1. Это объясняется тем, что по условиям задачи поле антенны зонда 2 не проникает через слой в область, примыкающую к его верхней границе. В качестве поверхности интегрирования S может быть выбрана произвольная плоскость, размещенная над зондом 1.

Если представить электрические поля, создаваемые зондами в слое, в виде

$$\mathbf{E}_1 = |\mathbf{E}_1| \exp(j\phi_{1e}) \text{ и } \mathbf{E}_2 = |\mathbf{E}_2| \exp(j\phi_{2e}),$$

то для квадрата модуля суммы этих полей получается следующее выражение:

$$|\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2|^2 = [\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2][\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2]^* = |\mathbf{E}_1|^2 + |\mathbf{E}_2|^2 + 2|\mathbf{E}_1||\mathbf{E}_2| \cos j(\phi_{1e} - \phi_{2e}). \quad (3)$$

Из (1) и (3) видно, что составляющая R_{1d} активной части импеданса зонда 1 определяется не только полями первого и второго зондов, но и (при $\phi_{1e} - \phi_{2e} \neq \pi/2$) интерференцией этих полей. Отсюда следует вывод о том, что разность начальных фаз полей зондов 1 и 2 сказывается на действительной части входного импеданса. Причем степень влияния этого фактора зависит и от значения $\text{Im} \epsilon$.

Реактанс X_1 , как это следует из формулы (2), определяется полями во всем пространстве. Причем его индуктивная составляющая зависит от энергии,

запасенной магнитным полем, а ёмкостная – от энергии, запасенной электрическим полем. Если принять во внимание, что для квадрата модуля суммы магнитных полей в слое имеет место выражение

$$\begin{aligned} |\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2|^2 &= [\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2][\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2]^* = \\ &= |\mathbf{H}_1|^2 + |\mathbf{H}_2|^2 + 2|\mathbf{H}_1||\mathbf{H}_2|\cos j(\varphi_{1m} - \varphi_{2m}), \end{aligned} \quad (4)$$

где φ_{1m} и φ_{2m} – начальные фазы полей \mathbf{H}_1 и \mathbf{H}_2 , то можно заключить, что ближнепольная интерференция полей зондов в слое более существенно сказывается на реактивной части X_1 входного сопро- твления.

Электродинамическое моделирование ближнепольного зондирования перекрывающимися эванесцентными полями двух активных зондов

Электродинамическое моделирование проводилось с использованием пакета программ CST Microwave Studio. Модель зондирующей системы включала два идентичных, обращенных апертурами навстречу друг другу конических коаксиальных рупора длиной по 36 см; диаметры центрального и внешнего проводников в раскрытие рупора составляли 3 и 7 см соответственно, а промежуток между апертурами был равен 5 см. Возбуждение рупоров производилось посредством волноводных портов с одинаковыми характеристиками, но для сигнала второго порта задавался сдвиг фазы относительно сигнала на первом порте. В результате расчета были получены распределения электрического и магнитного полей в полосе частот от 0,2 до 10 ГГц.

Картинки распределения поля в системе на частоте 3 ГГц представлены далее. Рисунок 2 демонстрирует динамику формирования перекрывающихся эванесцентных полей в ближней зоне зондов и зависимость их поведения от разности начальных фаз ($\Delta\varphi$) полей в зондах: *a* – $\Delta\varphi=0^\circ$, *b* – $\Delta\varphi=15^\circ$, *в* – $\Delta\varphi=30^\circ$, *г* – $\Delta\varphi=45^\circ$, *д* – $\Delta\varphi=90^\circ$. Можно видеть, что в каждом из зондов распространяется ТЕМ-волна. Между апертурами зондов отмечается начало процесса формирования поля излучения. Непосредственно вблизи концов центральных проводников зондов имеет место локализация ближнего поля. При этом примерно посередине от концов зондов имеется область малого поля, размеры которой заметно меньше диаметра центрального проводника. С увеличением $\Delta\varphi$ происходит смещение и деформация этой области. Уже при $\Delta\varphi=45^\circ$ начинает отчетливо проявляться преимущественная локализация ближнего поля в окрестности конца центрального проводника левого зонда. Причем в наибольшей степени отмеченная локализация наблюдается при $\Delta\varphi=90^\circ$. Представленные результаты моделирования вполне согласуются с выводами работы [11]. В этой работе при теоретическом исследовании структуры ближнего поля нескольких систем простейших излучателей была выявлена возможность эффективно управления параметрами интерференционных

поточков энергии, формируемых в ближних перекрывающихся полях излучателей.

Эта возможность подтверждена и в данной работе на основе строго электродинамического моделирования реальной зондирующей системы. Важно подчеркнуть, что параметрами интерференционного потока энергии, формируемого в промежутке между апертурами зондов, можно управлять, причем электрическим путем, а именно изменяя разность фаз полей зондов. Это управление выражается в «подчеркивании» одной из компонент интерференционной составляющей вектора Пойнтинга. Указанное обстоятельство означает, что выделенный достаточно малый объем исследуемой биологической ткани или среды может быть диагностируем в условиях гибкого изменения режима его облучения эванесцентными полями системы зондов (причем неподвижной).

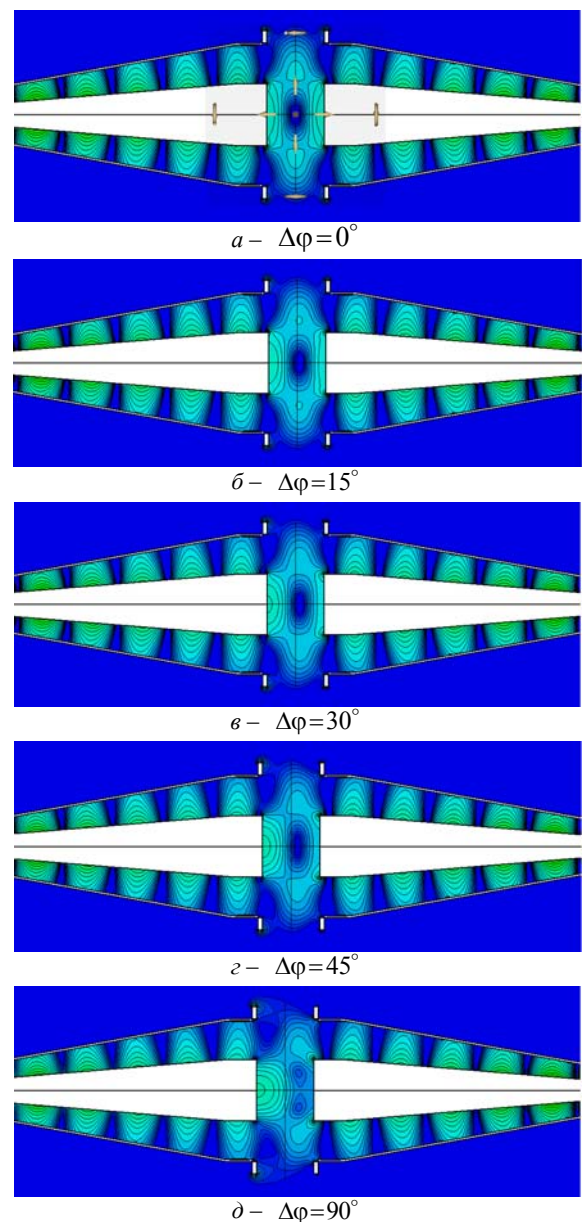


Рис. 2. Структура ближнего поля двух коаксиальных конических зондов

Выводы

Представленные результаты приводят к выводу о том, что чувствительность интерференционного микроволнового микроскопа, использующего перекрывающиеся встречные эванесцентные поля двух коаксиальных конических зондов, должна быть более высокой по сравнению с микроскопом, построенным по традиционной схеме. Действительно, выполненные нами тестовые экспериментальные исследования даже максимально упрощенного по конструкции макета интерференционного микроволнового микроскопа подтвердили этот вывод. В ряде таких экспериментов микроскоп с одним зондом достоверно не обеспечивал фиксацию изменения диэлектрической проницаемости фантома, моделирующего биологическую среду, в отличие от микроскопа с двумя зондами. Это обстоятельство объясняется отсутствием дополнительного интерференционного потока энергии, формируемого во встречных эванесцентных полях двух зондов и обеспечивающего более глубокое проникновение поля в исследуемую биологическую среду, а также улучшением чувствительности по сравнению с традиционными технологиями измерений.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и администрации Томской области в рамках научного проекта № 16-42-700942 регионального конкурса (р_сибирь_a) и гранта Российского научного фонда № 16-19-10272.

Литература

1. Foster K.R. Dielectric properties of tissues and biological materials: a critical review / K.R. Foster, H.P. Schwan // *Crit. Rev. Biomed. Eng.* – 1989. – Vol. 17, No. 1. – P. 25–104.
2. Gabriel C. The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey / C. Gabriel, S. Gabriel, E. Corthout // *Phys. Med. Biol.* – 1996. – Vol. 41, No. 11. – P. 2231–2249.
3. Gabriel S. The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz / S. Gabriel, R.W. Lau, C. Gabriel // *Phys. Med. Biol.* – 1996. – Vol. 41, No. 11. – P. 2251–2269.
4. Gabriel S. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues / S. Gabriel, R.W. Lau, C. Gabriel // *Phys. Med. Biol.* – 1996. – Vol. 41, No. 11. – P. 2271–2293.
5. Hagl D.M. Sensing volume of open-ended coaxial probes for dielectric characterization of breast tissue at microwave frequencies / D.M. Hagl, D. Popovic, S.C. Hagness, J.H. Booske, M. Okoniewski // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2003. – Vol. 51, No. 4. – P. 1194–1206.
6. Lazebnik M.A. large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal breast tissue obtained from reduction surgeries / M. Lazebnik, L. McCartney, D. Popovic, C.B. Watkins, M.J. Lindstrom, J. Harter, S. Sewall, A. Magliocco, J.H. Booske, M. Okoniewski, S.C. Hagness // *Phys. Med. Biol.* – 2007. – Vol. 52, No. 10. – P. 2637–2656.
7. Fear E.C. Enhancing breast tumor detection with near-field imaging / E.C. Fear, S.C. Hagness, P.M. Meaney,

M. Okoniewski, M.A. Stuchly // *IEEE Microwave Magazine.* – 2002. – Vol. 3, No. 1. – P. 48–56.

8. Пат. 2381008 РФ, МПК А61В5/04, А61В5/05. Способ измерения электродинамических параметров биологических тканей и устройство для его осуществления / В.Е. Загайнов, А.В. Костров, А.В. Стриковский, Д.В. Янин, Г.Г. Горохов, С.А. Васенин, Г.А. Пантелеева, И.Н. Дружкова (РФ). – № 2 008 122 815 / 14; заявл. 05.06.2008; опубл. 10.02.2010. Бюл. № 4. – 2 с.

9. Пат. 2460455 РФ, МПК А61В5/05, А61В5/053. Способ диагностики функциональной активности ростковых зон костей детей и подростков / М.Г. Дудин, А.В. Арсеньев, А.А. Сорокин, Ю.А. Балашин, В.М. Михайлов (РФ). – № 2 010 118 899 / 14; заявл. 11.05.2010; опубл. 10.09.2012. Бюл. № 25. – 3 с.

10. Reznik A.N. Quasistatics and electrodynamics of near-field microwave microscope // *Journal Applied Physics.* – 2014. – Vol. 115, No. 8. – P. 084501–8.

11. Беличенко В.П. Управление величиной и пространственным распределением интерференционных потоков энергии в ближних полях систем идентичных излучателей / В.П. Беличенко, А.С. Запасной, П.В. Шестаков // *Оптика и спектроскопия.* – 2015. – Т. 118, № 4. – С. 633–636.

12. Harrington R.F. Time-harmonic electromagnetic fields. – New York: Wiley, 2001. – 480 p.

13. Резник А.Н. Обнаружение контрастных образований внутри биологических сред при помощи ближнепольной СВЧ-диагностики / А.Н. Резник, Н.В. Юрасова // *Журнал технической физики.* – 2006. – Т. 76, № 1. – С. 90–104.

Запасной Андрей Сергеевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) ТУСУРа, доцент каф. радиофизики (РФ) Национального исследовательского Томского государственного университета (НИ ТГУ)
Тел.: +7-961-095-96-97
Эл. почта: zas_rff@live.com

Беличенко Виктор Петрович

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. РФ
Тел.: +7 (382-2) 41-34-63
Эл. почта: bvp@mail.tsu.ru

Мирончев Александр Сергеевич

Аспирант каф. РФ
Тел.: +7 (382-2) 41-34-63
Эл. почта: mironchev42@mail.ru

Zapasnoy A.S., Belichenko V.P., Mironchev A.S.

Interferential spatial scale and its role in the near-field diagnostics of biological tissues and media

Sensing volume of two open-ended coaxial probes for characterization of biological tissues and media at microwave frequencies is studied. This volume is formed in the overlapping evanescent fields of the probes. It is shown that there are quasistatic, wave and “interferential” spatial scales. The role of the latter is studied on full-wave modeling basis.

Keywords: near-field diagnostics, interferential spatial scale, biological tissue and media, interference energy flux, evanescent field, microwave microscope.

УДК 621.375.026

В.Ю. Саяпин, В.И. Тисленко

Исследования уровня подавления интермодуляционных искажений в нелинейном усилителе мощности с системой предискажения сигнала

Определены параметры модели реального усилителя мощности. Выполнена оценка параметров предистортера. Рассчитаны коэффициенты модели предистортера. Приведены расчетные значения снижения уровня ИМИ в режиме усиления двухтонового и полосового OFDM-сигналов. Показано снижение уровня ИМИ при подаче на вход реального усилителя мощности предискаженного двухтонового сигнала и полосового OFDM-сигнала.

Ключевые слова: интермодуляционные искажения, предистортер, усилитель мощности, модель нелинейной динамической системы.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-18-22

Проблема снижения интермодуляционных искажений (ИМИ) при работе усилителя мощности (УМ) в нелинейном режиме известна давно и является актуальной по настоящее время [1–4]. Сравнительный анализ вариантов построения усилителей мощности с системой введения предискажений, выполненный в [4], показывает, что перспективный вариант построения системы может быть реализован на основе применения полиномиальной модели с памятью для усилителя мощности и предистортера (предискажателя). При этом используется не прямая архитектура построения предистортера с адаптацией к вариациям характеристик реального усилителя. Алгоритм адаптации использует рекурсивный метод прогноза ошибки. Данный вариант построения обеспечивает высокий уровень подавления ИМИ, малую длительность переходного процесса в плане достижения требуемого уровня компенсации ИМИ и адаптацию системы к возможным изменениям характеристик усилителя мощности при относительно простой реализации системы. Экспериментальная проверка путем прямого моделирования предполагает выполнение следующих этапов: идентификация нелинейной модели реального УМ, идентификация параметров модели предистортера, определение соответствия расчетного и экспериментального уровня подавления ИМИ.

В инженерной практике часто используют следующие два метода оценки эффективности подавления ИМИ [3]. Классический 2-тоновый метод предполагает подачу на вход усилителя двух близких по частоте сигналов с последующим измерением в выходном сигнале уровней комбинационных составляющих 3-го и 5-го порядков [2]. Уровень подавления ИМИ измеряют, определяя отношение уровня комбинационной компоненты в выходном сигнале УМ в схеме с предистортером и без него. Другой метод предполагает подачу на вход усилителя полосового сигнала с последующим измерением в полосе сигнала отношения мощности сигнала к шуму

(С/Ш). При этом удобно использовать сигнал с модуляцией OFDM.

В работе определены параметры модели реального УМ, на их основе выполнена оценка параметров предистортера (степень полинома и глубина памяти) и далее рассчитаны коэффициенты модели предистортера. Расчетный уровень ИМИ в схеме УМ с предистортером определялся путем моделирования работы системы. Приведены результаты снижения уровня ИМИ при подаче на вход реального УМ предискаженного сигнала.

Модель усилителя мощности

На первом этапе выполняется моделирование УМ. На вход усилителя подается 2-тоновый сигнал на частотах $f_1 = 1600$ Гц и $f_2 = 1900$ Гц ($\Delta f = 300$ Гц), который используется для амплитудной модуляции сигнала несущей частоты 10 МГц. Полиномиальная модель УМ имеет вид

$$z(n) = \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{i=1}^q h_{ij} y(n-j) |y(n-j)|^{i-1} \quad (1)$$

и определена заданием двух параметров – глубина памяти m и степень полинома q . Степень полинома определяется требованиями к УМ в части уровня подавления ИМИ заданного порядка в сигнале на выходе. Обычно ограничиваются заданием уровня ИМИ 3-го и 5-го порядков. Однако для повышения точности моделирования порядок можно увеличить и до 7–9-й степени. Глубина памяти связана с постоянной времени УМ и определяет, согласно (1), влияние предыдущих отчетов сигнала на текущее значение. Как правило, при правильном выборе интервала квантования величина $m = 2-3$, и при этом достигается адекватность модели. Дальнейшее увеличение m не приводит к значительному улучшению точности моделирования, однако значительно увеличивает вычислительную сложность [4]. Матрица коэффициентов \mathbf{H} модели УМ, полученная при решении задачи идентификации, равна:

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} -14,14 + 98,98i & 8,81 + 309,50i & 0 & 0 & -9,33 + 158,69i \\ -23,47 - 103,11i & 0 & 0 & 19,44 - 152,05i & 50,21 + 93,58i \end{bmatrix}.$$

На рис. 1 приведены спектры измеренного выходного сигнала реального усилителя и модели УМ с параметрами $q = 5$ и $m = 2$. Видно, что на выходе реального УМ присутствуют ИМИ вплоть до 25-го порядка, однако их уровни, начиная с 7-го порядка, малы. Отметим, что на рис. 1 уровень тестовых сигналов и уровни ИМИ 3-го и 5-го порядков имеют одинаковый цвет, поскольку они одинаковы в реальном УМ и в его модели. Таким образом, полагаем, что учет ИМИ 3-го и 5-го порядков является достаточным для обеспечения требований к УМ. Изменение величины m в сторону увеличения не приводит к

большому совпадению результатов моделирования с реальными данными.

Отметим, что идентификация параметров модели УМ, ориентированная на применение двухтонового сигнала, позволяет просто получить оценки параметров q и m . Однако она не может обеспечить адекватность модели УМ при подаче на вход полосового сигнала типа OFDM. Идентификация совокупности параметров \mathbf{H} (1) для полосового сигнала выполнялась с использованием алгоритма непрямого обучения [4]. Матрица коэффициентов \mathbf{H} модели УМ, полученная при решении задачи идентификации, равна:

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} -4,32 + 43,26i & -80,65 - 418,15i & 0 & 0 & -5,22 - 18,26i \\ 1,84 - 34,23i & 0 & 0 & 8,86 + 25,18i & 39,29 - 38,45i \end{bmatrix}.$$

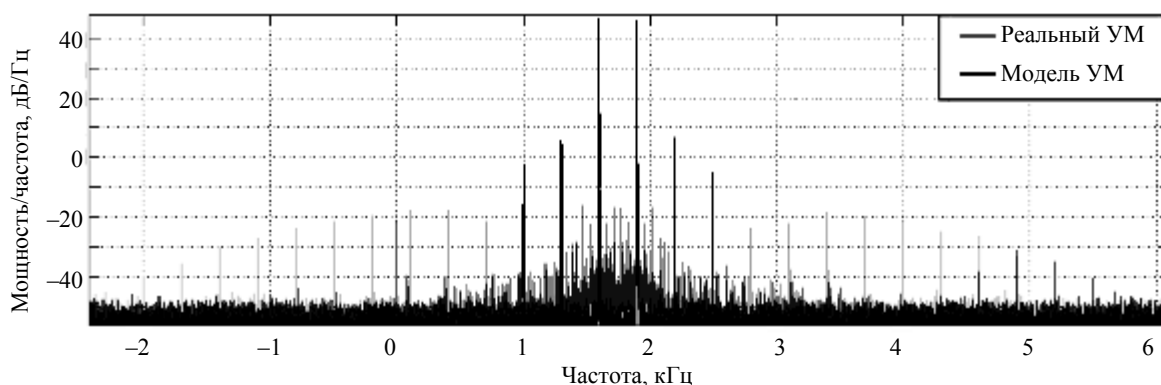


Рис. 1. Спектр выходного 2-тонового сигнала реального УМ и спектр моделируемого выходного сигнала

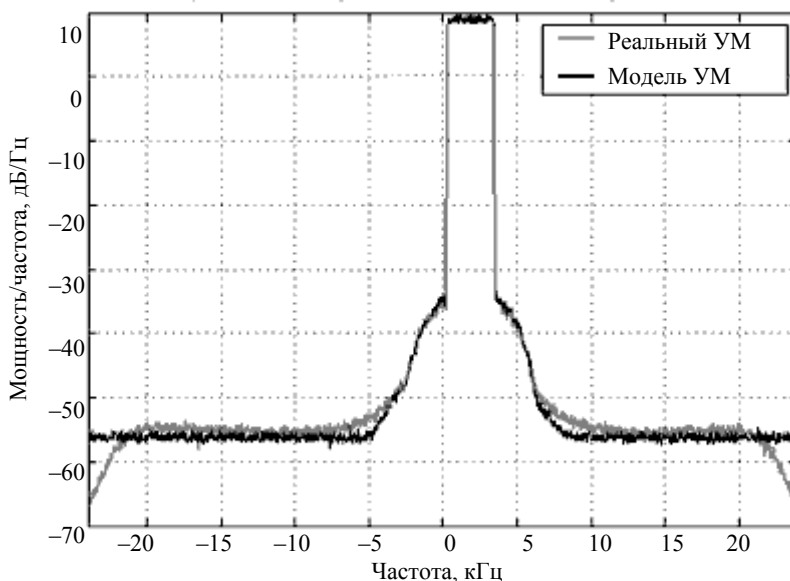


Рис. 2. Спектр выходного сигнала УМ и выходного сигнала модели УМ при полосовом входном сигнале

На рис. 2 приведены измеренные спектры выходного сигнала УМ и модели УМ при входном полосовом сигнале (полоса 3,1 кГц). Видно, что расхождение спектров не превышает 2–3 дБ относительно шума квантования (–57 дБ), что вполне допустимо. Очевидно, это связано с отсутствием в модели УМ составляющих ИМИ выше 5-го порядка.

Моделирование предистортера

Методика получения коэффициентов модели предистортера приведена в [4]. По существу она повторяет соответствующий алгоритм для УМ.

Матрица коэффициентов \mathbf{H} модели предистортера двухтонового сигнала, полученная при решении задачи идентификации, равна:

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} -5,10 + 22,89i & 4,18 - 126,25i & 0 & 0 & -4,79 + 30,71i \\ -2,53 - 18,23i & 0 & 0 & 1,62 - 31,35i & 14,75 - 17,91i \end{bmatrix}.$$

Матрица коэффициентов \mathbf{H} модели предистортера полосового сигнала OFDM:

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} -5,49 + 10,26i & -17,16 - 89,67i & 0 & 0 & 1,79 - 6,85i \\ 2,88 - 5,69i & 0 & 0 & -3,10 + 8,08i & -10,21 + 3,44i \end{bmatrix}.$$

Оценив уровень компонент 3-го и 5-го порядков в системе без предистортера и сравнив их величины в системе с предистортером, можно оценить снижение уровня интермодуляционных искажений.

На рис. 3 приведен результат работы системы с предискажением сигнала. Для визуальной оценки уровня искажений области графика вблизи ИМИ 3-го и 5-го порядков приведены в увеличенном масштабе. Видно, что снижение уровня ИМИ 3-го порядка составляет 66,5 дБ, 5-го порядка – 36 дБ.

Уровень подавления ИМИ при усилении полосового сигнала определялся в виде изменения отно-

шения С/Ш для двух вариантов УМ: без применения предистортера и с ним. Суть метода заключается в разделении искаженного выходного сигнала усилителя (рис. 4, а) на две составляющие. Одна (сигнальная) – идеально усиленный входной сигнал, другая (шумовая) – шумовой сигнал, обусловленный ИМИ и шумом квантования (рис. 4, б). Величина С/Ш определялась в виде отношения мощности сигнала к мощности шума в полосе сигнала, что достигается путем полосовой режекции сигнальных компонент на выходе УМ с последующей фильтрацией шума в полосе сигнала (рис. 4, в).

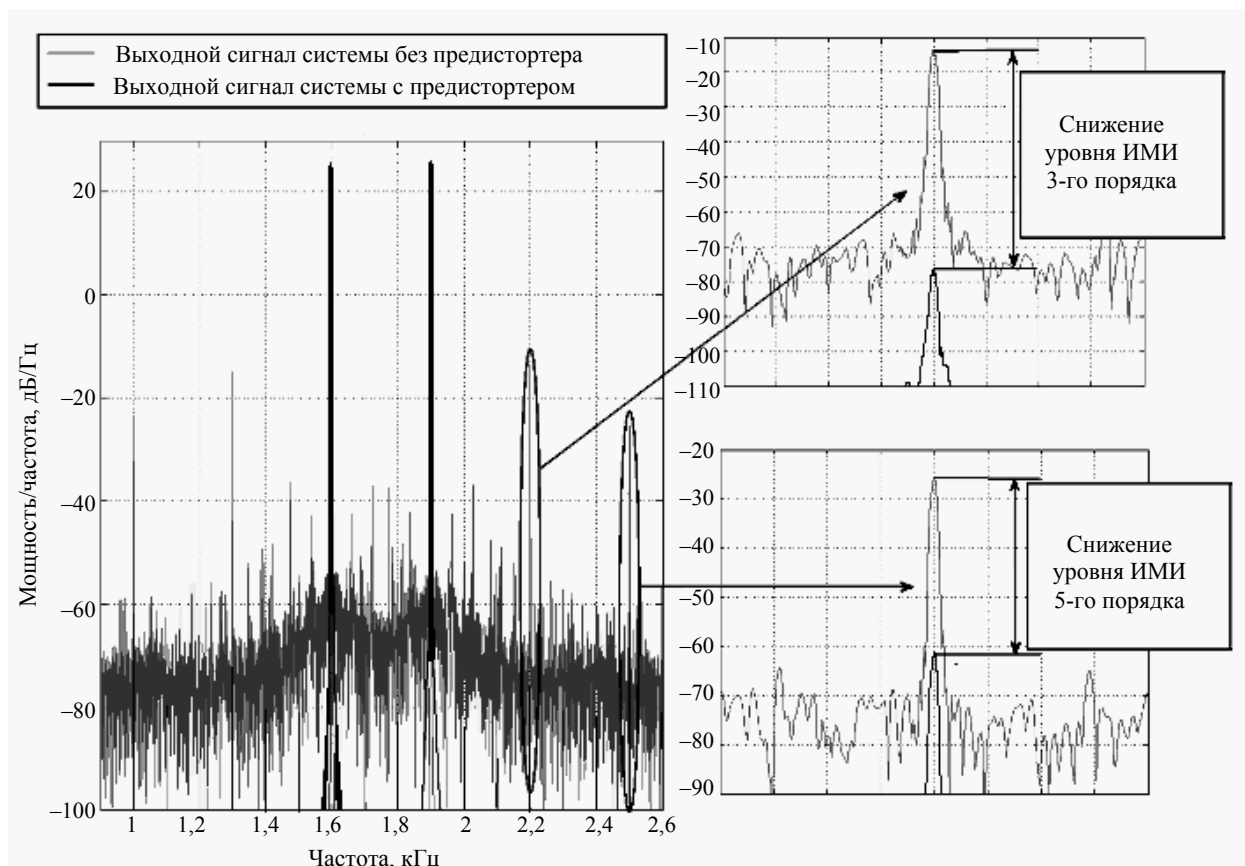


Рис. 3. Расчетные спектры выходных сигналов для модели УМ с предистортером и без него

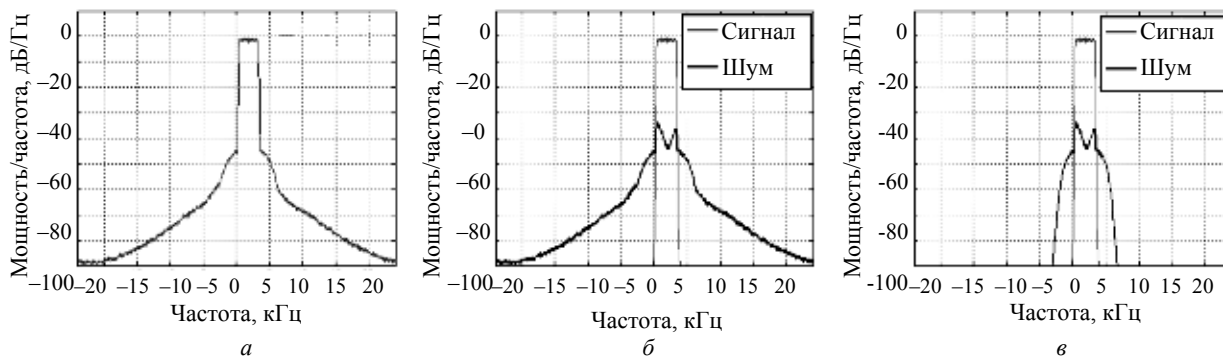


Рис. 4. Разделение выходного сигнала на идеальный неискаженный входной сигнал и шум системы без предистортера: а – сигнал на выходе УМ; б – идеальный усиленный сигнал и шум; в – идеальный усиленный сигнал и фильтрованный шум

На рис. 5 приведены спектральные плотности мощности выхода УМ для системы с предистортером, аналогичные по смыслу таковым на рис. 4.

Сопоставление результатов моделирования (рис. 4 и 5) показывает, что в схеме УМ с предистортером отношение С/Ш составляет 76,8 дБ и без пре-

дистортера – 36,2 дБ, т.е. достигается улучшение С/Ш на 40,6 дБ.

Данная методика позволяет осуществить сравнение эффективности подавления ИМИ по реальному входному сигналу, что является ее важным преимуществом в сравнении с двухтоновым методом.

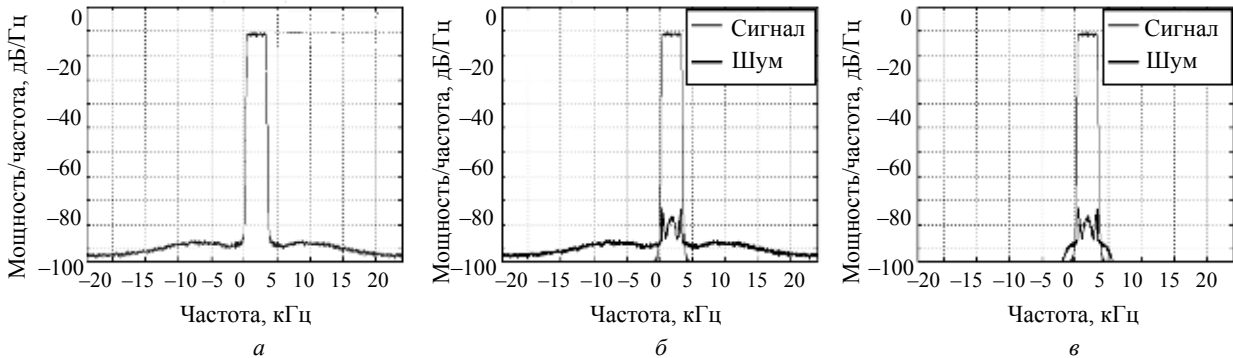


Рис. 5. Разделение выходного сигнала на идеальный неискаженный входной сигнал и шум системы с предистортером: а – сигнал на выходе УМ; б – идеальный усиленный сигнал и шум; в – идеальный усиленный сигнал и фильтрованный шум

Эффективность подавления ИМИ при использовании предистортера

Эффективность разработанного алгоритма подавления ИМИ проверялась на реальном усилителе мощности. Исследования выполнены с использованием реального УМ в составе цифрового КВ/УКВ возбуждательного устройства «Монолит».

На вход реального усилителя (рис. 6) подавался предискаженный сигнал, сформированный с помощью разработанной программной модели для значений параметров, определенных выше. На рис. 6 по-

казана схема экспериментального макета. Генерация сигналов осуществлялась звуковой картой в составе ЭВМ.

В качестве тестируемых сигналов выбраны двухтоновый сигнал (рис. 7, а) для оценки снижения НКИ 3-го и 5-го порядка и OFDM-сигнал (рис. 7, б), для оценки улучшения отношения сигнал/шум. Предискаженные сигналы сформированы на основе моделей предистортеров, полученных по экспериментальным данным, приведенным выше.

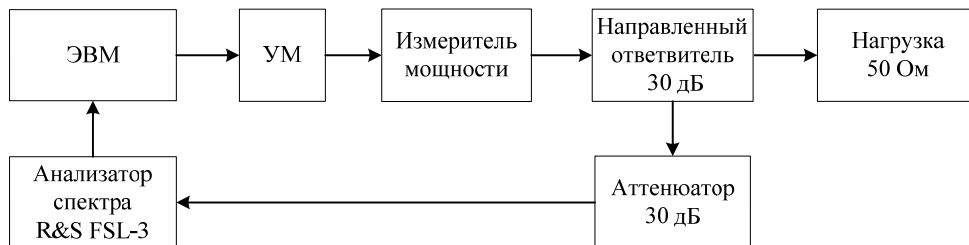


Рис. 6. Схема экспериментального макета

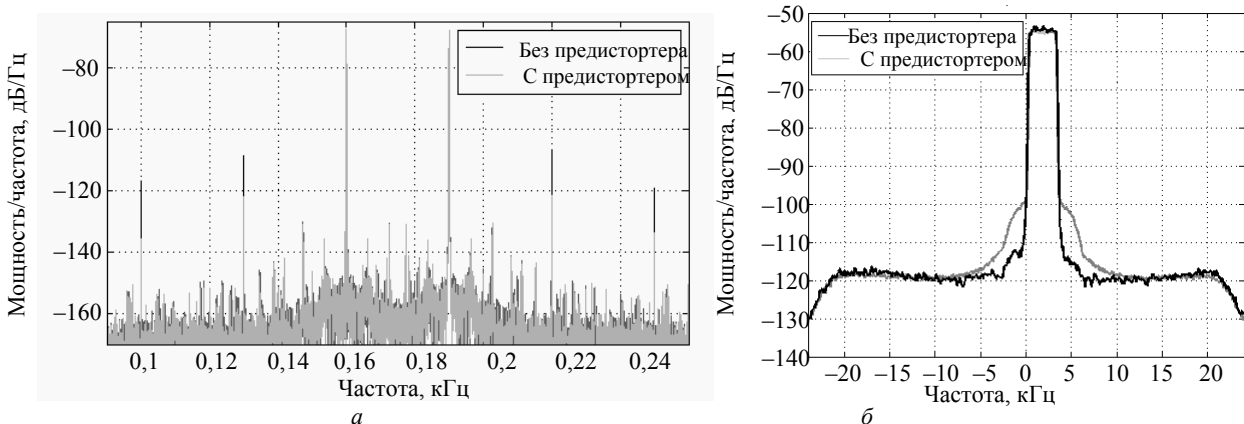


Рис. 7. Спектры двухтонового (а) и полосового (б) сигналов на выходе усилителя мощности с предискажением сигнала и без предискажения

В результате проведенного эксперимента были получены следующие результаты:

Снижение уровня НКИ 3-го порядка составляет 14,4 дБ (с уровня –39,4 до –53,8 дБ); 5-го порядка – 14,6 дБ (с уровня –51,5 до –66,1 дБ).

Сравнение выходных сигналов усилителя, полученных при пропуске неизменного OFDM-сигнала и предискаженного OFDM-сигнала, показало, что улучшение отношения сигнал/шум составляет 10,7 дБ.

Заключение

Расчетное подавление искажений составило 66,5 дБ для ИМИ 3-го порядка и 36 дБ для ИМИ 5-го порядка при использовании двухтонового входного сигнала, улучшение отношения С/Ш для полосового OFDM сигнала составило 40,6 дБ.

Алгоритм компенсации ИМИ обеспечивает снижение уровня искажений в реальном УМ при двухтоновом входном сигнале на 14,4–14,6 дБ, при полосовом входном сигнале отношение С/Ш увеличивается на 10,7 дБ.

Высокие значения снижения комбинационных составляющих, полученные при моделировании, объясняются точным совпадением структуры математической модели усилителя мощности (порядок нелинейности и глубина памяти) с соответствующей структурой, введенной в обучаемый предистортер. Очевидно, что в реальной системе эти структуры совпадают лишь приближенно. Это является причиной расхождения расчетных и фактических уровней подавления ИМИ.

Литература

1. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials / L. Ding, G.T. Zhou, D.R. Morgan et al. // IEEE Transactions on Communications. – 2004. – Vol. 52. – P. 159–165.

2. Нефедов В.И. Линеаризация характеристик мощных транзисторных усилителей систем подвижной связи [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

<http://www.dissercat.com/content/linearizatsiya-kharakteristik-moshchnykh-tranzistornykh-usilitelei-sistem-podvizhnoi-svyazi>, платный (дата обращения: 22.03.2016).

3. Schetzen M. The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear System. – Malabar, Florida, USA: Krieger publishing company, 2006. – 618 p.

4. Саяпин В.Ю. Обзор и сравнительный анализ способов построения компенсаторов нелинейных искажений в усилителях мощности / В.Ю. Саяпин, В.И. Тисленко, В.В. Родионов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 4 (38). – С. 26–31.

5. Курушин А.А. Расчёт динамического диапазона многокаскадного СВЧ-устройства / А.А. Курушин, В.Б. Текшев // Радиотехника. – 1981 – Т. 36, № 8. – С. 88–90.

Саяпин Вячеслав Юрьевич

Мл. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем

(РТС) ТУСУРа

Тел.: +7-906-956-70-35

Эл. почта: sayapinvy@main.tusur.ru

Тисленко Владимир Ильич

Д-р техн. наук, профессор каф. РТС

Тел.: +7-913-802-61-41

Эл. почта: wolar1491@yandex.ru

Sayapin V.Y., Tislenko V.I.

Research of suppression level of intermodulation distortion in a nonlinear power amplifier with predistortion signal system

Parameters of the real power amplifier model was defined. The estimation of parameters of predistorter was done. Coefficients of predistorter model was calculated. Calculated values of reducing of intermodulation distortion in output signals of two-tone and OFDM power amplifier model was shown. Decrease of intermodulation distortion level in output signals of the real power amplifier was shown.

Keywords: intermodulation distortion, predistorter, power amplifier, nonlinear system model.

УДК 621.396.677.73

П.Д. Куроптев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев

Широкополосная рупорная антенна диапазона 0,8–30 ГГц

Предложены варианты коаксиально-волнового перехода, профиля согласующих рёбер и рупорного излучателя. Приведены характеристики существующих аналогов и их сравнение с разработанной моделью антенны.

Ключевые слова: широкополосная рупорная антенна, коаксиально-волноводный переход, согласующее ребро, рупорный излучатель, кривая Безье, диаграмма направленности, коэффициент стоячей волны, коэффициент усиления.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-23-27

В настоящее время в линиях радиосвязи применяются системы, использующие широкополосные сигналы. Одним из основных элементов таких систем являются антенны. Наиболее простыми широкополосными антеннами являются рупорные. Высокий коэффициент усиления (КУ), низкий уровень боковых лепестков, простая схема возбуждения позволяют применять их в различных областях техники. Особенно актуально использование рупоров в технике измерений параметров антенно-фидерной системы. В этом случае они применяются в качестве эталонных при измерениях параметров антенн в дальней зоне или в качестве зондовых при измерениях амплитудно-фазовых характеристик антенн в ближней зоне [1–3].

Построение модели широкополосной рупорной антенны

Несмотря на большое число положительных качеств рупорных антенн, в литературе, вплоть до настоящего момента, недостаточно внимания уделено вопросам их моделирования и параметрического синтеза, а также исследованию других возможностей улучшения их характеристик к увеличению области практического использования [4].

Опираясь на существующие модели и зарубежные научные работы, было установлено, что расчёт модели состоит из нескольких частей:

1. Расчёт коаксиально-волноводного перехода (КВП).
2. Расчёт согласующих рёбер.
3. Расчёт рупорного излучателя (рис. 1).

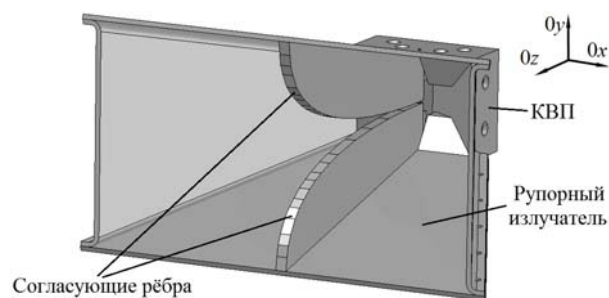


Рис. 1. Модель широкополосной рупорной антенны

Расчёт рупорных антенн основан на результатах их анализа, т.е. задаются геометрические размеры антенны, а затем определяют её электрические па-

раметры. Если размеры выбраны неудачно, то расчёт повторяется снова [5]. Основными исследуемыми параметрами рупоров являются КУ, коэффициент стоячей волны (КСВ) и диаграмма направленности (ДН).

Учитывая преимущества и недостатки существующих моделей, была спроектирована широкополосная рупорная антенна.

Для достижения широкого частотного диапазона и лучших характеристик важно поддерживать механическую точность сужения рёбер внутри КВП. Небольшое расстояние между рёбрами определяет наименьшую частоту для заданной геометрии – меньшее расстояние между рёбрами позволяет достичь более широкой полосы пропускания [6]. Учитывая это, расстояние между рёбрами внутри КВП было уменьшено до 1 мм.

Для кривизны согласующего ребра в рупорных антеннах исторически использовали короткий прямой участок с последующим экспоненциальным профилем. Экспериментально было установлено, что этот профиль подавляет нежелательные моды и обеспечивает согласование рупора [7], и показано, что изменение профиля ребра рупора может улучшить КСВ [8–10]. Поэтому при построении модели была выбрана кубическая кривая Безье с укороченным прямым участком длиной 3 мм для описания закона изменения ребра (рис. 2).

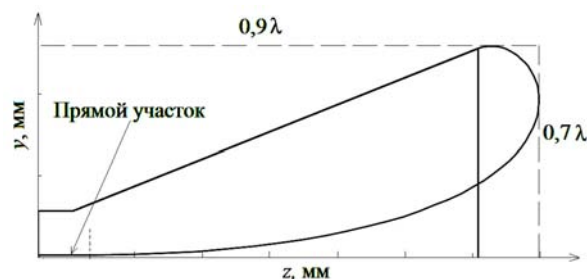


Рис. 2. Профиль согласующего ребра и рупорный излучатель: — — рупорный излучатель; — — согласующее ребро

Уравнения кубической кривой для осей y и z имеют вид

$$z(t) = z_{p0}(1-t)^3 + 3z_{p1}(1-t)^2t + 3z_{p2}(1-t)t^2 + z_{p3}t^3, \quad (1)$$

где $z_{p0} - z_{p3}$ – контрольные точки по оси z .

$$y(t) = y_{p0}(1-t)^3 + 3y_{p1}(1-t)^2t + 3y_{p2}(1-t)t^2 + y_{p3}t^3, \quad (2)$$

где $y_{p0} - y_{p3}$ – контрольные точки по оси y

Было проведено параметрическое исследование с целью нахождения контрольных точек, которые обеспечивают лучшее КСВ. На рис. 3 показаны согласующее ребро рупора и отверстие для коаксиальной линии.

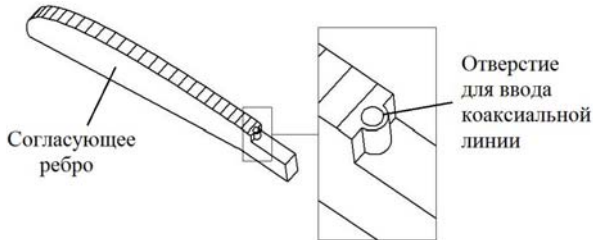


Рис. 3. Согласующее ребро рупора и отверстие для ввода коаксиальной линии

Расчёт КВП решил две задачи. Первая заключалась в улучшении параметров модели на высоких частотах рабочего диапазона. Вторая – в уменьшении количества составляющих в сборке, тем самым устраняя возможные источники образования зазоров. В [11] было установлено, что КВП является основным источником мод, которые вызывают ухудшение параметров всей модели. На рис. 4 показано усовершенствование КВП от широко распространённой конструкции до новой, в которой минимизировано количество элементов.

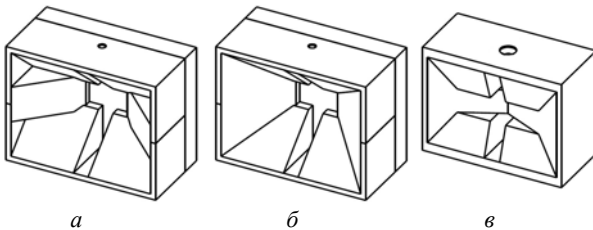


Рис. 4. Модели КВП: широко распространённая – а, модифицированная – б, новая – в

На рис. 4, а приведена традиционная модель, которая используется в большинстве современных рупоров. Уменьшая количество составляющих в КВП, была получена модифицированная модель, приведённая на рис. 4, б. В ходе параметрического синтеза была получена новая модель, приведённая на рис. 4, в.

Одной из главных проблем конструирования рупорных антенн являются ухудшения характеристик при неправильной сборке и погрешности при производстве, вызванные щелями между отдельными частями. В работе [11] было показано, что щели порядка 0,5–0,05 мм между различными составляющими в основании КВП приводят к резонансным эффектам в характеристиках КУ и КСВ.

Следующим этапом является построение рупорного излучателя. Было решено использовать излучатель с металлическими боковыми стенками, так как их наличие улучшает характеристики на нижних

частотах. Стоит отметить, что данный выбор привёл к незначительному ухудшению параметров КУ и КСВ на высоких частотах.

Анализ и сравнение характеристик

Характеристики новой модели рупорной антенны с двумя согласующими рёбрами будут оцениваться в зависимости от измеренных характеристик существующих антенн в диапазоне 1–18 ГГц, которые изображены на рис. 5.

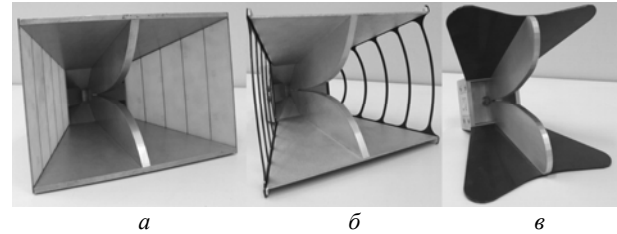


Рис. 5. Исследуемые рупорные антенны: Spectrum Technologies DRGH-0118 – а; ETS-Lindgren 3115 – б; ETS-Lindgren 3117 – в

Антенна на рис. 5, а – модель DRGH-0118 компании Spectrum Technologies – традиционная рупорная антенна с двумя согласующими рёбрами и с протравленной диэлектрической решёткой на боковых стенках. На рис. 5, б – антенна 3115 компании ETS-Lindgren – модель с металлической решёткой на боковых стенках. На рис. 5, в – антенна 3117 от ETS-Lindgren – это антенна новой конструкции без боковых стенок.

Измеренные характеристики КУ антенн сравниваются на рис. 6.

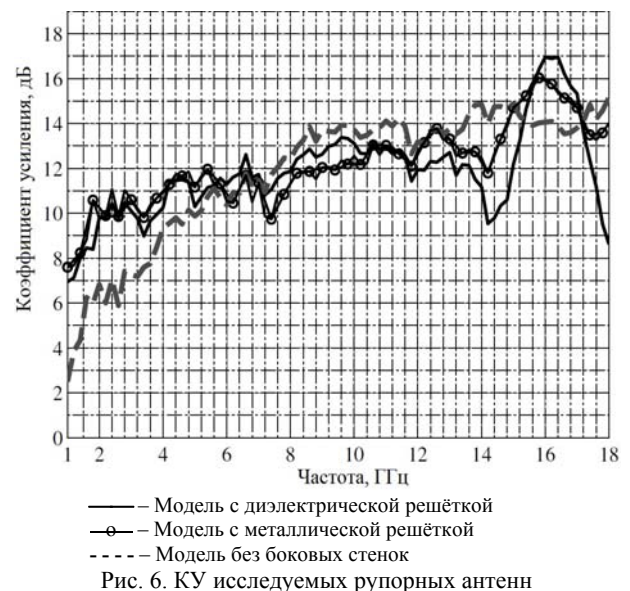


Рис. 6. КУ исследуемых рупорных антенн

На частотах ниже 3 ГГц КУ модели без боковых стенок гораздо меньше, чем у широко распространённых конструкций. Модели имеют падение усиления в диапазоне 14–18 ГГц, а также виден пик на частоте 16 ГГц. Это свидетельствует о влиянии мод высшего порядка в рупоре. Эффект менее виден для рупора с металлической решёткой и отсутствует в модели без боковых стенок.

Характеристики КСВ антенн приведены на рис. 7.

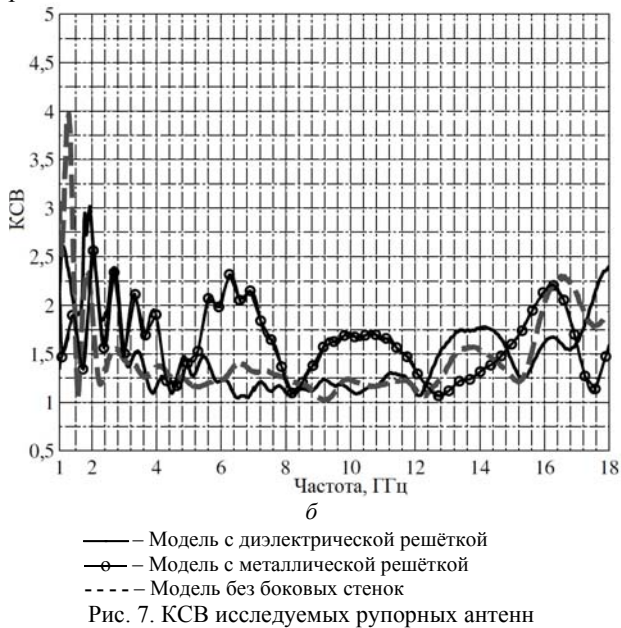


Рис. 7. КСВ исследуемых рупорных антенн

На частотах до 3 ГГц все антенны имеют большие значения КСВ, особенно модель без боковых стенок, которая имеет КСВ, равный 4 на частоте 1,3 ГГц. КСВ модели с металлической сеткой имеет несколько всплесков: на нижних частотах диапазона, от 5 до 8 ГГц и от 15 до 17 ГГц. Кроме того, значения КСВ у остальных моделей на верхних частотах диапазона также велики.

На рис. 8–10 приведены ДН исследуемых антенн в трёх плоскостях на начальной и конечной частотах рабочего диапазона.

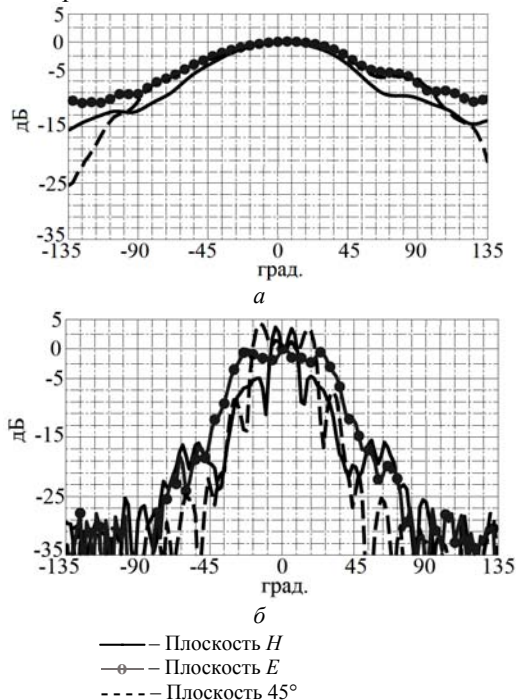


Рис. 8. ДН антенны Spectrum Technologies DRGH-0118 на частотах 1 ГГц – *a*; 18 ГГц – *б*

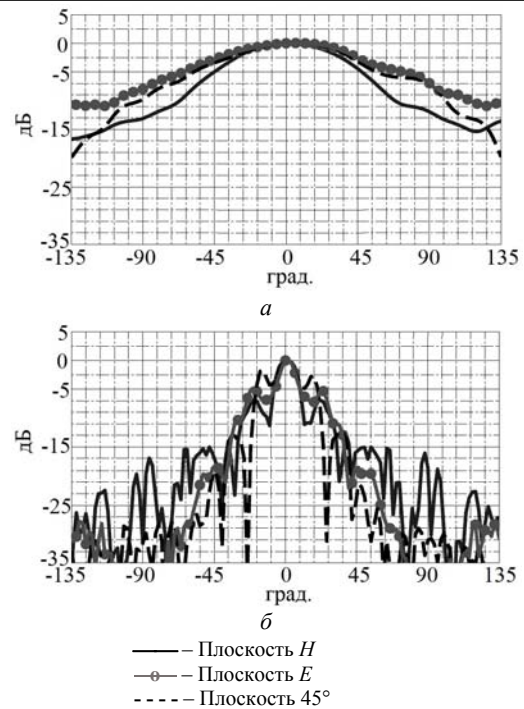


Рис. 9. ДН антенны ETS-Lindgren 3115 на частотах 1 ГГц – *a*; 18 ГГц – *б*

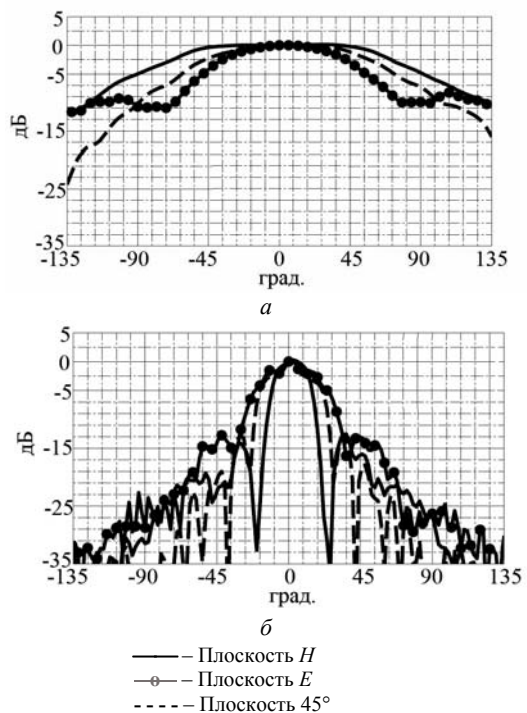


Рис. 10. ДН антенны ETS-Lindgren 3117 на частотах 1 ГГц – *a*; 18 ГГц – *б*

Исходя из полученных данных, можно заметить, что на частоте 1 ГГц ДН антенн схожи, однако на частоте 18 ГГц модели с широко распространённой моделью КВП имеют провал характеристики, а модель без боковых стенок такого провала не имеет.

На рис. 11 приведены КУ и КСВ спроектированной модели.

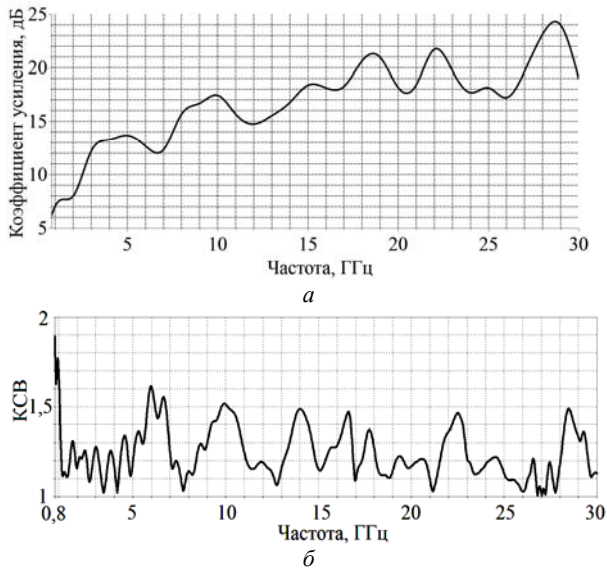


Рис. 11. Характеристики спроектированной модели: КУ – а; КСВ – б

Можно заметить, что КСВ модели значительно меньше, чем у существующих аналогов. Кроме того, характеристика значительно улучшена на низких частотах. Изменения, внесённые в рупор, обеспечили КСВ по всему диапазону от 0,8 до 30 ГГц ниже 1,5, чего не было у существующих аналогов.

ДН на частотах 0,8, 18 и 30 ГГц полученной конструкции показаны на рис. 12.

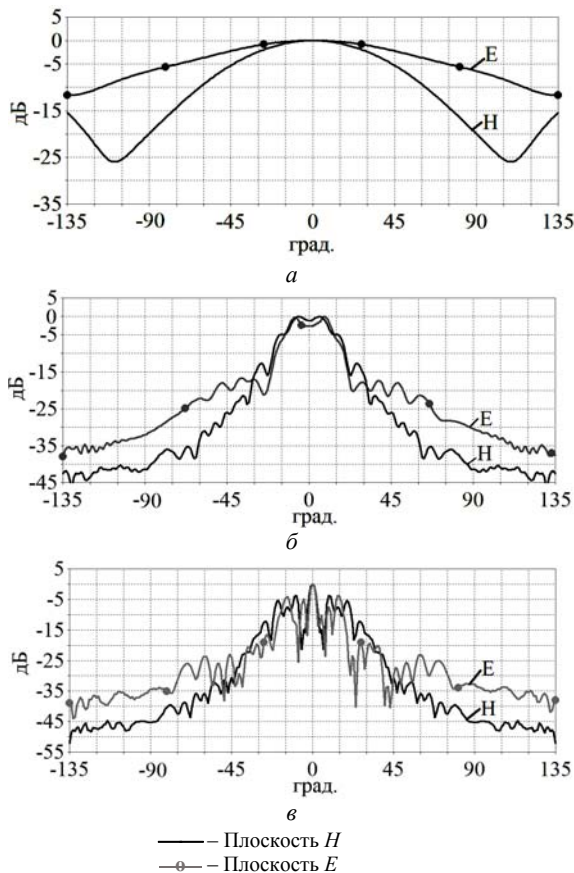


Рис. 12. ДН разработанной модели на частотах 0,8 ГГц – а; 18 ГГц – б; 30 ГГц – в

На частотах 0,8 и 18 ГГц основной лепесток широкий и хорошо определим, а также направлен вдоль нормали, что указывает на отсутствие высших мод. Боковые лепестки незначительны. Ухудшения заметны на частоте 30 ГГц, что приводит к необходимости доработки модели.

Рупор имеет хорошее усиление по всему диапазону при сохранении той же ширины ДН, в особенности на нижних и высоких частотах. КУ данной конструкции значительно лучше, чем у аналогов.

Ухудшение ДН на высоких частотах диапазона можно устранить при помощи гофрирования рупорного излучателя.

Заключение

В результате можно сделать следующие выводы.

1. Рабочий диапазон частот расширен до 30 ГГц.
2. КВП имеет новую и упрощенную структуру, в которой минимизировано возникновение зазоров, которые ухудшают параметры рупоров при производстве.

3. В качестве профиля согласующего ребра была использована кривая Безье с укороченным прямым участком, что отличается от широко распространённого конструирования рупорных антенн.

Авторы выражают искреннюю благодарность профессору кафедры СВЧиКР Гошину Геннадью Георгиевичу за помощь в работе и полезные советы.

Литература

1. Bruns C. Comprehensive analysis and simulation of a 1–18 GHz broadband parabolic reflector horn antenna system / C. Bruns, P. Leuchtman, R. Vahldieck // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2003. – Vol. 51, No. 6. – P. 1418–1422.
2. Kerr J.L. Short axial length broadband horns. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1973. – Vol. 21, No. 5. – P. 710–714.
3. Bruns C. Analysis and simulation of a 1–18 GHz broadband double-ridged horn antenna / C. Bruns, P. Leuchtman, R. Vahldieck // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2003. – Vol. 45, No. 1. – P. 55–60.
4. Ашихмин А.В. Исследование и разработка сверхширокополосных антенн комплексов радиоконтроля: дис. ...д-ра техн. наук: 05.12.07 / А.В. Ашихмин. – М., 2006. – 234 с.
5. Воскресенский Д.И. Антенны и устройства СВЧ. Расчёт и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов: учеб. пособие / Д.И. Воскресенский, Р.А. Грановская, В.Л. Гостюхин, В.С. Филиппов. – М.: Сов. радио, 1972. – 320 с.
6. Volakis J.L. Antenna Engineering Handbook: 4-th Edition / J.L. Volakis, T.S. Bird, A.W. Love. – New York: McGraw Hill, 2007. – P. 437–509.
7. Walton K.L. Broadband ridged horn design / K.L. Walton, V.C. Sundberg // Microwave Journal. – 1964. – No. 5. – P. 96–101.
8. Rodriguez V. New broadband EMC double-ridged guide horn antenna // RF Design. – 2004. – No. 5. – P. 44–47.
9. Abbas-Azimi M. Design and optimization of a new 1–18 GHz double-ridged guide horn antenna / M. Abbas-Azimi, F. Arazm, J. Rashed-Mohassel, R. Faraji-Dana // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2007. – Vol. 21, No. 4. – P. 501–516.
10. Baker D. A compact, broadband, balanced transmission line antenna derived from double-ridged waveguide /

D. Baker, C. Van Der Neut // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1982. – Vol. 20. – P. 568–571.

11. Jacobs B. The effect of manufacturing and assembling tolerances on the performance of double-ridged horn antennas. В. Jacobs, J.W. Odendaal, J. Joubert // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2010. – Vol. 24, No. 10. – P. 1279–1290.

Куроптев Павел Дмитриевич

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) ТУСУРа

Тел.: +7-913-854-13-24

Эл. почта: kuroptevpasha@mail.ru

Левяков Владимир Владиславович

Студент каф. СВЧКР ТУСУРа

Тел.: +7-913-802-30-35

Эл. почта: levyakovv@mail.ru

Фатеев Алексей Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. СВЧКР ТУСУРа

Тел.: +7-906-199-98-88

Эл. почта: fateev.alexey.v@gmail.com

Kuroptev P.D., Levyakov V.V., Fateev A.V.

Broadband horn antenna 0,8–30 GHz range

Several solutions for coaxial-wave transitions, ridges and the aperture of the horn flare are offered. The characteristics of the existing analogues and their comparison with designed antenna model are shown.

Keywords: broadband horn antenna, coaxial-waveguide transition, a ridge, Bezier curve, directional pattern, standing wave ratio, the gain.

УДК 621.396.677

А.В. Мухин, С.К. Доманов

Исследование отклонения диаграммы направленности офсетной антенны эллиптической поляризации

Кратко описаны основные причины отклонения луча диаграммы направленности офсетной антенны с эллиптической поляризацией. Рассмотрены особенности измерений в ближнем поле, способные повлиять на измерение отклонения луча ДН. Приведены расчетные и экспериментальные ДН для бортовой антенны К-диапазона частот. Показана высокая согласованность результатов. Кратко изложены основные способы устранения отклонения луча ДН.

Ключевые слова: офсетная антенна, эллиптическая поляризация, отклонение луча диаграммы направленности, ближнее поле.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-28-30

Зеркальные офсетные антенны получили широкое распространение как в наземных, так и в бортовых информационных комплексах благодаря своей конструкции (рис. 1, а), основным достоинством которой является отсутствие затенения апертуры зеркала и, как следствие, более высокий коэффициент использования поверхности и более низкий уровень боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) в сравнении с осесимметричными (прямофокусными) параболическими антеннами (рис. 1, б).

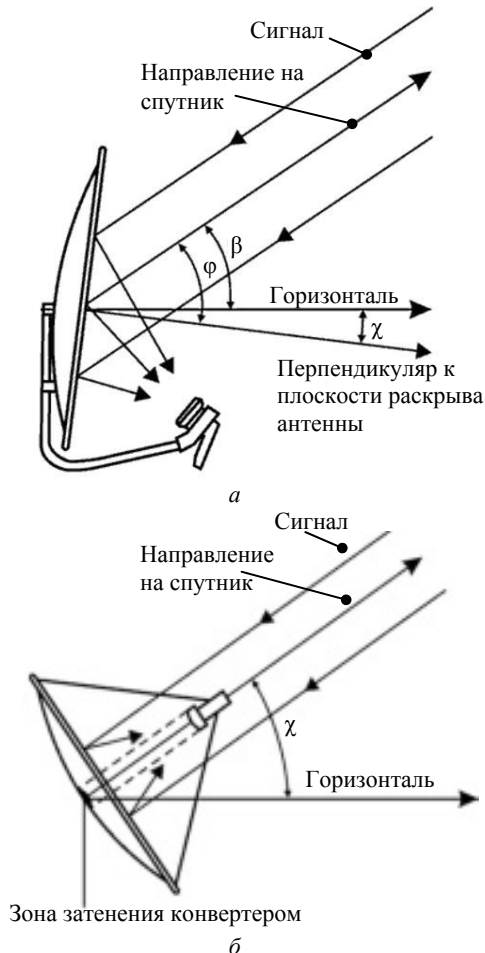


Рис. 1. Схематичное изображение распространения сигнала в офсетной (а) и осесимметричной (б) спутниковых антеннах в приближении геометрической оптики [1]

В космической технике данный тип антенн незаменим и с точки зрения компоновки. Конструкция офсетной антенны позволяет сложить рефлектор вдоль корпуса космического аппарата (КА), тем самым обеспечивая компактное размещение в обтекателе ракеты-носителя (рис. 2).

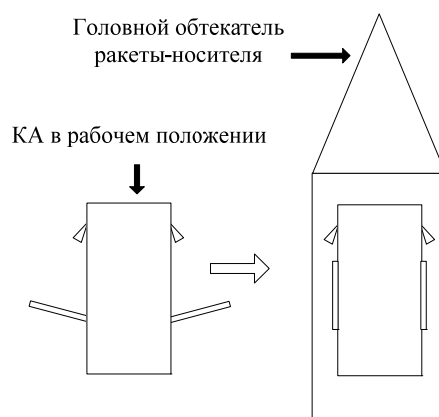


Рис. 2. Схематичное изображение КА в рабочем положении и размещенного в головном обтекателе ракеты-носителя

Одним из основных недостатков данного типа антенн (помимо более высокого уровня кросс-поляризационного излучения в сравнении с осесимметричными антеннами) является отклонение ДН луча от фокальной оси в плоскости, ортогональной плоскости симметрии антенны, при излучении эллиптически поляризованного поля [2, 3]. Это явление обусловлено особенностью протекания токов на поверхности рефлектора офсетной антенны. Кросс-поляризационные составляющие векторов электромагнитного поля ориентированы так, что оказывают влияние на фазу результирующего поля и, как следствие, отклоняют ДН в плоскости, ортогональной плоскости симметрии антенны. Отклонение луча от номинального положения приводит к снижению коэффициента усиления (КУ) на краях требуемой зоны облучения, что может быть критичным. Близкую к истинной зависимость между углом (θ) отклонения ДН от нормального положения и параметрами антенны можно определить [2–4, 9] как

$$\sin(\theta) = \mp \frac{\sin(\theta_0) \cdot \lambda}{4\pi \cdot F}, \quad (1)$$

где θ_0 – угол между оптической осью облучателя и осью параболы; λ – длина волны; F – фокусное расстояние. Таким образом, чем меньше θ_0 , чем больше рабочая частота и фокусное расстояние, тем меньше отклонение ДН.

Для анализа была сконструирована офсетная антенна К-диапазона со следующими основными геометрическими параметрами: $F = 800$ мм, диаметр равен 700 мм, $\theta_0 = 30^\circ$. Измерения радиотехнических характеристик (РТХ) антенны К-диапазона проводились на горизонтальном сканере ближнего поля (БП) [5]. Такие измерения относятся к наиболее точным методам измерений остронаправленных антенн [6], но имеют недостатки, связанные с множеством факторов и особенностью исполнения измерительных комплексов БП [7]. В частности, в крупногабаритных измерительных комплексах БП используются СВЧ-кабели, длина которых может достигать десятков метров. В процессе измерения данные кабели находятся в непрерывном механическом перемещении, что может приводить к дрейфу измеряемой фазы сигнала [8]. Поэтому сравнительная оценка теоретического угла наклона ДН и измеренного является актуальной задачей. На рис. 3 сравнены теоретические и измеренные проекции ДН для левосторонней поляризации по уровню половинной мощности.

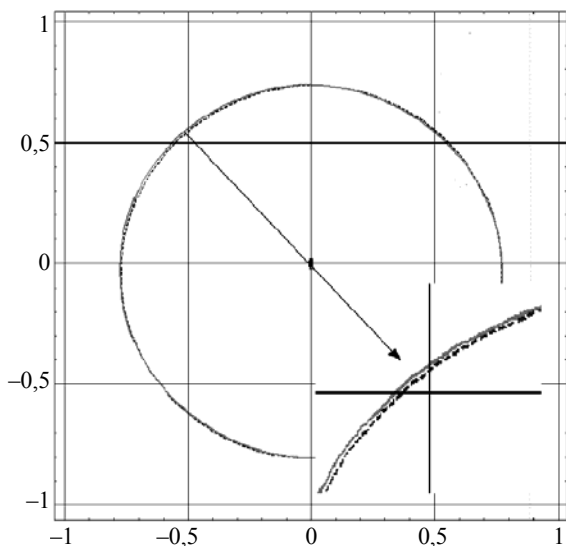


Рис. 3. Теоретическая (---) и измеренная (—) проекции ДН по уровню минус 3 дБ с увеличенным фрагментом, шаг сетки $0,5^\circ$

Теоретический расчет выполнялся в ПО Grasp, а отображение результатов в картографической проекции – в ПО Satsoft. Как видно, расхождение результатов не превышает $0,01^\circ$, что меньше погрешности измерений ($0,02^\circ$).

На рис. 4 показаны проекции измеренных ДН для правой и левой эллиптической поляризации.

Отклонение от номинального положения составило $\pm 0,04^\circ$ соответственно.

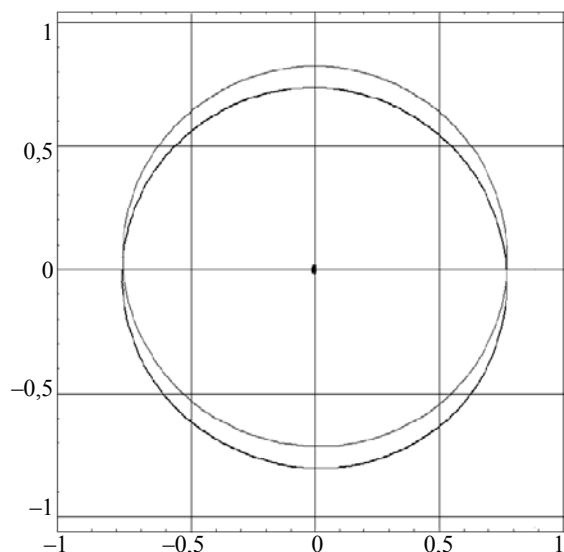


Рис. 4. Проекция ДН, измеренные по уровню минус 3 дБ для левой и правой эллиптической поляризации, шаг сетки $0,5^\circ$

Для компенсации отклонения ДН в офсетных антеннах эллиптической поляризации существуют различные решения. Самое простое – увеличение фокусного расстояния антенны с уменьшением угла наклона облучателя в соответствии с (1). К сожалению, такое решение не всегда возможно, поскольку резко увеличивается вертикальный габарит антенны, что в космической технике крайне критично. Альтернативой является усложнение облучающей системы. Так, выполняют облучающий рупор в виде трехмодовой конструкции, которая позволяет скомпенсировать кроссполяризационные составляющие высокочастотных электрических токов на поверхности рефлектора посредством трансформации векторной картины поля относительно рупора традиционного исполнения [3, 9]. Можно в качестве облучателя использовать решетку из трёх излучателей, в которой периферийные излучатели, ортогональные по поляризации центральному, компенсируют кроссполяризацию центрального излучателя путем подбора фазы. Такая конструкция облучающей системы находит применение в современных коллиматорных комплексах [10]. Хорошо известным способом является использование двухзеркальной офсетной конструкции схемы Грегори с углом между фокальной осью рефлектора и большой осью эллипсоида вращения контррефлектора, определяемым уравнением Мизугучи–Драгоне, а также двухзеркальных схем Кассегрена типов «Top-fed» и «Side-fed» [11, 12].

Выводы. Сегодня рефлекторные офсетные антенны незаменимы в системах спутниковой связи благодаря своей конструкции. Расчетные и экспериментальные данные по оценке отклонения ДН от номинального положения согласуются. Использование методов измерения в планарном сканере БП является одним из наиболее точных для тестирования

зеркальных антенн. Существуют эффективные способы устранения эффекта отклонения ДН в офсетных антеннах с эллиптической поляризацией, однако их целесообразность определяется конкретными задачами.

Литература

1. Виды спутниковых антенн [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.kitsystem.ru/kak-vybrat-sputnikovu-antennu>, свободный (дата обращения: 19.05.2016).

2. Adatia N.A. Beam squint in circularly polarised offset – reflector antenna / N.A. Adatia, A.W. Rudge. – Leatherhead: ERA, 1975. – Vol. 11. – P. 513–515.

3. Removal of beam squinting effects in a circularly polarized offset parabolic reflector antenna using a matched feed / S.B. Sharma, D.A. Pujara, S.B. Chakrabarty and V.K. Singh // Progress in electromagnetics research letters (Urbana). – 2009. – Vol. 7. – P. 105–114.

4. Balanis C.A. Modern antenna handbook. – Wiley, 2008. – 1680 p.

5. Доманов С.К. Сравнительный анализ результатов измерений радиотехнических характеристик антенны К-диапазона в измерительном комплексе ближнего поля в схемах с преобразованием частоты и с использованием широкополосной волоконно-оптической линии передачи / С.К. Доманов, А.В. Мухин // Матер. докл. XXI Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск: В-Спектр, 2016. – Ч. 1. – С. 16–19.

6. Keysight technologies. Nearfield systems Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/NSI-near-far.pdf, свободный (дата обращения: 17.05.2016).

7. Newell A. Error analysis techniques for planar near-field measurements // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 1988. – Vol. 36, No. 6. – P. 754–768.

8. Wideband planar near-field antenna measurement technique using an analog fiber-optic link / A. Chizh, S. Malyshev, K. Mikitchuk, A. Milyaev, M. Popikov // Proceedings of 45th European Microwave Conference (EuMC). – Paris, France. – 6–11 September, 2015. – P. 1148–1151.

9. Вуд П. Анализ и проектирование зеркальных антенн / Пер. с англ. Г.Б. Звороно; под ред. О.П. Фролова. – М.: Радио и связь, 1984.

10. Reduction of the cross polarization component in the quiet zone of a single reflector CATR [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mvg-world.com/en/system/files/reduction_of_the_cross_polarization.pdf, свободный (дата обращения: 18.05.2016).

11. TRW Space & Electronics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/228606794_Ka-Band_Communications_Satellite_Antenna_Technology, платный (дата обращения: 16.05.2016).

12. Исследование возможностей сканирования двух многолучевых зеркальных антенн, построенных по схеме Драгоне [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/mac/feb12/14/text.html>, свободный (дата обращения: 12.05.2016).

Мухин Александр Васильевич

Инженер АО «Информационные спутниковые системы» им. ак. М.Ф. Решетнева» («ИСС»), аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: +7-950-436-88-47
Эл. почта: pilot_06@inbox.ru

Доманов Сергей Константинович

Инженер АО «ИСС», аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа
Тел.: +7-913-571-35-25
Эл. почта: serzh.domanov@mail.ru

Mukhin A.V., Domanov S.K.

Study of elliptically polarized offset antenna beam squinting

This paper briefly describes the main causes of elliptically polarized offset antenna beam squinting effects. Features of near field measurements that could affect beam squinting measurement are discussed. Good correlation between calculated and measured patterns for K-band onboard antenna is demonstrated. The basic solutions for squinting effect compensation are presented briefly.

Keywords: offset antenna, elliptical polarization, squinting, antenna pattern, near field.

УДК 621.396.96

В.В. Ерохин

Управление мощностью в синхронных системах с кодовым разделением каналов на основе оценки времени задержки сигнала

Разработан оптимальный алгоритм управления мощностью излучения транспондера синхронной системы с кодовым разделением каналов на основе оптимального оценивания времени задержки сигнала. Методами имитационного статистического моделирования показано, что реализация предложенного алгоритма позволяет обеспечить требуемые энергетические характеристики.

Ключевые слова: транспондер, управление мощностью, оценка времени задержки сигнала, фильтр Калмана.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-31-34

В системах мобильной связи с кодовым разделением каналов (CDMA) применяется управление мощностью сигнала мобильной станции (МС) с целью оптимизации энергетических и эксплуатационных характеристик. Установлено, что различия в уровнях мощности принимаемых сигналов, вызванные неодинаковой удаленностью пользовательских терминалов от базовой станции (БС), приводят к проявлению эффекта «ближний–дальний». В частности, если одна мобильная станция расположена вблизи базовой, а другая находится на границе зоны обслуживания, то разница в уровне принимаемых сигналов может достигать 80 дБ и более. Такое явление свойственно всем технологиям многостанционного доступа, однако в наибольшей степени оно сказывается на работе системы с технологией CDMA, в которой все соседние базовые станции работают на одной частоте. Мощность принимаемого БС сигнала зависит от взаимного расположения базовой и мобильной станций, параметров канала распространения радиоволн и излучаемой мощности [1–5].

Эффект «ближний–дальний» проявляется в том, что приемник захватывает относительно мощный сигнал, и тем самым делает невозможным обнаружение и прием более слабых сигналов. Проблема заключается в ограниченном динамическом диапазоне приемника, что снижает способность по обнаружению слабого сигнала в присутствии более мощного. Данная проблема относится к приемникам, в которых разрешение аналого-цифрового преобразователя (АЦП) ограничивает диапазон обнаруживаемых сигналов. Согласно логике работы в системе автоматической регулировки усиления (АРУ) приемника с приходом мощного сигнала уменьшается коэффициент усиления, чтобы предотвратить насыщение АЦП, который вызывает слабый сигнал, чтобы попасть в динамический диапазон.

В сотовых системах мобильной связи энергетическая проблема «ближний–дальний» решается путем управления мощностью передатчика. При регулировке мощности абонентской станции по замкнутому циклу петля обратной связи определяет значенные отношения сигнал/помеха по мощности при помощи пилот-сигнала. Пилот-сигнал проходит через

турбулентную среду распространения электромагнитных волн и претерпевает различные искажения [4, 5].

В данной работе рассматривается способ управления мощностью на основе оценки времени задержки сигнала в синхронной системе обмена данными (ССОД) с кодовым разделением каналов.

В работах [2, 3] показано, что если расстояние между передающей и приемной антеннами увеличивается, то мощность радиосигнала экспоненциально снижается по логарифмическому закону. Мощность принимаемого сигнала в децибелах может быть представлена как функция дальности d :

$$P_{\text{прм}}(d) = P_{\text{прд}}(u) - 20 \lg L - 10 \gamma \lg \left(\frac{d}{d_0} \right) + n_p, \quad (1)$$

где $P_{\text{прд}}(u)$ – управляемая мощность; d_0 – калибровочное значение дальности; L – калибровочное значение мощности на дальности d_0 ; γ – коэффициент потерь энергии сигнала в среде; u – управляющий сигнал; n_p – белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией D_p .

В ССОД каждый объект излучает свои сигналы в определенные, известные заранее всем объектам моменты времени. Такая организация работы позволяет любому из объектов, зафиксировав с высокой точностью, определяемой в значительной степени структурой сигнала, момент прихода сообщения, переданного другим объектом, измерить задержку распространения сигнала. Полученное значение задержки отличается от истинного на величину, определяемую рассогласованием временных шкал передающего и принимающего объектов. Применительно к системам, основанным на измерениях с использованием единой шкалы времени, значение дальности, соответствующее измеренной задержке, принято называть псевдодальностью [6].

Для измерения дальностей между объектами применяется беззапросный временной метод. Измеренная псевдодальность d между объектами сети определяется по временной задержке момента τ_i приема сигнала i -м объектом относительно априорно известного момента τ_j излучения этого сигнала j -м объектом

$$d = c(\tau_i - \tau_j) = c\tau, \quad (2)$$

где c – скорость распространения радиосигнала вдоль радиотрассы.

Таким образом, измеренная дальность между передатчиком и приемником является основной исходной информацией для реализации способа управления мощностью. Значение дальности можно определить путем измерения времени задержки сигнала в каналах обмена данными ССОД.

Рассмотрим задачу оптимального управления мощностью в постановке, когда у объекта, подверженного действию случайных возмущений, нельзя непосредственно измерить состояние, а можно лишь получить оценку переменных состояния с помощью измерительной системы, которая также подвержена действию случайных возмущений, приводящим к ошибкам измерения [7, 8]. Рассматриваемая система, в которой осуществляются операции управления и оценивания, описывается соотношениями:

$$\bar{\mathbf{x}}_v = \Phi_{v-1} \bar{\mathbf{x}}_{v-1} + \mathbf{B}_v \bar{\mathbf{u}}_v + \bar{\mathbf{n}}_{xv},$$

$$\bar{\xi}_v = \mathbf{H}_v \bar{\mathbf{x}}_v + \bar{\mathbf{n}}_v,$$

где v – временной индекс; Φ_v – фундаментальная матрица переходов размерности $(n \times n)$; $\bar{\mathbf{n}}_{xv}$ и $\bar{\mathbf{n}}_v$ – некоррелированные дискретные белые гауссовские шумы (ДБГШ) с нулевыми математическими ожиданиями и ковариационными матрицами \mathbf{Q}_v и \mathbf{V}_v и размерности $(n \times n)$ и $(m \times m)$ соответственно; \mathbf{B}_v – матрица коэффициентов управления; $\bar{\mathbf{u}}_v$ – вектор управляющих воздействий.

Так как управление должно удовлетворять условию физической реализуемости, в каждый момент времени v , то $\bar{\mathbf{u}}_v$ может зависеть только от доступных к данному моменту времени наблюдений, т.е. $\bar{\mathbf{u}}_v = f(\bar{\xi}_{v-1})$. Функционал качества управления имеет вид [7, 8]

$$J = M \left\{ \sum_{v=0}^{N-1} [\bar{\mathbf{x}}_v^T \mathbf{S}_v \bar{\mathbf{x}}_v + \bar{\mathbf{u}}_v^T \mathbf{Q}_v \bar{\mathbf{u}}_v] + [\bar{\mathbf{x}}_N^T \mathbf{A} \bar{\mathbf{x}}_N] \right\}, \quad (3)$$

где \mathbf{S}_v, \mathbf{A} – неотрицательно определенные симметричные матрицы размера $(n \times n)$; $M\{\}$ – знак математического ожидания. Требуется определить закон управления $\hat{\bar{\mathbf{u}}}_v = \bar{\mathbf{u}}_v(\bar{\xi}_1^{v-1})$, оптимальный по локальному критерию качества [7, 8]:

$$\hat{\bar{\mathbf{u}}}_v = \min_{\bar{\mathbf{u}}_v}^{-1} \{J_v\}, \quad (4)$$

где

$$J_v = M \{c_v(\bar{\mathbf{x}}_v, \bar{\mathbf{u}}_v)\} = \int \int c_v(\bar{\mathbf{x}}_v, \bar{\mathbf{u}}_v(\bar{\xi}_1^{v-1})) p(\bar{\mathbf{x}}_v, \bar{\xi}_1^{v-1}) d\bar{\mathbf{x}}_v d\bar{\xi}_1^{v-1}.$$

Здесь $c_v(\bar{\mathbf{x}}_v, \bar{\mathbf{u}}_v)$ – квадратичная функция потерь.

В (4) усреднение функций стоимости производится по плотностям вероятностей всех случайных величин, а все управления $\hat{\bar{\mathbf{u}}}_1^{v-1}$ считаются заданными. Представим совместную плотность вероятно-

сти, входящую в минимизируемый функционал (3) в виде произведения

$$p(\bar{\mathbf{x}}_v, \bar{\xi}_1^{v-1}) = p(\bar{\mathbf{x}}_v | \bar{\xi}_1^{v-1}) p(\bar{\xi}_1^{v-1}).$$

Тогда

$$J_v = \int \int c_v(\bar{\mathbf{x}}_v, \bar{\mathbf{u}}_v(\bar{\xi}_1^{v-1})) p(\bar{\mathbf{x}}_v | \bar{\xi}_1^{v-1}) d\bar{\mathbf{x}}_v \left[p(\bar{\xi}_1^{v-1}) d\bar{\xi}_1^{v-1} \right].$$

Так как всегда выполняется условие $p(\bar{\xi}_1^{v-1}) > 0$, то минимизация показателя качества достигается при минимизации интеграла в квадратных скобках. То есть вместо (4) получаем

$$\hat{\bar{\mathbf{u}}}_v = \min_{\bar{\mathbf{u}}_v}^{-1} \left\{ \int c_v(\bar{\mathbf{x}}_v, \bar{\mathbf{u}}_v(\bar{\xi}_1^{v-1})) p(\bar{\mathbf{x}}_v | \bar{\xi}_1^{v-1}) d\bar{\mathbf{x}}_v \right\} = \\ = \min_{\bar{\mathbf{u}}_v}^{-1} M \left\{ c_v(\bar{\mathbf{x}}_v, \bar{\mathbf{u}}_v) \Big|_{\bar{\xi}_1^{v-1}} \right\}. \quad (5)$$

Для определения плотности вероятности, входящей в (4), используются соотношения оптимальной фильтрации Р.Л. Стратоновича [6]

$$\begin{cases} p(\bar{\mathbf{x}}_v | \bar{\xi}_1^{v-1}) = \int p(\bar{\mathbf{x}}_v | \bar{\mathbf{x}}_{v-1}, \bar{\mathbf{u}}_v) p(\bar{\mathbf{x}}_{v-1} | \bar{\xi}_1^{v-1}) d\bar{\mathbf{x}}_{v-1}, \\ p_v(\bar{\mathbf{x}}_v) = k p(\bar{\xi}_v | \bar{\mathbf{x}}_v) \tilde{p}_v(\bar{\mathbf{x}}_v). \end{cases} \quad (6)$$

Совокупность уравнений (5), (6) представляет собой алгоритм решения задачи оптимального управления стохастическими системами по локальному критерию, при этом основной составной задачей оптимального управления является задача оптимальной фильтрации.

Требуется найти управление $\bar{\mathbf{u}}_v$ из множества допустимых, обеспечивающее минимум функционала (3). В результате минимизации (3) найдено следующее представление для оптимального управления [7, 8]:

$$\hat{\bar{\mathbf{u}}}_v = -\mathbf{L}_v \hat{\bar{\mathbf{x}}}_{v-1}, \quad (7)$$

в котором матрица коэффициентов усиления регулятора \mathbf{L}_v определяется выражением

$$\mathbf{L}_v = (\mathbf{B}_v^T \mathbf{R}_{v+1} \mathbf{B}_v + \mathbf{V}_v)^{-1} \mathbf{B}_v^T \mathbf{R}_{v+1} \Phi_v. \quad (8)$$

Матрица \mathbf{R}_v находится путем решения матричного уравнения Риккати для дискретного времени

$$\mathbf{R}_v = \Phi_v^T \mathbf{R}_{v+1} \Phi_v + \mathbf{Q}_v - \mathbf{I}_v^T [\mathbf{B}_v^T \mathbf{R}_{v+1} \mathbf{B}_v + \mathbf{V}_v] \mathbf{L}_v \quad (9)$$

при граничном условии $\mathbf{R}_N = \mathbf{A}$.

Апостериорная оценка вектора состояния объекта управления по результатам наблюдений удовлетворяет уравнению

$$\hat{\bar{\mathbf{x}}}_v = \Phi_v \hat{\bar{\mathbf{x}}}_{v-1} + \mathbf{B}_v \bar{\mathbf{u}}_v + \mathbf{K}_v [\bar{\xi}_v - \mathbf{H}_v (\Phi_v \hat{\bar{\mathbf{x}}}_{v-1} + \mathbf{B}_v \bar{\mathbf{u}}_v)]. \quad (10)$$

Матрица коэффициентов усиления регулятора \mathbf{K}_v рассчитывается по формуле

$$\mathbf{K}_v = \Phi_v \tilde{\mathbf{R}}_v \mathbf{H}_v^T [\mathbf{H}_v \tilde{\mathbf{R}}_v \mathbf{H}_v^T + \mathbf{V}_v]^{-1}, \quad (11)$$

где $\tilde{\mathbf{R}}_v = \Phi_v \mathbf{R}_{v-1} \Phi_v^T + \mathbf{Q}_v$ – экстраполированная ковариационная матрица ошибок оценок.

Выражения (9)–(11) являются уравнениями фильтра Калмана для дискретных линейных систем,

обеспечивающего нахождение оптимальной оценки вектора состояния объекта управления по критерию минимума среднего квадрата ошибки. Соотношения (7), (8) соответствуют случаю определения оптимального управления линейной дискретной детерминированной системой [9].

Структура оптимальной системы, в которой по измерениям производится оценка вектора состояния, используемая в управлении, изображена на рис. 1.

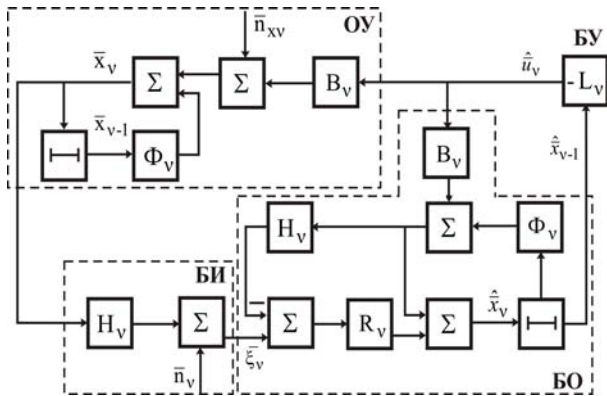


Рис. 1. Структура системы оптимального управления с оценкой состояния: ОУ – объект управления; БУ – блок управления; БИ – блок измерения; БО – блок оценивания

В соответствии с утверждением теоремы разделения или стохастической эквивалентности задачи синтеза оптимального управления и оптимальной фильтрации можно решать независимо (раздельно) [7, 8]. Для измерения псевдодальности в транспондере ССОД используется оптимальный фильтр второго порядка для следящей системы за задержкой огибающей сигнала [6]. При синтезе сглаживающего фильтра второго порядка априорная модель изменения задержки сигнала задается уравнениями

$$\tau_v = \tau_{v-1} + TV_{\tau,v-1}, \quad (12)$$

$$V_{\tau,v} = V_{\tau,v-1} + n_{\tau,v-1}, \quad (13)$$

где $n_{\tau,v}$ – ДБГШ с дисперсией $D_{n\tau}$.

Запишем уравнение наблюдения для следящей системы в виде

$$\xi_v = \tau_v + n_{\tau,v},$$

где $n_{\tau,v}$ – ДБГШ с дисперсией D_n .

Синтезируем фильтр Калмана, полагая, что модель изменения задержки определяется (12), (13). Уравнения оптимальной фильтрации имеют вид

$$\hat{\tau}_v = \hat{\tau}_{v-1} + K_{1,v}(\xi_v - \hat{\tau}_v),$$

$$\hat{\tau}_v = \hat{\tau}_{v-1} + TV_{\tau,v-1},$$

$$\hat{V}_v = \hat{V}_{\tau,v-1} + K_{2,v}(\xi_v - \hat{\tau}_v),$$

$$K_{1,v} = \frac{R_{11,v}}{D_{n\tau}}, \quad K_{2,v} = \frac{R_{12,v}}{D_{n\tau}},$$

где R_{ij} – элементы матрицы \mathbf{R} дисперсий ошибок фильтрации вектора $\bar{x} = [\tau \ V_{\tau}]^T$, которая удовлетворяет уравнениям

$$\mathbf{R}_{x,v}^{-1} = \tilde{\mathbf{R}}_{x,v}^{-1} + \mathbf{H}^T \mathbf{H} / D_{n\tau},$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_{x,v} = \Phi \tilde{\mathbf{R}}_{x,v-1} \Phi^T + \mathbf{G} \mathbf{G}^T D_{w\tau},$$

где $\tilde{\mathbf{R}}_{x,v}$ – матрица дисперсий ошибок экстраполяции вектора \bar{x} ;

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = [1 \ 0].$$

В соответствии с выражением (1) и полученным алгоритмом фильтрации вектор состояния в задаче совместного управления и оценивания представим в виде $\bar{x} = [P_{\text{прд},\tau}, V_{\tau}]^T$. Рекуррентное уравнение динамики управляемой мощности запишем в следующем виде:

$$P_{\text{прд},v} = P_{\text{прд},v-1} + \alpha \cdot \hat{u}_v,$$

где α – крутизна регулировочной характеристики.

Предлагаемый алгоритм позволяет выполнять автоматическое регулирование мощности передатчика на основе измерения псевдодальности между абонентами сети.

Одним из возможных путей реализации предлагаемого способа оптимизации энергетических соотношений является управление уровнем сигнала в приемном тракте. Это осуществляется введением закона временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ)

$$u(d) \sim 20 \lg(d/d_{\min}),$$

где d_{\min} – начальная дистанция работы ВАРУ (м), рассчитываемая в зависимости от максимальной дистанции и динамического диапазона приёмно-передающего тракта

$$d_{\min} = d_{\max} / D,$$

где d_{\max} – максимальный диапазон дальности (м); D – динамический диапазон приемного тракта.

Результаты имитационного статистического моделирования алгоритма оценки времени задержки приведены на рис. 2–3, результаты работы алгоритма управления мощностью – на рис. 4 и результаты сравнительного анализа энергетических характеристик без управления и при реализации управления мощностью – на рис. 5. Моделирование проведено при следующих условиях: начальное значение мощности излучаемого сигнала МС –20 дБм, значения параметров были получены путем измерений в системе сотовой связи [3].



Рис. 2. Ошибка оценки времени задержки сигнала

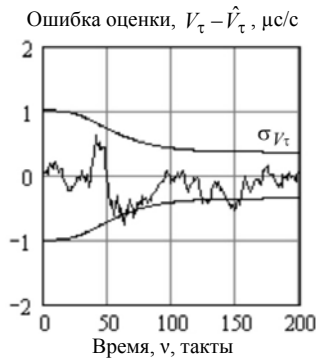


Рис. 3. Ошибка оценки скорости изменения времени задержки сигнала

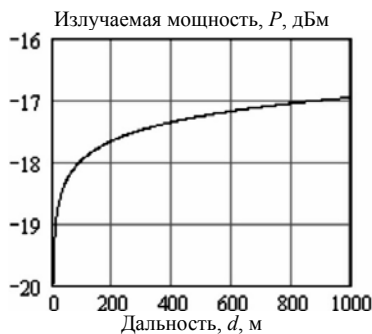


Рис. 4. Зависимость управляемой мощности излучаемого сигнала от дальности

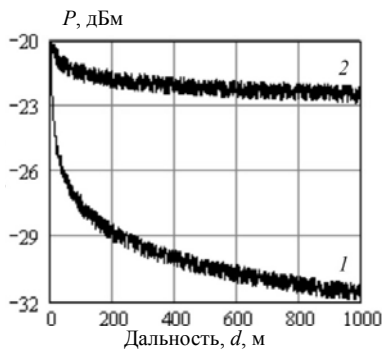


Рис. 5. Зависимость мощности принимаемого сигнала от дальности: 1 – без управления; 2 – с управлением

Выводы

Синтезированный алгоритм позволяет формировать управляющее воздействие на изменение мощности передатчика в зависимости от дальности между абонентами на основе оценивания с высокой точностью ($\sigma \approx 2$ нс) времени задержки сигнала. Сравнительный анализ результатов моделирования показал, что реализация предложенного алгоритма позволяет обеспечить требуемые энергетические характеристики между сигналами в ССОД с технологией CDMA.

Литература

1. Gatsis K. Optimal power management in wireless control systems / K. Gatsis, A. Ribeiro, G.J. Pappas // American Control Conference (ACC) Washington, DC, USA, 2013, June 17–19. – P. 1565–1572.
2. Goldsmith A. Wireless Communications. – New York: Cambridge University Press, 2005. – 561 p.
3. Parsons J.D. The Mobile Radio Propagation Channel. – 2nd ed. – West Sussex: John Wiley & Sons, 2000. – 418 p.
4. Коротков Д.А. Алгоритм управления мощностью для системы широкополосного беспроводного доступа стандарта WiMAX IEEE 802.16e / Д.А. Коротков, А.С. Вершинин, Е.П. Ворошилин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 93–97.
5. Шелухин О.И. Управление мощностью мобильной станции в сетях с кодовым разделением каналов на основе оценки ошибки сигнал-помеха / О.И. Шелухин, С.В. Березенко // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2006. – Т. 2, № 2. – С. 27–29.
6. Тихонов В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. – 668 с.
7. Сейдж Э.П. Оптимальное управление системами / Э.П. Сейдж, Ч.С. Уайт. – М.: Радио и связь, 1982. – 392 с.
8. Черноуцько Ф.Л. Оптимальное управление при случайных возмущениях / Ф.Л. Черноуцько, В.Б. Колмановский. – М.: Наука, 1978. – 352 с.
9. Пантелеев А.В. Теория управления в примерах и задачах / А.В. Пантелеев, А.С. Бортаковский. – М.: Высш. шк., 2003. – 583 с.

Ерохин Вячеслав Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. авиационного радиоэлектронного оборудования Иркутского филиала Московского гос. технического ун-та гражд. авиации (ИФ МГТУ ГА)
Тел.: +7 (395-2) 61-54-10
Эл. почта: Ww_erohin@mail.ru

Erokhin V.V.

Power control in synchronous systems with code channel separation based on evaluation of signal delay

Optimal algorithm based on the estimation of optimal signal delay was developed to control power of transponder radiation of a synchronous system with code channel division. Using the methods of statistical simulation modeling it was shown that the implementation of the proposed algorithm allows to provide the required power characteristics.

Keywords: transponder, power control, evaluation of signal delay time, Kalman filter.

УДК 551.508.77: 535.015

В.В. Кальчихин, А.А. Кобзев, И.М. Краснолобов, А.А. Тихомиров

Система устранения внешних естественных помех в измерительном канале оптического осадкомера

Приведено описание оптического осадкомера, принцип работы которого основан на методе получения и анализа теневых изображений частиц атмосферных осадков. Разработана система устранения помех, вызванных наличием влаги на поверхностях оптических окон прибора. Решение основано на применении электрической системы подогрева поверхности оптических окон, управляемой по специально разработанному алгоритму. Приведено описание реализации системы подогрева.

Ключевые слова: оптический осадкомер, атмосферные осадки, помехи, алгоритм, система подогрева.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-35-37

С развитием техники и технологии все большее количество рутинных задач переходит под контроль автоматизированных систем и комплексов. Применение современных метеоприборов и датчиков позволяет организовывать сетевые наблюдения за изменением метеовеличин, что существенно повышает ценность информации при уменьшении времени, затрачиваемого наблюдателем на контроль. Для решения задачи своевременного получения достоверной метеорологической информации современные измерители должны не только функционировать в автоматическом режиме, но и иметь возможность общей самодиагностики и даже схему автоматического устранения неисправностей.

Несмотря на простоту измерения сумм выпадающих атмосферных осадков с помощью осадкомерного ведра [1], задача автоматизации этого процесса далека от окончательного решения. Разработано много методов и соответствующих приборов для автоматического измерения параметров атмосферных осадков [2]. Одним из наиболее эффективных направлений развития этих средств измерений является разработка и создание оптических измерителей характеристик осадков.

Помимо возможностей автоматической и автономной работы, оптический осадкомер существенно расширяет перечень измеряемых характеристик атмосферных осадков. Он способен определять параметры микроструктуры осадков (распределение частиц по размерам и по скоростям падения) и интегральные характеристики (сумму, интенсивность, водность, радиолокационную отражаемость и кинетическую энергию) осадков, эффективно выполнять функцию датчика начала и окончания осадков, определять вид осадков на основании анализа микроструктурных характеристик. Оптический осадкомер лишен многих недостатков традиционных измерителей, к числу которых, например, относятся ошибки, связанные со смачиванием, испарением и влиянием ветра. Конструкция прибора, как правило, лишена подвижных узлов, прибор прост в установке и обслуживании.

Описание работы оптического осадкомера

В оптическом осадкомере, разработанном в лаборатории экологического приборостроения ИМ-

КЭС СО РАН, применяется метод получения и анализа теневых изображений частиц атмосферных осадков [3]. Сутью метода является определение характеристик выпадающих осадков на основании измерения размеров теней для каждой из зарегистрированных частиц, проходящих сквозь измерительную площадку под действием силы тяжести. Для реализации данного метода плоский горизонтальный коллимированный световой поток от источника попадает на линейный массив из 768 светочувствительных элементов (линейный сенсор), формируя измерительный канал (рис. 1). Высокая частота сканирования сенсора (порядка 20 кГц) обеспечивает возможность многократного измерения горизонтального сечения тени каждой частицы по мере ее прохождения через измерительную площадку. Количество измерений тени каждой частицы определяется ее вертикальным размером и скоростью падения. Для обеспечения жесткости конструкции блоки источника и приемника помещены в единый корпус с вырезом размером 100×100 мм для прохождения частиц атмосферных осадков. Размер измерительной площадки, через которую свободно проходят частицы осадков (см. рис. 1), определяется шириной измерительного канала (48 мм), а также открытым расстоянием между источником и приемником (100 мм). Компоненты источника и приемника закрыты от воздействия окружающей среды защитными оптическими окнами.

На основании данных измерения параметров отдельных частиц происходит определение микроструктурных [4] и расчет интегральных характеристик атмосферных осадков, перечисленных выше.

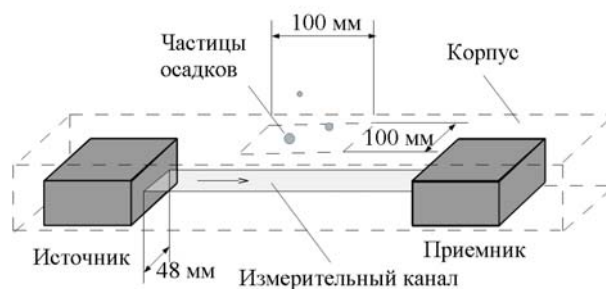


Рис. 1. Схема формирования измерительной площадки оптического осадкомера

Помехи в измерительном канале

Для проведения натуральных испытаний экспериментальный образец оптического осадкомера был установлен на метеорологической площадке ИМКЭС СО РАН (рис. 2). В ходе проведения натуральных испытаний обнаружился ряд особенностей применения оптических методов для решения задачи измерения осадков. Наиболее существенные из них связаны с регистрацией объектов, не относящихся к падающим частицам измерительных осадков: загрязнение, насекомые, наличие влаги на оптических окнах источника и приемника оптического излучения (брызги, запотевание-роса, изморозь-иней). Эти факторы вызывают помехи в измерительном канале и ошибочные результаты, а в некоторых случаях приводят к сбоям в работе прибора. Влияние первых двух факторов исключается применением фильтрации измерительных данных путем проверки соответствия характеристик регистрируемых объектов ряду условий. Появление капель в результате разбрызгивания устраняется установкой брызгозащиты.

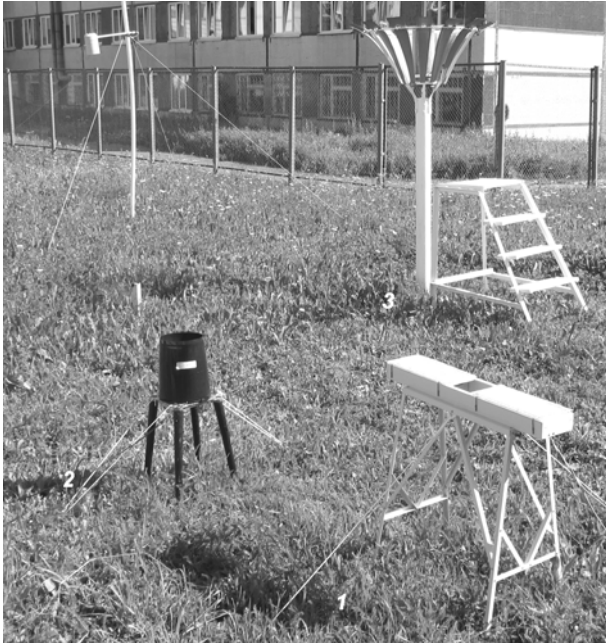


Рис. 2. Метеорологическая площадка ИМКЭС СО РАН: 1 – оптический осадкомер; 2 – чашечный осадкомер; 3 – осадкомер О-1

Появление на оптических окнах прибора влаги в результате конденсации связано с резким изменением метеорологических условий. В теплое время года влага на внешней поверхности оптических окон прибора образуется при выпадении росы, а на внутренней поверхности – в случае попадания влаги внутрь корпуса излучателя и/или приемника оптического осадкомера. В холодное время года при резком падении температуры на окнах также образуется пленка воды, которая, замерзая, превращается в непрозрачное ледяное покрытие.

После натуральных испытаний нами реализовано решение данной проблемы, которое основано на применении электрической системы подогрева оп-

тических окон, управляемой по специально разработанному алгоритму.

Описание алгоритма управления

Микропроцессор 1986BE1 (рис. 3) производит все необходимые операции для управления прибором, он выполняет обработку данных с выходов линейного сенсора, производит вычисления и управляет системой подогрева. Вычислитель предназначен непосредственно для анализа принимаемых сигналов с линейного сенсора и расчета размера зарегистрированных теней. При регистрации непрерывной тени с неизменным размером в течение 1 с вычислитель делает вывод о вероятном нахождении влаги на оптических окнах прибора, включает режим работы «Автоматическое устранение неисправности» (режим АУН) и подает команду пропорционально-интегрально-дифференцирующему (ПИД) регулятору для включения подогрева. ПИД-регулятор осуществляет плавное включение/выключение подогрева и регулирует мощность, стабилизируя значение температуры нагревателя. В режиме АУН вычислитель продолжает анализировать наличие тени помехи, сигнализирующее о вероятном нахождении влаги. Если помеха исчезла, то прибор переходит в нормальный режим работы. Если работоспособность прибора не восстановилась в течение 20 мин, осадкомер переводится в состояние «Обнаружена неустранимая неисправность», требующее вмешательства обслуживающего персонала.



Рис. 3. Схема реализации системы подогрева оптического окна

Реализация системы подогрева оптических окон оптического осадкомера

Нагреватель представляет собой 5 резисторов общим сопротивлением 60 Ом, заключенных в алюминиевый держатель оптических окон источника и приемника (рис. 4). При питании от напряжения 27 В максимальная мощность, выделяемая нагревателем, составляет 12 Вт. Управление нагревателем производится с помощью ключа на МДП-транзисторе, на который с микропроцессора подается сигнал с широтно-импульсной модуляцией частотой 100 Гц, что позволяет плавно регулировать выделяемую на нагревателе мощность. Микропроцессор с помощью аналого-цифрового преобразователя оцифровывает напряжение на делителе, составленном из постоянного резистора и терморезистора с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Далее из полученного напряжения микроконтроллер вычисляет температуру и передает в контур ПИД-регулятора.

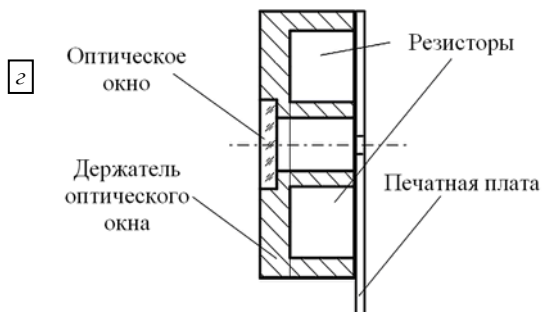
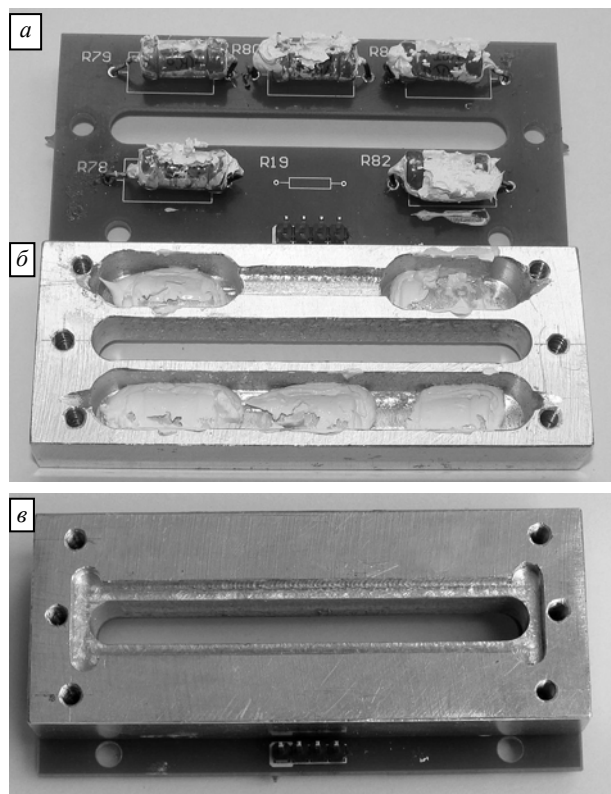


Рис. 4. Конструкция защитного окна. Печатная плата системы обогрева с нагревательными резисторами – а. Держатель оптического окна: вид с внутренней стороны – б; вид с внешней стороны – в. Система обогрева в разрезе – г

При проведении лабораторных испытаний в нормальных условиях были получены следующие результаты. При выделяемой мощности 10 Вт, температура нагревателя увеличилась на 80 °С за время нагрева 5 мин. Капля воды размером 2 мм на окне испарилась за время 1 мин. При выделяемой мощности 5,25 Вт температура нагревателя увеличилась на 20 °С за 10 с, затем на 40 °С за 1 мин. Капля воды размером 2 мм на окне испарилась за 1,5 мин.

Заключение

В работе предложено решение задачи устранения помех в измерительном канале оптического осадкомера, вызванных конденсацией влаги и образованием ледяного покрытия на оптических окнах прибора. Схема обогрева и управляющий алгоритм позволяют осуществлять самодиагностику и автоматическое устранение неисправности. Это существенно повышает автономность работы с увеличением интервала необходимого обслуживания.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации (МК-3298.2015.5).

Литература

1. Справочник по гидрометеорологическим приборам и установкам / А.Б. Рейфер, М.И. Алексеев, П.Н. Бурцев и др. – Л.: Гидрометеиздат, 1971. – С. 70–71.
2. Приборное обеспечение измерения параметров атмосферных осадков. Современное состояние / В.В. Кальчихин, Кобзев А.А. и др. Изв. вузов. Физика. – Томск, 2009. – 11 с. – Деп. в ВИНТИ 16.12.09, № 802-В2009.
3. Пат. 2575181 РФ, МПК G 01 W 1/14. Оптический способ измерения атмосферных осадков / А.А. Азбукин, В.В. Кальчихин, А.А. Кобзев (РФ). – № 2014129127/28; заявл. 15.07.2014, опубл. 20.02.2016. Бюл. № 5. – 3 с.
4. Кальчихин В.В. Определение микроструктурных характеристик жидких атмосферных осадков с помощью оптического осадкомера / В.В. Кальчихин, А.А. Кобзев, В.А. Корольков и др. // Оптика атмосферы и океана. – 2015. – Т. 28, № 7. – С. 669–672.

Кальчихин Владимир Викторович

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр.
Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института мониторинга климатических и экологических систем Сибирского отделения Российской академии наук (ИМКЭС СО РАН)
Тел.: +7 (382-2) 49-20-24 (доб. 1056)
Эл. почта: vvk@imces.ru

Кобзев Алексей Анатольевич

Канд. техн. наук, науч. сотр. ИМКЭС СО РАН
Тел.: +7 (382-2) 49-20-24 (доб. 1056)
Эл. почта: alexey-kobzev@mail.ru

Краснолобов Игорь Михайлович

Инж. ИМКЭС СО РАН
Тел.: +7 (382-2) 49-20-24 (доб. 1125)
Эл. почта: categor@mail.ru

Тихомиров Александр Алексеевич

Д-р. техн. наук, зав. лаб. ИМКЭС СО РАН,
профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 49-22-49
Эл. почта: tikhomirov@imces.ru

Kalchikhin V.V., Kobzev A.A.,
Krasnolobov I.M., Tikhomirov A.A.

System for elimination of external natural noise in the measuring channel of the optical precipitation gauge

The paper presents the description of the optical precipitation gauge that is based on the principle of the obtaining and analyzing precipitation particle shadow images. System is developed to eliminate the noise caused by the presence of moisture on surfaces of the device optical windows. The solution is based on the use of electric systems for surface heating of the optical windows that are controlled by specially developed algorithm. The implementation of heating system is described.

Keywords: optical precipitation gauge, precipitations, noises, algorithm, the heating system.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.3

В.С. Гапонов, В.П. Дашевский, М.М. Бизин

Модернизация программно-аппаратного обеспечения модельных сервоприводов для использования в антропоморфных робототехнических комплексах

Серийные модельные сервоприводы не удовлетворяют требованиям, применяемым к приводам в робототехнических комплексах в силу отсутствия обратной связи с бортовой ЭВМ и невозможности изменения параметров принципа регулирования. В данной статье проанализированы существующие решения и рассмотрено создание управляющего контроллера, который позволяет модернизировать стандартный модельный сервопривод для его использования в антропоморфных роботах.

Ключевые слова: встроенные системы управления, бортовые вычислители, ARM процессоры, робототехнические комплексы, сервоприводы.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-41-50

При разработке современных автоматизированных подвижных систем требуется использование двигателей с возможностью позиционирования, такие устройства называются сервоприводами. Современный модельный сервопривод (рис. 1) представляет собой законченное устройство в едином корпусе: мотор вместе с редуктором и электроникой (УЭ), управляющей положением выходного вала. УЭ может быть реализована с использованием аналоговых или цифровых схем. В современных сервоприводах все чаще используются цифровые системы управления на основе микроконтроллеров. УЭ декодирует сигналы управления от бортовой ЭВМ (БЭВМ) и в зависимости от показаний датчика положения вала вычисляет выходное воздействие – напряжение, подаваемое на мотор.

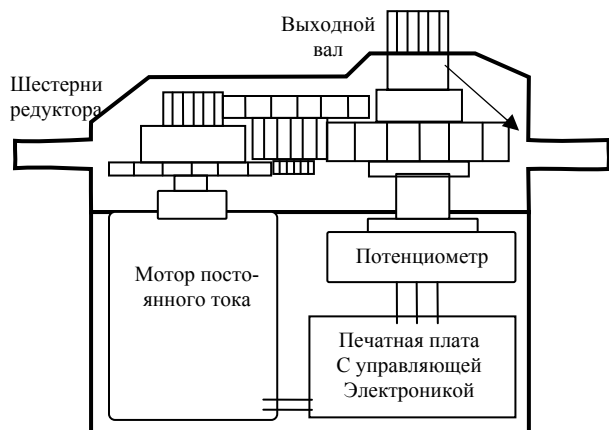


Рис. 1. Устройство модельного сервопривода

Серийно производимые модельные сервоприводы (в англоязычной литературе за ними закрепился термин «RC-servo») позволяют управлять только положением выходного вала, но не дают возможности проверки фактического исполнения команды и изменения других параметров, также не изменяется длина проводов, в них отсутствует разъем – из корпуса выходит провод длиной около 30 см.

Для робототехнических систем требуется согласованно управлять большим количеством степе-

ней свободы с высокой точностью. Например, в антропоморфном роботе NAO используется 26 двигателей, движение которых должны быть согласовано [1]. Согласование достигается за счет обратной связи по положению вала, которое сообщается в БЭВМ всеми приводами и учитывается при расчете движений. БЭВМ может быть выполнена на основе любой вычислительной системы, от МК до ПК, в данный момент развивается идеология модульных вычислителей, таких как SMARC [2]. Робототехнический сервопривод характеризуется наличием двунаправленного цифрового канала связи с БЭВМ и более развитыми протоколами управления (как, например, протокол «Communication 1.0» [3]).

В силу большого количества подвижных частей и необходимости их синхронизации в современных роботах к сервоприводам предъявляется требование оперативного взаимодействия с БЭВМ:

- 1) по запросу БЭВМ передавать информацию о текущем состоянии сервопривода;
- 2) принимать от БЭВМ изменение параметров закона управления;
- 3) осуществлять синхронизацию с другими приводами.

Сервоприводы, которые позволяют БЭВМ получить информацию о своем состоянии, называются программируемыми, они способны реализовать обратную связь локального контроллера (ЛК) с БЭВМ, что позволяет БЭВМ в любое время проверить фактическое исполнение задачи. Данная возможность реализуется путем обеспечения взаимодействия двух сторон БЭВМ и контроллера в виде вопросно-ответной системы [4]. Модельные и программируемые сервоприводы отличаются только управляющей электроникой. Кроме обратной связи, некоторые модели поддерживают сетевые протоколы управления. Для работы в сети все контроллеры имеют свой идентификационный номер, что делает управление более гибким. Пример реализации робота с использованием сети программируемых сервоприводов показан в статьях [5–7]. Среди преимуществ использования сетевых протоколов следует отметить следующие:

1) сокращение числа проводов, необходимых для коммутации;

2) возможность реализации общих запросов и отдачи команд;

3) уменьшение количества интерфейсных портов, используемых на БЭВМ для подключения всех сервоприводов.

Управление RC-servo осуществляется при помощи широтно-модулированных импульсов (ШИМ) с периодом около 20 мс, в зависимости от заполняемости ШИМа, меняется угол поворота выходного вала. Программируемые сервоприводы управляются, например, через UART. В системе с программируемым сервоприводом для более корректной работы системы в целом используются две обратные связи:

- обратная связь по углу внутри сервопривода;
- обратная связь контроллера сервопривода с БЭВМ.

подавляющее большинство приводов с цифровыми контроллерами для расчёта управляющего сигнала используют PID-регулятор по положению, который осуществляет управление с заданными динамическими характеристиками. Наличие собственного контроллера в каждом приводе позволяет существенно разгрузить БЭВМ. Однако такая архитектура оставляет без рассмотрения ряд задач системного уровня интеграции:

1. В системах с несколькими приводами, управляемыми одним манипулятором (конечностью), динамические характеристики приводов должны быть согласованы, иначе невозможно обеспечить следование расчётной траектории движения манипулятора. В простейшем виде согласование нескольких PID-регуляторов может быть получено за счет разбиения траектории движения на множество небольших шагов и контроля со стороны БЭВМ за выполнением каждого шага всеми приводами. Однако такой путь ведет к возрастанию информационного обмена по шине между приводами и БЭВМ.

2. В системах управления конечностями использование PID-регулирования имеет ряд недос-

татков: кроме регулирования положения вала важен также момент на валу. Наличие статической нагрузки на конечность, например взятие и удержание груза, приводит к появлению ошибки позиционирования, которая устраняется медленно за счет интегральной составляющей регулятора. Большое значение интегрального коэффициента может способствовать развитию неустойчивости в управлении. Компенсация негативного влияния изменения внешних условий на динамические свойства PID-регулятора становится дополнительной нагрузкой БЭВМ, требующей постоянного взаимодействия с контроллером привода.

Так как RC-servo имеют множество модификаций, которые отличаются по динамическим характеристикам, но у них отсутствует обратная связь с БЭВМ, предлагается использовать механические части: корпус, редуктор, мотор и потенциометр из RC-servo. Модификация будет заключаться только в демонтаже встроенного контроллера и его замене на разработанный, после чего сервопривод снова готов к работе уже с новыми функциями. Это дает возможность использования стандартных не робототехнических сервоприводов без обратной связи по положению с БЭВМ, для решения робототехнических задач.

Есть существующие решения, которые используют подобный подход: OpenServo [8], Hack your servo v3.00 [9]. Отличием данных проектов является использование менее мощных МК, что не позволяет реализовывать сложные алгоритмы, если учесть исследовательское применение данного контроллера, то это является минусом. Кроме отличия по вычислительной мощности, отсутствует встроенная возможность работы по USB, что усложняет процесс прошивки и эксплуатации. У OpenServo используется протокол на основе I2C, это менее удобно, чем UART или USB. Предлагается использовать более мощный вычислительный модуль, например STM32F042K6U6, характеристики данных МК приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики микроконтроллеров

Тип микроконтроллера	ATmega168	ATMega 328P	STM32F042K6U6
Корпус	TQFP-32	TQFP-32	UFQFN-32
Размер, мм	9×9	9×9	5×5
Напряжение питания (min-max), В	2,7–5,5	1,8–5,5	2–3,6
Разрядность, бит	8	8	32
Скорость ЦПУ, МГц	20	20	48
Размер ПЗУ, КБ	16	32	32
Размер ОЗУ, КБ	1	2	6
USB	NO	NO	YES
Цена, USD	0,97	1,15	1,36

Создание отдельного контроллера для промежуточной обработки данных с сервопривода способствует декомпозиции поставленной задачи. МК берет на себя вычисления, связанные с контролем величины воздействия и мониторингом состояния конкретного привода. При использовании данного

подхода задача ЦК сводится к отдаче команд ЛК, у которого он может запросить и проверить при необходимости критичные параметры.

Задачи, решаемые локальным контроллером:

1) прием данных с датчиков для контроля состояния двигателя;

- 2) обработка полученных данных и их фильтрация;
 - 3) реализация управления с использованием обратной связи по позиции, току и напряжению;
 - 4) предотвращение критических режимов работы привода;
 - 5) формирование управляющих сигналов на основе данных;
 - 6) обмен информацией с управляющим контроллером;
 - 7) максимальная разгрузка локальных вычислений, для разгрузки центрального контроллера и шины данных;
 - 8) обновление управляющей программы по сети без необходимости извлечения контроллера из устройства;
 - 9) реализация вторичного источника питания для сервопривода, позволяющего увеличить диапазон напряжения питания.
- Для разгрузки центрального контроллера расчет воздействий, управляющих двигателем, производится на локальных контроллерах, расположенных внутри сервоприводов. В данном случае ЦК освобождается от необходимости частых запросов, для контроля актуального состояния сервоприводов и количество необходимых обращений в секунду снижаются в 20 раз для каждого привода (с 1000 до 50).

Актуальной задачей исследования является поиск такого способа взаимодействия БЭВМ с контроллерами приводов, чтобы свести к минимуму необходимый информационный обмен. Далее приведены аргументация необходимости разработки контроллера и обзор существующих решений.

Анализ сервоприводов, применяемых в существующих антропоморфных роботах

В процессе исследования был проведен анализ характеристик антропоморфных роботов от 26 до 147 см [10–15]. В данной статье рассматриваются сервоприводы с моментов до 21 кг·см, поэтому в результатах, представленных в табл. 2, приведены только роботы до 58 см.

При анализе полученной информации видно, что стоимость сервоприводов составляет большую часть себестоимости робота (46–75%). Задача оптимизации стоимости сервоприводов является актуальной, одним из путей решения данной задачи является создание приводов на основе серийных RC-servo. По этой причине было решено снизить себестоимость самой дорогой составной части, тем самым получив возможность ощутимо уменьшить себестоимость конечного изделия – робота, при этом увеличив гибкость разработки, получив возможность изменять ПО контроллера.

Таблица 2

Сравнение антропоморфных роботов

Компания	Robotis			Aldebaran Robotics	
	ROBOTIS Mini	Bioloid			
Название робота			Premium	GP	ROBOTIS OP2
Цена, \$	499,00	1 199,00	2 799,00	9 600,00	10 000,00
Высота, см	26,93	39,7	34,6	45,45	58
Число моторов	17	18	18	20	26
Тип сервопривода	XL-320*16 XL-320D*1	AX-12A * 18	AX-12A * 8 AX-18A * 10	MX-28T * 20	22NT82213P * 12 17N88208E * 4 16GT83210E * 10
Общая стоимость сервоприводов, \$	372,30	808,20	1 308,20	4 398,00	8 285,40
Процент стоимости сервоприводов от цены всего робота, %	75	67	47	46	83
Дополнительные сведения	Детали корпуса могут быть распечатаны на 3D-принтере				В 2014 г. цена уменьшилась на \$ 2 000

В некоторых роботах для разных суставов, независимо от нагрузки на них, используется один и тот же тип двигателей. Хотя для движения головой и сгибания коленей требуется разная мощность. Это приводит к дисбалансу распределения мощности по суставам и удорожанию конструкции. В табл. 3 приведено сравнение характеристик программируемых сервоприводов, которые используются в роботах, рассмотренных ранее в табл. 2.

В табл. 4 приведены характеристики более дешевых RC-servo без программируемого цифрового контроллера и, как следствие, без обратной связи с БЭВМ и без возможности организации сети.

При сравнении похожих по характеристикам двигателей из табл. 3 и 4, например AX-12A и

MG945, можно увидеть разницу в цене более чем на 85%. При схожести таких динамических характеристик, как момент и скорость, разница между данными приводами заключается в управляющем контроллере.

По причине отсутствия обратной связи по положению с БЭВМ затрудняется использование RC-servo в робототехнике по причине отсутствия возможности проверить фактическое исполнение поставленной задачи.

Выявив один из способов снижения цены, с одной стороны, и улучшения характеристик робота – с другой, был сделан вывод о необходимости создания своего контроллера, который даст возможность использования в робототехнике любого дешевого RC-servo с нужными характеристиками.

Таблица 3

	Firm	Robotis			Aldebaran Robotics	
	Model	XL-320	AX-12A	AX-18A	17N88208E	16GT83210E
Сервопривод	Stall Torque (Kg.sm)	3,82	14,71	17,65	4,67	21,07
	Stall Torque (N.m)	0,39	1,50	1,80	0,48	2,15
	Stall Torque (mN.m)	390,00	1 500,00	1 800,00	475,73	2 148,86
	No Load Speed (RPM)	114,0	59,0	97,0	166,0	71,2
	Gear Ratio	238,0	254,0	254,0	50,6	150,3
	Resolution (°)	0,293	0,293	0,293	–	–
Мотор	Operation Voltage (V)	7,4	12	12	–	–
	Stall Current (A)	0,6	1,5	2,2	–	–
	Speed (RPM)	27 132	14 986	24 638	8 400	10 700
	Stall Torque (mN.m)	1,64	5,91	7,09	9,40	14,30
Цена	Rub.	1 752	3 592	7 592	1 752	17 592

Таблица 4

Model	MG945	TGY-S901D
Stall Torque (Kg.sm)	12,00	12,50
Stall Torque (N.m)	1,22	1,27
Stall Torque (mN.m)	1223,66	1270,83
No Load Speed (RPM)	40,00	57,60
Price (Rub.)	398,40	666,75

Исходя из приведенного выше анализа, можно сделать вывод о том, что при выборе из существующих решений программируемых сервоприводов часто не представляется возможным найти привод с нужными характеристиками без избытка в мощности, при этом они зачастую имеют высокую стоимость.

Разработка контроллера сервопривода для использования в антропоморфном роботе

При разработке антропоморфного робота и анализе существующих аналогов было установлено, что от используемых двигателей сильно зависят его возможности и большая часть стоимости конечного

устройства. Поэтому для увеличения возможностей и уменьшения стоимости предлагается модернизировать привод такого типа, заменив в нем УЭ на разработанный контроллер. Это позволит БЭВМ получить доступ к информации об угле и другим параметрам сервопривода, например потребляемому току, напряжению, скорости, а также позволит изменять закон регулирования – например параметры ПИД-регулятора в зависимости от поставленной задачи. Структурная схема устройства представлена на рис. 2. В контроллере требуется реализовать все функции, которые необходимы для создания управляемой сети сервоприводов. Реализация схемы управления сервоприводом требует контроля следующих параметров:

- направление движения;
- скорость движения;
- фактический угол поворота вала;
- мгновенный ток двигателя;
- мгновенное напряжение на двигателе.

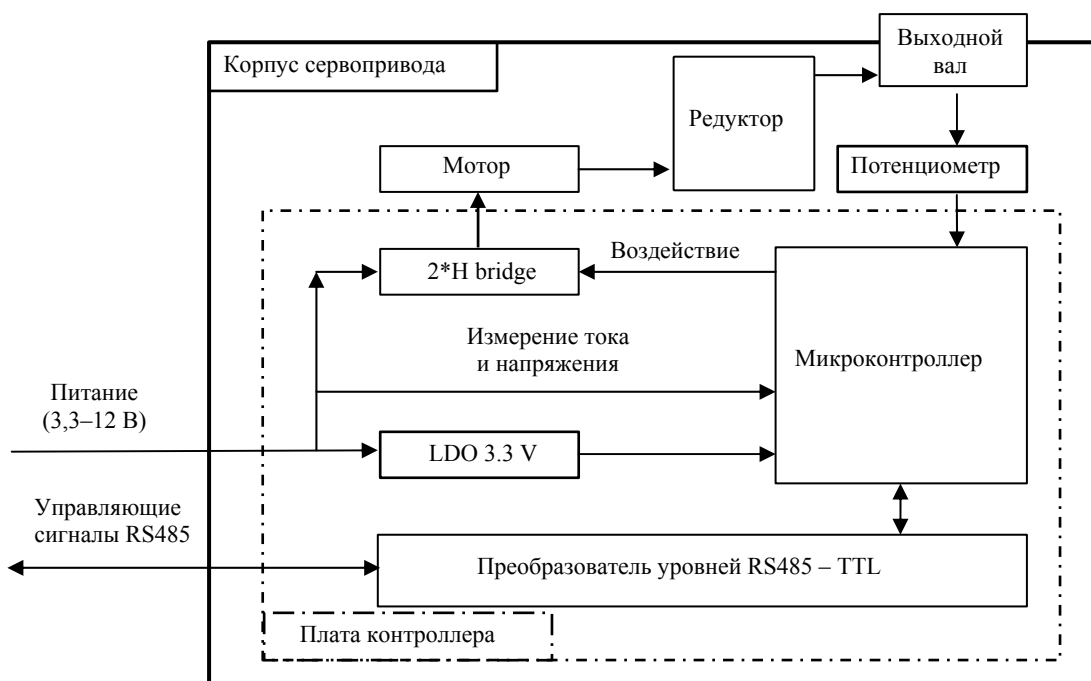


Рис. 2. Структурная схема сервопривода

Создание контроллера осуществлялось последовательно в два этапа: разработка аппаратного обеспечения и разработка программного обеспечения. При модернизации выбранного RC-servo производились разборка, демонтаж установленного контроллера и монтаж разработанного, не изменяя механическую часть сервопривода.

Аппаратное обеспечение контроллера сервопривода

Первым шагом реализации была разработка принципиальной электрической схемы устройства. При создании печатной платы требовалось определить оптимальный размер, позволяющий встроить контроллер внутрь сервопривода. После обзора различных типоразмеров корпусов был определен самый распространенный, для встраивания в который размер платы не должен превышать 20×18 мм. Это обусловило применение максимально компактных деталей при разработке.

Для управления потребуется использовать 32-битный микроконтроллер, например STM32F042K6U производства STM, с архитектурой ARM Cortex-M0.

Достоинствами данного МК являются:

- Высокие вычислительные способности при малых размерах.
- Развитая периферия, благодаря которой можно реализовать USB-устройство без установки на плату внешнего кварцевого генератора, что позволяет экономить место на плате.
- Возможность программирования по USB при определенной конфигурации контакта BOOT0.

Управление направлением тока будет реализовано с помощью транзисторного H-gate, который состоит из двух спаренных N/P-канальных транзисторов IRF7317 (IRF7307). Максимальный ток около 5 А, быстродействие максимум 10 МГц, при которых транзисторы постоянно находятся в режиме переключения, поэтому рабочая частота переключения должна быть на порядок ниже. Параметры данных транзисторов приведены в табл. 5.

Таблица 5

Характеристики транзисторов		
Model	IRF7307	IRF7317
Body	SO-8	
Gate to Source Voltage, V	+20/-20	+20/-20
Continuous Drain (25°C), A	+5,2/-4,3	+6,6/-5,3
Fall Time, ns	51/33	31/49
Output Capacitance, pF	280/310	430/470
Price (unit/mass), USD	0,94/0,40	0,92/0,42

Скорость движения изменяется с помощью ШИМ, параметры которого вычисляются на основе цифрового ПИД-регулятора. ШИМ управляет H-gate и подается периферией МК.

При старте двигателя в цепи питания происходят пульсации тока и напряжения, для их сглаживания поставлен LC-фильтр, который позволяет измерять ток и напряжение без помех. Исходя из требования интеграции контроллера внутрь корпуса сервопривода – размеры платы ограничены, поэтому требовалось минимизировать размеры элементов, по этой причине фильтр рассчитан на сглаживание частот выше 21,472 кГц. Простая на первый взгляд операция – выбор частоты ШИМа – зависит от многих факторов, перечисленных в табл. 6.

Таблица 6

Факторы, влияющие на выбор частоты ШИМа

№	Параметр	Значение	Замечание
1	Ограничение частоты ШИМ в МК	от 732,43 Гц до 24 МГц	Любое в данном диапазоне
2	Быстродействие транзисторов	10 МГц	Лучше ниже
3	Скорость разряда емкости затвора	185,185 кГц	Лучше ниже
4	Частота опроса энкодера	1 кГц	Лучше выше
5	Фильтр LC	21,472 кГц	Лучше ниже
6	Высокочастотный шум	20 кГц	Лучше выше

Исходя из данных соображений, изобразив на рис. 3 все частоты, была выбрана частота ШИМ 22 кГц. Для удобства коммутации в контроллере предусмотрен разъем фирмы JST SM04B-ZESS-TV(LF)(SN), который при малых размерах Д×Ш 10,5×7,5 рассчитан на ток до 2 А, поверхностный монтаж, и имеет защелку для надежности крепления.

Для более корректного управления сервоприводом нужно знать его динамические характеристики и их зависимость от напряжения. Были измерены скорость разгона и торможения двигателя и зависимость от напряжения питания. На приведенном ниже рис. 4 видно, что разгон типовой RC-servo TGY-S901D составляет примерно от 25 до 40 мс в зависимости от напряжения питания.

Одним из достоинств разрабатываемого контроллера является коррекция управляющего сигнала в зависимости от напряжения питания. Таким образом, появляется возможность добиться максимальной эффективности и скорости двигателя при рабочих напряжениях от 3,3 до 12 В. На рис. 5 показано изменение скорости сервопривода в зависимости от напряжения питания.

В результате удается избавиться от проблемы уменьшения мощности двигателя при разряде батареи питания робота. При полностью заряженных – 12 В, при почти разряженных – 10,4 В. В обоих крайних случаях мощность двигателя будет максимальной. Плюс к этому – появляется возможность легкой перестройки архитектуры робота, вплоть до изменения напряжения шины питания – для этого можно использовать все те же сервоприводы. Нужно поменять лишь центральный контроллер.

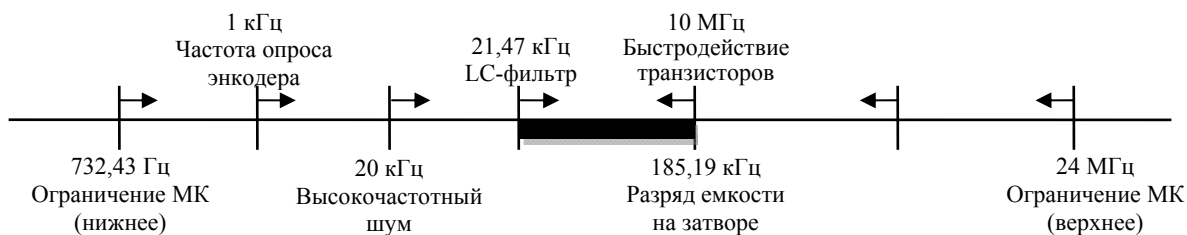


Рис. 3. Изображение частот, ограничивающих частоту ШИМа

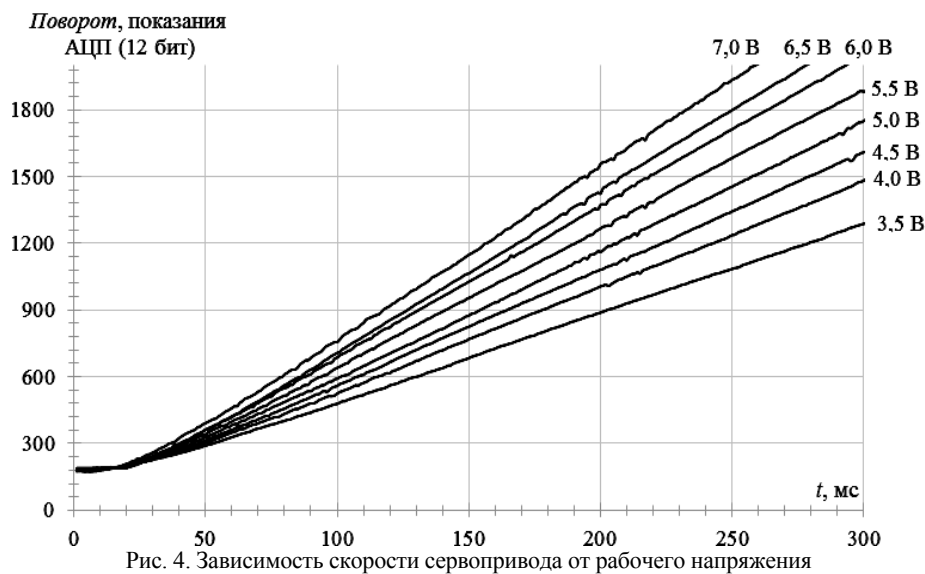


Рис. 4. Зависимость скорости сервопривода от рабочего напряжения

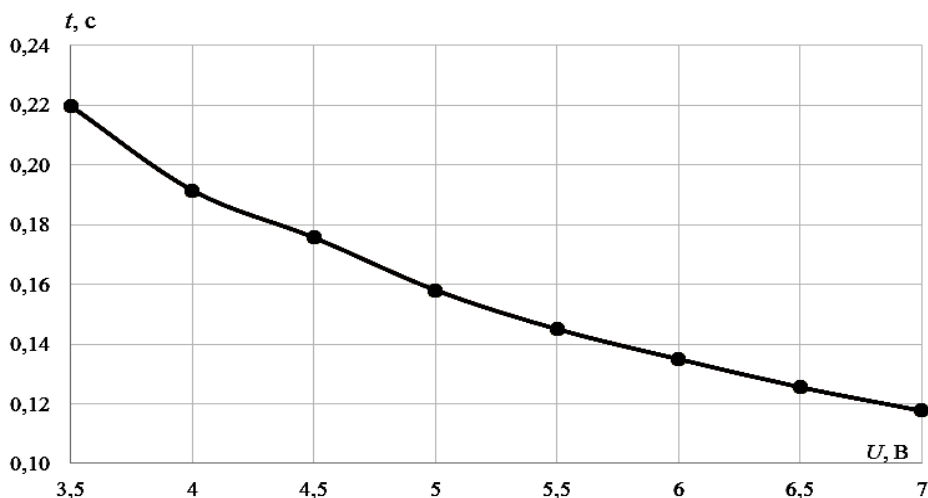


Рис. 5. Зависимость времени поворота сервопривода на 60° от напряжения питания

Программное обеспечение контроллера сервопривода

Планируется осуществлять первичное программирование контроллера по USB с помощью встроенного загрузчика. Вычисление воздействия на контроллер происходит с использованием алгоритма цифровой ПИД-регуляции [16, 17], присутствует возможность изменения коэффициентов в ходе работы контроллера.

Программная задержка в обработке сигнала может быть уменьшена, но не сведена к нулю, это ограничение создает предел для вычислительной системы по частоте обработки сигналов с энкодера, в случае RC-servo используется потенциометр.

Чтобы избежать задержек для увеличения манёвренности сервопривода важно производить выполнение коррекции управляющего воздействия как можно чаще – чем больше скорость сервоприводов, тем чаще нужно корректировать воздействие.

Рассмотрим пример. При максимальной скорости углового перемещения 0,10 с/60° для обеспечения точности позиционирования в 1° требуется опрашивать положение привода минимум 600 раз в секунду. Выберем скорость опроса энкодера равной 1 кГц. Опрос реализован с помощью прерывания, которое возникает с частотой 1 кГц и записывает значения АЦП в глобальную переменную, которая обрабатывается в основном цикле.

При работе схемы из-за шумов АЦП появлялась неустойчивость положения, для решения данной проблемы были реализованы 2 цифровых фильтра:

1. Фильтр аномалий, предотвращающий дрожание вала и влияние сильных единичных помех на аппроксимирующий фильтр.

2. Аппроксимирующий фильтр, позволяющий уменьшить воздействие шумов АЦП на работу сервопривода.

Алгоритм аппроксимирующего фильтра создан с использованием метода наименьших квадратов, который в отличие от среднего не имеет задержки и не ухудшает динамические характеристики сервопривода.

Исходя из высокой частоты опроса, была выбрана аппроксимация по линейному закону. Так как известно, что измеряемые значения имеют тенденцию располагаться по прямой, то следует искать уравнение прямой $f(x)$, с оптимальными значениями «а» и «b». Иными словами, задача состоит в нахождении таких коэффициентов «а» и «b», чтобы сумма квадратов отклонений

$$\sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - f(x_i))^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - (ax_i + b))^2$$

была наименьшей [18, 19]. Для этого решается система из двух дифференциальных уравнений, конечный вид которых выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} a \sum_{i=1}^n x_i^2 + b \sum_{i=1}^n x_i = \sum_{i=1}^n x_i y_i, \\ a \sum_{i=1}^n x_i + nb = \sum_{i=1}^n y_i. \end{cases}$$

Имея все суммы, решаем систему методом Крамера. В фильтре реализован следящий метод вычислений, который позволяет свести количество памяти и вычислений к минимуму. Фильтр позволяет гибко настраивать ширину окна и начинает работать сразу после инициализации.

На рис. 6 показан общий алгоритм переключения состояний фильтра. Для проверки работы алгоритма цифрового фильтра была построена численная модель, на которой алгоритм проверен в четырех возможных режимах работы:

- удержание на месте;
- движение с постоянной скоростью;
- движение с ускорением;
- переход из одного режима в другой.

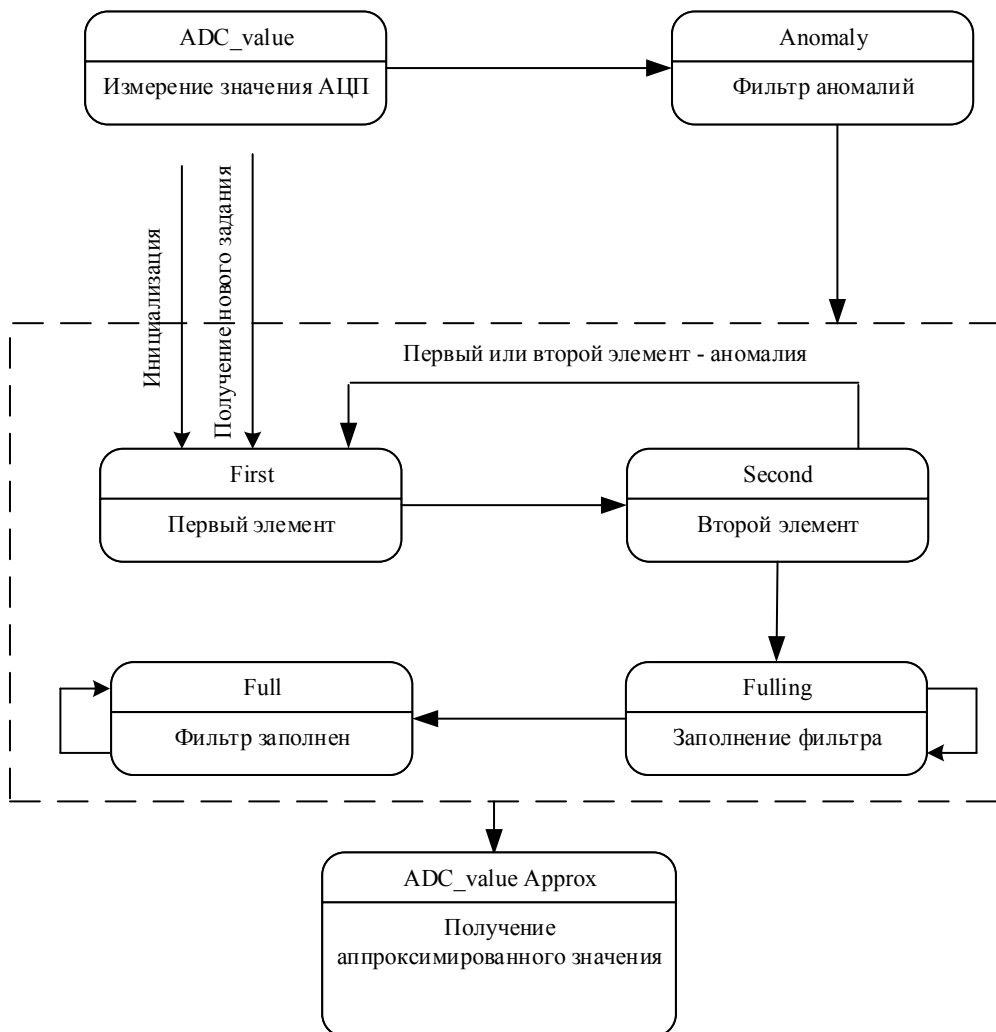


Рис. 6. Структурная схема работы аппроксимирующего фильтра

Требовалось найти оптимальную ширину фильтра, так как при увеличении ширины окна мы сначала уменьшаем ошибку АЦП, но при большой ширине начинает увеличиваться ошибка, связанная с неточностью линейной аппроксимации на нелинейных участках траектории, например при работе в режиме ускорения или торможения. Для решения этой задачи был произведен ряд опытов по измерению ошибки на нелинейных участках при увеличении ширины окна аппроксимирующего фильтра. На рис. 7 представлен график, на котором изображена зависимость ошибки от ширины окна на участке с ускорением.

Выяснено, что ошибка при работе линейной аппроксимации на данном участке зависит от ширины окна фильтра и возрастает как x^2 . Оптимальной шириной окна выбрана ширина 20 значений, т.к. при таком значении не теряются динамические характеристики, минимальна ошибка во всех режимах и переходах между ними.

Результат работы фильтра с реальными данными можно увидеть на графике, фильтр помогает уменьшить уровень помех АЦП в 2 раза, а внешние помехи или неточности потенциометра подавляются

намного эффективнее. Увидеть результаты работы фильтра можно на рис. 8.

Обновление прошивки контроллера осуществляется с помощью разработанного загрузчика (bootloader), который позволяет перезаписать основную программу, для ПК написана программа, позволяющая записать новую прошивку, подсоединив контроллер или сеть контроллеров к ПК.

Для реализации функции сетевого обновления прошивки и сохранения настроек было произведено разделение ПЗУ микроконтроллера на три части, графическое изображение распределения памяти можно увидеть на рис. 9.

Ниже на рис. 10 представлена структурная схема ПО, требуемого для реализации всего комплекса описанных функций, в памяти.

Получение информации от двигателя реализовано с помощью сетевого протокола. Был выбран Dynamixel Communication 1.0, фирмы «Robotis», использующий UART с уровнями RS485. Использование UART/TTL позволяет избавиться от сложных и дорогостоящих специализированных контроллеров, что уменьшает стоимость конечной разработки.

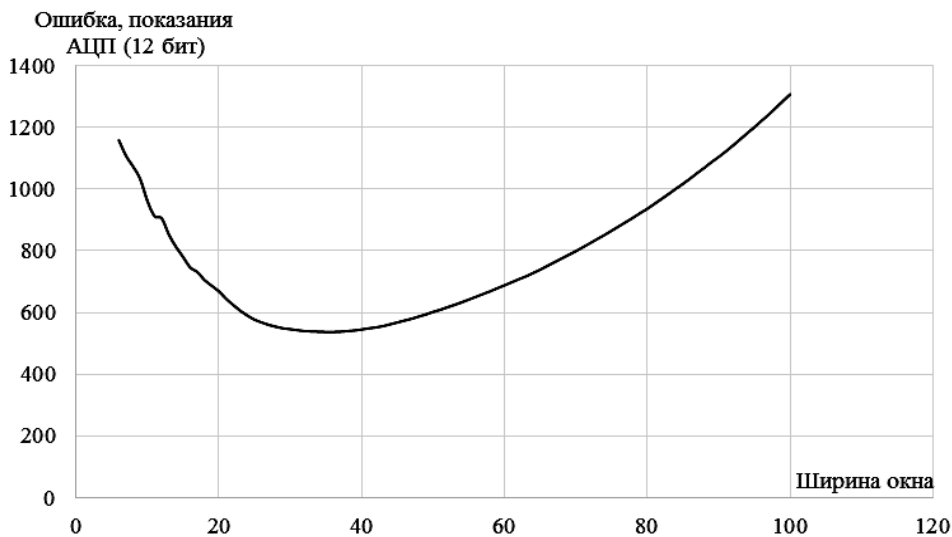


Рис. 7. Зависимость ошибки от ширины окна

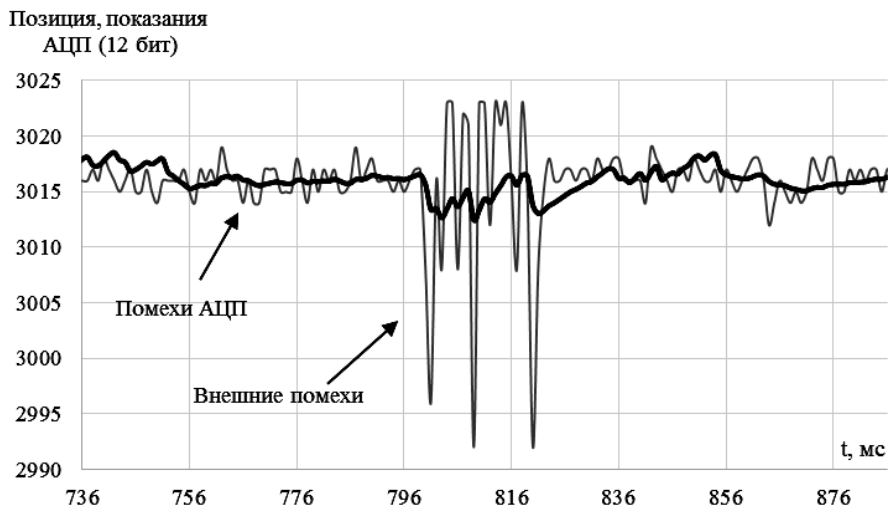


Рис. 8. Иллюстрация работы аппроксимирующего фильтра

ПЗУ (NAND)					
Bootloader (15 КБ)		Сохраняемые настройки (1 КБ)	Основная программа (16 КБ)		Загрузчик производителя (вне памяти пользователя)
Таблица прерываний	Исполняемый код		Таблица прерываний	Исполняемый код	

Рис. 9. Функциональное распределение ПЗУ в МК

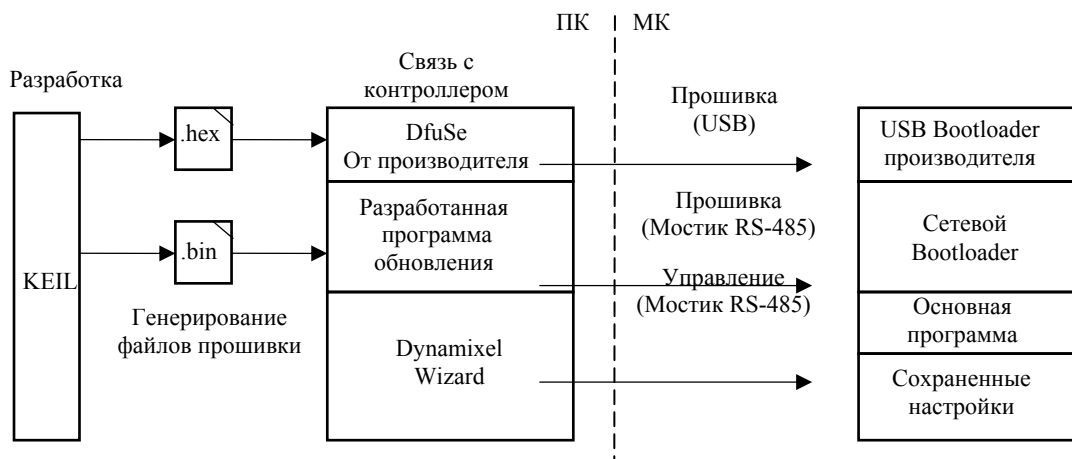


Рис. 10. Структурная схема ПО

Заключение

Разработанное в ходе модернизации программно-аппаратное обеспечение модельного сервопривода позволит создать серию управляемых приводов для использования в антропоморфных робототехнических комплексах. В частности, создана принципиальная схема и изготовлена печатная плата контроллера, разработано программное обеспечение для обновления и управления контроллером. Предлагаемое решение улучшает динамические характеристики сервопривода и дает возможность создания сети управляемых приводов, также снижена себестоимость сервопривода и разрабатываемого на их базе антропоморфного робота по сравнению с существующими аналогами.

Литература

1. NAO-Actuator & Sensor list [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://doc.aldebaran.com/2-1/family/nao_dcm/actuator_sensor_names.html, свободный (дата обращения: 11.04.2016).
2. Дашевский В.П., Бизин М.М. Обзор возможностей бортовых вычислителей на основе SMARC-модулей для робототехнических комплексов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – Вып. 3 (37). – С. 91–97.
3. Overview of Communication [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://support.robotis.com/en/product/actuator/dynamixel/dxl_communication.htm, свободный (дата обращения: 18.04.2016).
4. Мещеряков Р.В. Критерий структурной сложности информационных систем // Труды СПИИРАН. – 2010. – № 3 (14). – С. 76–90.

5. Manfred Hild, Matthias Jünger, Michael Spranger. Humanoid Team Humboldt Team Description 2006. – Institut für Informatik, LFG Künstliche Intelligenz – 2006 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.92.4121>, свободный (дата обращения: 18.04.2016).

6. Команда роботов-футболистов лиги ROBOCUP HUMANOID KIDSIZE / С.И. Гомилко, Д.В. Жулаева, Р.В. Мещеряков и др. // Робототехника и техническая кибернетика. – 2015. – № 3 (8). – С. 11–15.

7. BRACON: Control system for a robotic arm with 6 degrees of freedom for education systems / David Rivas, Marcelo Alvarez, Patricio Velasco, Javier Mamarandi, Jose Luis Carrillo-Medina, Victor Bautista, Omar Galarza, Patricio Reyes, Mayra Erazo, Milton Pérez, Mónica Huerta // Proceedings of the 6th International Conference on Automation, Robotics and Applications – Feb 17–19, 2015. – P. 358–363.

8. OpenServo [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.openservo.org/>, свободный (дата обращения: 18.04.2016).

9. Hack your servo v3.00 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://letsmakerobots.com/node/18615>, свободный (дата обращения: 18.04.2016).

10. Seifert D. Fumanoids code release 2012. – 8371 LNAI / D. Seifert, R. Rojas. – P. 600–607.

11. Team THOR's Entry in the DARPA Robotics Challenge Trials 2013 / Seung-Joon Yi, Stephen G. McGill, Larry Vadakedathu, Qin He, Inyong Ha, Jeakweon Han, Hyunjong Song, Michael Rouleau, Byoung-Tak Zhang, Dennis Hong, Mark Yim, Daniel D. Lee. // Journal of Field Robotics Special Issue: DARPA Robotics Challenge (DRC). – Vol. 32, is. 3. – P. 315–335.

12. Ронжин Ал.Л. Международные соревнования роботов по футболу RoboCup и перспективы участия в них российских команд / Ал.Л. Ронжин, Л.А. Станкевич,

Е.С. Шандаров // Робототехника и техническая кибернетика. – 2015. – № 2 (7). – С. 24–29.

13. Building man and beast at Boston Dynamics / R. Playter, K. Blankespoor, J. Bondaryk, A. Rizzi, A. Saunders, M. Raibert. // Proceedings of the North America Conference on AUVSI Unmanned Systems. – 2012. – Vol. 2. – P. 1041–1046.

14. Liu S. Humanoid robot controller based on ARM embedded system / S. Liu, C. Mu, M. Zhao // Journal of Tsinghua University. – 2008. – Vol. 48, Is. 4. – P. 482–485.

15. Xu Q. Zhang Design of a biped walking robot system based on ARM / Q. Xu, Z. Shen, J. Zhao, L. Zhang // Chinese Journal of Scientific Instrument. – 2007. – Vol. 28, Is. 5. – P. 499–501.

16. The robot intelligent controller design and implementation base on ARM / J. Peng, Q. He, Q. Wei, Z. Huang, Y. Huang, M. Pan, B. Lin, D. Yang, S. Luo, C. Liang // Journal of Chemical and Pharmaceutical Research. – 2013. – Vol. 5, Is. 12. – P. 690–696.

17. Neethu U. Speed Control of Brushless DC Motor: A Comparative Study / U. Neethu, V.R. Jisha // 2012 IEEE international Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems December 16–19, 2012, Bengaluru, India. – P. 2693–2697.

18. Емелин А. Метод наименьших квадратов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mathprofi.ru/metod_naimenshih_kvadratov.html, свободный (дата обращения: 18.04.2016).

19. Румшицкий Л.З. Математическая обработка результатов эксперимента. – М.: Наука, 1971. – 191 с.

Гапонов Виталий Сергеевич

Аспирант лаборатории автономных робототехнических систем (ЛАРТС) Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН
Тел.: 8(812)3287081, факс: 8(812)3287081
Эл. почта: vi.gc@mail.ru

Дашевский Владимир Павлович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник ЛАРТС СПИИРАН
Тел.: 8 (812-3) 28-70-81, факс: 8 (812-3) 28-70-81
Эл. почта: hoodwin@mail.ru

Бизин Максим Михайлович

Мл. науч. сотрудник ЛАРТС
Тел.: 8 (812-3) 28-70-81, факс: 8 (812-3) 28-70-81
Эл. почта: maximchik90@mail.ru

Gaponov V.S., Dashevsky V.P., Bizin M.M.

Upgrading the firmware of model servos for use in anthropomorphic robotic systems

Serial model servos do not satisfy the requirements applicable to the actuators in robotics, due to the lack of feedback from the onboard computer and the impossibility to change the parameters of the control law. This paper analyzes existing solutions and learn how to create a master controller that allows you to upgrade a standard model servo for use in robotics.

Keywords: embedded system, ARM processor, actuators, robotics system.

УДК 004.42

Е.Б. Грибанова, А.Н. Алимханова, П.Э. Тугар-оол

Информационная система рейтинговой оценки объектов экономики

Приводится описание существующих методик рейтинговой оценки объектов экономики. Предложена объектно-ориентированная технология разработки систем рейтинговой оценки. В качестве преимуществ её применения можно отметить возможность расчета рейтинговых оценок на каждом уровне структуры, использования различных методов решения задач каждого узла, решения обратных задач с помощью установленных связей. Приведено описание реализованных программ.

Ключевые слова: рейтинговая оценка, объектно-ориентированный подход, граф, индикатор.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-51-55

Оценке деятельности объектов экономики и совершенствованию существующих методик расчета показателей деятельности в литературе уделяется большое внимание. В качестве одного из способов такой оценки рассматривается получение интегральных показателей и построение рейтинга, который позволяет изучить различия между объектами экономики, оценить положение участника относительно общего уровня, проанализировать динамику его развития. При этом различают внутренний рейтинг, определяемый путем анализа внутреннего состояния объекта экономики, внешний рейтинг, благодаря которому оценивается положение участника по отношению к другим объектам, и динамический рейтинг, предполагающий совместную оценку внутреннего состояния и внешнего положения. Область применения рейтингов довольно обширна [1]: банковская, страховая сфера, финансовые инструменты, качество управления и услуг, деятельность предприятий, региональное развитие и т.д. Широкий спектр рейтингов и исследований публикуют такие международные агентства, как Moody's, Standard&Poor's, Fitch Rating. Среди российских рейтинговых агентств можно отметить «Эксперт РА», «Русрейтинг», «Рейтинг». Интерес к моделированию рейтингов субъектов бизнеса и их дефолта возрос благодаря Базельскому соглашению, определяющему дополнительные потребности в формировании и обосновании внутренних рейтингов для решения типовых задач риск-менеджмента.

Можно выделить следующие основные элементы рейтинговой системы [2] (рис. 1).

Участник системы – это исследуемый объект, для которого выполняется расчет рейтинга. В качестве такого объекта могут выступать предприятие, регион страны, высшее учебное заведение и т.д.

Индикатор – показатель, характеризующий определенное свойство участника. Например, для оценки деятельности предприятия могут быть использованы такие характеристики, как коэффициенты ликвидности, устойчивости и др., для региона – уровень рождаемости, средний доход населения и т.д. Индикаторы могут относиться к различным датам, что позволяет оценить динамику развития эконо-

номических систем. Использование показателей различных объектов дает возможность осуществить их сравнение, оценку позиции конкретного участника по отношению к остальным.

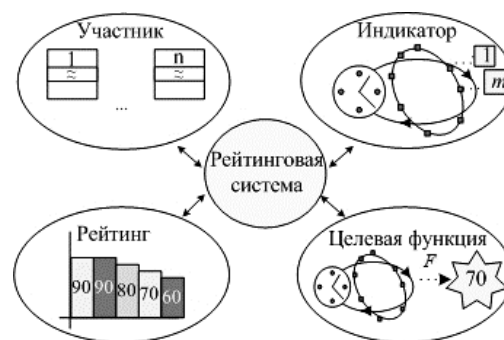


Рис. 1. Основные элементы рейтинговой системы

Целевая функция – правило преобразования индикаторов в интегральную характеристику с целью её сравнения с другими показателями.

Рейтинг – число, полученное путем преобразования индикаторов в единый показатель.

Часто рассматривается иерархическая структура показателей, подразумевающая объединение индикаторов в группы (рис. 2). Например, при оценке развития региона могут быть рассмотрены группы «финансовая обеспеченность» и «уровень жизни».

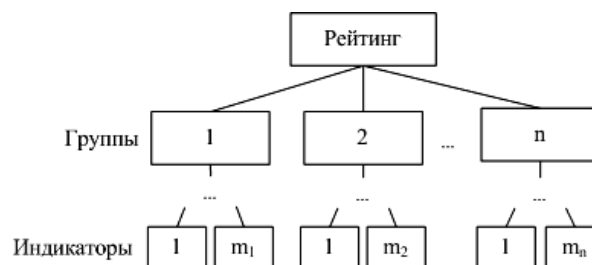


Рис. 2. Структура показателей

Таким образом, можно осуществить сравнение регионов как по общему показателю социально-экономического развития, так и по отдельным аспектам деятельности. Выделение групп может быть выполнено с помощью экспертного анализа, а также с использованием статистических методов. Так, в

работе [3] рассматривается выделение групп для объединения индикаторов с применением кластерного анализа. Для снижения размерности исходных данных применяется метод главных компонент факторного анализа, в результате применения которого получают одну или несколько главных компонент, представляющих собой линейные комбинации индикаторов.

Для преобразования индикаторов в интегральный показатель используются различные методики, включающие два основных этапа: нормирование индикаторов и получение рейтинговой оценки. Наиболее популярным способом расчета стандартизованных оценок [2, 4–7], который ещё называется методом эталонного предприятия, является деление всех индикаторов на максимальное значение:

$$x_{ij} = \frac{a_{ij}}{\max a_{ij}},$$

где x_{ij} – i -й стандартизованный коэффициент j -го участника; a_{ij} – i -й индикатор j -го участника.

Если с экономической точки зрения лучшим является минимальное значение, то осуществляется деление минимальной величины на значения показателей:

$$x_{ij} = \frac{\min a_{ij}}{a_{ij}}.$$

Все полученные в результате данного преобразования коэффициенты в случае, если все величины имеют один знак (положительные или отрицательные), принимают значения от 0 до 1, причем чем выше значение стандартизованных оценок, тем лучше показатель деятельности экономического объекта.

Далее на основе рассчитанных значений осуществляется расчет показателя рейтинговой оценки. Так, в работе [8] все полученные значения возводятся в квадрат и умножаются на величину весовых коэффициентов. В [3] определяется квадратный корень из суммы квадратов отклонений стандартизованных коэффициентов:

$$R_j = \sqrt{(1 - x_{1j})^2 + \dots + (1 - x_{nj})^2}.$$

Данный подход используется в методике, разработанной в Совете по изучению производительных сил [6], для изучения показателей регионального развития. Перечень первичных индикаторов формируется по девяти блокам: общий уровень развития региона, состояние важнейших отраслей региона, финансовое положение региона, инвестиционная активность, доходы населения, занятость и рынок труда, состояние социальной сферы, экологическая ситуация, международная экономическая активность. Все индикаторы признаются равноценными.

Нормирование индикаторов может быть выполнено путем их деления на среднее значение. В частности, такой способ расчета приводится в официальной методике расчета интегрального показателя

отклонения уровня социально-экономического развития субъектов Российской Федерации от среднероссийского, приведенной в приложении 6 к федеральной целевой программе «Сокращение различий в социально-экономическом развитии регионов Российской Федерации (2002–2010 гг. и до 2015 г.)». Интегральный показатель рассчитывается как среднее значение полученных величин.

Для расчета стандартизованных коэффициентов могут быть использованы и другие способы преобразования. В работе [4] рассматривается синтетический индекс, построенный на основе нормированных значений исходных показателей, полученных путем вычитания среднего значения и деления на среднее квадратическое отклонение:

$$Y_{ij} = \frac{x_{ij} - \bar{x}_j}{s_{x_j}},$$

где x_{ij} – значение j -го индикатора i -го участника; \bar{x}_j – среднее значение j -го индикатора; s_{x_j} – стандартное отклонение значения j -го индикатора; Y_{ij} – нормированное значение.

Если стандартизованные показатели должны быть положительны, то предлагается следующий способ преобразования величин в безразмерные [4]:

$$z_{ij} = x_{ij} - x_{kj} \text{ (для стимулянт)},$$

$$z_{ij} = x_{kj} - x_{ij} \text{ (для дестимулянт)},$$

$$Y_{ij} = \frac{z_{ij} - \min z_{ij}}{\max z_{ij} - \min z_{ij}},$$

где x_{kj} – значение j -го показателя для участника, принятого за образец.

Синтетический индекс рассчитывается как среднее арифметическое полученных коэффициентов Y_{ij} .

Вычисление интегрального показателя может быть выполнено и с использованием истории значений индикаторов за различные периоды. В статье [9] рассматривается построение динамического рейтинга, при котором расчет рейтинговых оценок проводится путем суммирования по всем отчетным датам с линейным пропорциональным забыванием более старых значений и с нормированием весов до единицы:

$$D(P^k) = \frac{2}{13} \sum_{t=1}^{12} \frac{t}{12} \frac{P_t^k}{\sum_{j=1}^N P_t^j},$$

где $D(P^k)$ – долевой динамический рейтинг по данному показателю; P^k – один из выбранных показателей для k -го субъекта предприятия ($k=1, \dots, N$); P_t^k – один из выбранных показателей для k -го участника в момент времени t ; N – общее число индикаторов; t – время ($t=1, \dots, T$; $T=12$).

В работе [10] приводится методика построения рейтинга на основе метода главных компонент факторного анализа. Автором рассматривается пять машиностроительных предприятий и пять индикаторов: рентабельность активов, коэффициент текущей ликвидности, коэффициент финансовой автономии, коэффициент оборачиваемости активов, коэффициент обеспеченности собственными оборотными средствами. С помощью факторного анализа была получена главная компонента, объясняющая более 80% вариации, значение которой и используется в качестве показателя конкурентоспособности предприятия.

Большинство методик расчета рейтинговой оценки предполагает использование весовых коэффициентов, определяющих вклад индикаторов и групп показателей в общий рейтинг. Данные коэффициенты могут быть определены как экспертным путем, так и с использованием математических методов. Так, в работе [11] предлагается использование эконометрического подхода для определения весовых коэффициентов. Для этого один из индикаторов используется в качестве результирующей величины при построении линейной регрессии, после чего на основе полученного индекса детерминации, корреляции и стандартных ошибок осуществляется расчет коэффициентов, показывающих вклад каждой характеристики в величину результирующего показателя.

Также определение весовых коэффициентов может быть выполнено с помощью анализа иерархий [12], который позволяет придать количественные выражения качественным оценкам.

В статье [13] для определения значений весовых коэффициентов предлагается процедура Саймона. Она заключается в том, что эксперту даются карточки с названиями показателей, которые нужно разместить снизу вверх: от наименее важного критерия к наиболее важному. Затем он получает белые карточки, которые нужно разместить между карточками с показателями; чем больше разница в их важности, тем больше должно быть белых карточек. Веса рассчитываются путем деления ранга характеристики на сумму рангов.

На основе представленных методик разрабатываются информационные системы, обеспечивающие удобный интерфейс, дополнительные функции анализа данных и их графического представления.

В работе [14] приводится описание информационно-аналитической системы мониторинга и оценки инновационного развития регионов юга России. Система позволяет осуществлять многомерное представление данных, корреляционный анализ, расчет рейтинга по регионам. Программа включает хранилище данных, содержащее статистические показатели, и аналитическую платформу, позволяющую проводить оценку данных, используя технологию Data Mining.

В статье [7] описывается система мониторинга деятельности сельскохозяйственных предприятий (РЕСПАК). Для построения рейтинга используется

метод эталонного предприятия. В системе автоматизирован расчет трех рейтингов: рейтинг по экономическому потенциалу сельскохозяйственного предприятия, рейтинг эффективности использования экономического потенциала и АГРО-300. Программа реализована с использованием веб-технологий и обладает трехзвенной структурой: база данных, веб-сервер, клиентское приложение.

Также в Интернете можно встретить описание программ формирования рейтингов компаний «Прогноз», «Айти Информационные технологии» и др. Однако описание используемых программных решений и методологии не приводится.

Разработка системы рейтинговой оценки

Для решения задач автоматизации расчета рейтинговых оценок предложена модификация архитектуры, рассмотренной в источниках [14, 15]. Последовательность решения задачи представляется в виде графа, который содержит узлы трех типов: группа, индикатор и конечный узел (рис. 3). Конечный узел является фиктивным и предназначен для запуска рекурсивной процедуры обхода графа, которая подразумевает вычисление текущей вершины только в том случае, если рассчитаны все её потомки. Узлы типа «Индикатор» хранят исходные значения показателей и выполняют их нормировку. Вершины «Группы» предназначены для преобразования значений своих потомков в единую интегральную характеристику.

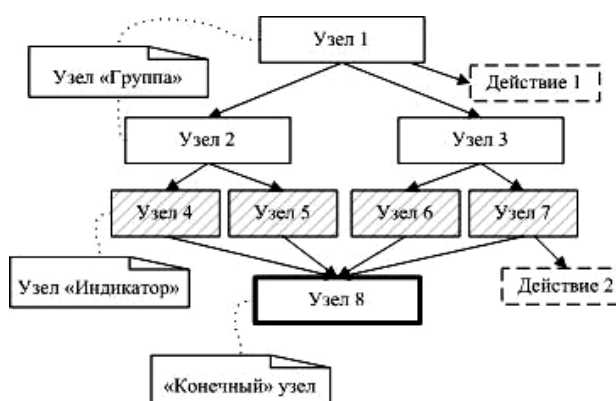


Рис. 3. Представление задачи в виде графа

Полученная таким образом структура позволяет осуществлять следующие действия:

- контролировать результаты, полученные на каждом этапе, что позволяет получать интегральные оценки каждой группы;
- применять различные методы решения локальных задач каждого этапа: нормирования индикаторов, расчета интегрального показателя, определения весовых коэффициентов и т.д.;
- автоматически пересчитывать показатели при изменении индикаторов, а также определении их прогнозных значений;
- использовать связи вершин для решения обратной задачи, которая заключается в таком подборе значений показателей, который обеспечивает заданную величину интегральной характеристики.

Для программной реализации структуры было выбрано представление в виде многосвязного списка, каждый элемент которого является объектом класса «Узел», ссылающийся на любое количество предков и потомков (рис. 4). «Узел» для решения своей задачи содержит ссылку на абстрактный класс «Расчет» (его метод «Решение» осуществляет решение задачи узла). Обход графа осуществляется с помощью процедур «вызовПредков» и «вызовПотомков».

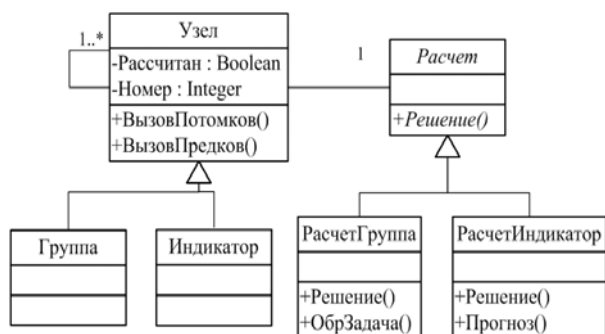


Рис. 4. Диаграмма классов

Описанная архитектура была использована при создании двух программ.

Первая программа предназначена для расчета внутреннего рейтинга Республики Тыва. Для характеристики деятельности региона было выделено 8 групп: уровень жизни, финансовая обеспеченность, сельскохозяйственное производство, строительство, обеспеченность трудовыми ресурсами, система здравоохранения, обеспеченность объектами образования, обеспеченность информационными и коммуникационными технологиями. Общее число индикаторов составило 48. Программа позволила оценить динамику социально-экономического развития республики в период с 2010 по 2014 г. включительно. Так, например, устойчивый рост наблюдается в таких сферах, как уровень жизни, сельскохозяйственное производство, система здравоохранения, обеспеченность информационными и коммуникационными технологиями. С помощью полученных данных можно определить ориентиры развития региона, а также выявить необходимость улучшения показателей той или иной группы.

Вторая программа создана для определения внутренней рейтинговой оценки «Сибирской аграрной группы» (рис. 5). Деятельность предприятия оценивалась с помощью 16 индикаторов, объединенных в 4 группы показателей: ликвидность, устойчивость, рентабельность, деловая активность. Значения индикаторов рассчитываются на основе данных бухгалтерской отчетности, которые хранятся в базе данных.

Прогнозирование индикаторов в программах осуществляется с помощью линейной регрессии, а решение обратной задачи – модифицированного метода обратных вычислений [17]. В программах возможен выбор способа нормирования переменных и расчета интегральной характеристики. Значения

индикаторов хранятся в базе данных. Имеется возможность графического представления результатов.

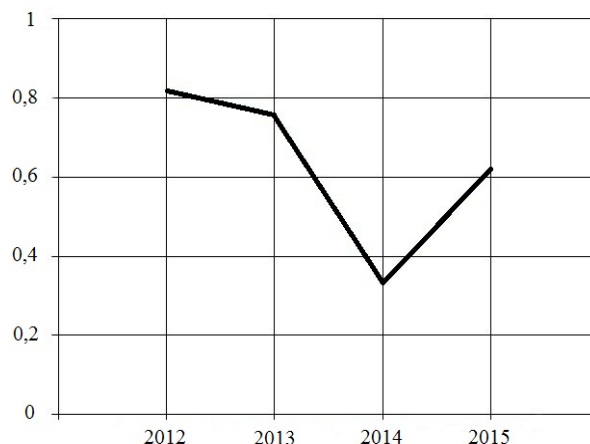


Рис. 5. Динамика рейтинговой оценки предприятия

Заключение

В статье описан подход к разработке систем рейтинговой оценки на основе объектно-ориентированной технологии, согласно которому структура показателей представляется в виде графа решения задачи, включающего различные блоки: индикатор, группа, конечный. Полученная структура позволяет отслеживать состояние системы после решения задачи каждого узла, выполнять пересчет блоков для проверки возможных изменений в системе, возникающих в результате действия различных факторов, решать обратные задачи и осуществлять прогнозирование, применять различные методики нормирования индикаторов, расчета интегральных показателей, определения весовых коэффициентов.

На основе рассмотренной технологии могут быть разработаны системы рейтинговой оценки с возможностью в дальнейшем их модификации и развития.

Литература

1. Карминский А.М. Энциклопедия рейтингов: экономика, общество, спорт / А.М. Карминский, А.А. Полозов. – М.: Инфра-М, 2016. – 36 с.
2. Солодов А.А. Математические принципы построения рейтинговых систем // Экономика, статистика и информатика. – 2016. – № 1. – С. 75–81.
3. Постюшков А.В. Методика рейтинговой оценки предприятий // Имущественные отношения в Российской Федерации. – 2003. – № 1. – С. 46–54.
4. Гонова О.В. Социально-экономическое развитие региона: модели рейтинговой оценки // Современные наукоемкие технологии. Региональное приложение. – 2010. – № 3. – С. 40–46.
5. Гирина А.Н. Методика оценки социально-экономического развития региона // Вестник ОГУ. – 2013. – № 8. – С. 82–87.
6. Гранберг А.Г. Основы региональной экономики. – М.: ГУ ВШЭ, 2000. – 495 с.
7. Информационно-моделирующая система мониторинга деятельности сельхозпроизводителей региона / А.А. Цхай, Д.А. Рыков, А.В. Сибиряков, А.А. Шайдуров // Изв. Алтайского гос. ун-та. – 2011. – №1. – С. 126–130.

8. Савицкая Г.В. Анализ хозяйственной деятельности предприятия. – М.: Новое знание, 2002. – 704 с.

9. Карминский А.М. Методические вопросы построения конструктора динамических рейтингов // Вестник машиностроения. – 2008. – № 3. – С. 80–84.

10. Кендюхов А.В. Использование метода главных компонент для оценки конкурентоспособности машиностроительных предприятий / А.В. Кендюхов, Д.О. Толкачев // Маркетинг и менеджмент инноваций. – 2013. – № 4. – С. 219–227.

11. Мамаева З.М. Оценка инновационного развития регионов: эконометрический подход // Вестник Нижегородского ун-та им. Н.И. Лобачевского. – 2012. – №2. – С. 202–208.

12. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. – М.: Радио и связь, 1993. – 278 с.

13. Marzouk M. Developing green bridge rating system using Simon's procedure / M. Marzouk, A. Nouh, M. El-Said // HBRC Journal. – 2014. – №10. – С. 176–182.

14. Калинина В.В. Создание информационно-аналитической системы мониторинга и оценки инновационного развития региона // Вестник Волгоград. гос. ун-та. – 2012. – № 2. – С. 38–45.

15. Бойченко И.В. Программное обеспечение моделирования, обработки и анализа данных лидарного зондирования газового состава атмосферы: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2002. – 113 с.

16. Грибанова Е.Б. Обучающие системы имитационного моделирования экономических процессов / Е.Б. Грибанова, А.А. Мицель // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – №1. – С. 131–138.

17. Грибанова Е.Б. Методы решения обратных задач экономического анализа // Корпоративные финансы. – 2016. – №1. – С. 119–130.

Грибанова Екатерина Борисовна

Канд. техн. наук, доцент каф.
автоматизированных систем (АСУ) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: katag@yandex.ru

Алимханова Алия Нуржановна

Студентка 4-го курса каф. АСУ
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: aliya0alimkhanova@gmail.com

Тугар-оол Паула Эресовна

Студентка 4-го курса каф. АСУ
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: paula94@rambler.ru

Gribanova E.B., Alimhanova A.N., Tugar-ool P.E.

Information system for ranking evaluation of economic entities

The article describes the existing methods for ranking evaluation of economic entities. An object-oriented technology of development of ranking systems is considered. The structure of the indicators is presented in graph form. Using this approach two programs have been implemented. The first program is designed to assess region development. The second program was developed to obtain the internal ranking assessment of enterprise activity.

Keywords: ranking, object-oriented approach, graph, indicator.

УДК 004.2

В.Ю. Будков, А.И. Савельев, Д.А. Вольф

Методика исследования параметров речевого сигнала, отражающих истинность передаваемой информации

Выполнен обзор существующих методов диагностики истинности передаваемой информации. Сделан вывод о целесообразности реализации подобных методов в полимодальных инфокоммуникационных системах. Исследованы параметры речевого сигнала, отражающие истинность передаваемой информации, и определены правила принятия решения в автоматической системе диагностики. Приведены результаты тестирования испытуемого с использованием разработанной методики.

Ключевые слова: речевой сигнал; оценка истинности передаваемых сообщений; детектор лжи; полимодальные инфокоммуникационные системы

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-56-60

Постоянно растущие психологические нагрузки на деятельность абонентов инфокоммуникационных систем делают процессы их коммуникации все более разнообразными и эмоционально напряженными. Несмотря на актуальность решения проблемы оценивания истинности передаваемого сообщения, в настоящее время надежных и эргономически эффективных методов автоматической оценки верности аудиоданных в соответствующих системах связи не реализовано [1–5].

Для определения ложности сообщаемой информации в настоящее время, как правило, используется полиграф (детектор лжи). В нем реализуется метод оценивания ложности сообщений на основе характера изменений психофизиологических реакций человека. При коммуникативном взаимодействии людей посредством полимодальных инфокоммуникационных систем (ПИКС) использование полиграфа практически невозможно ввиду того, что он является контактным методом и требует соблюдения определенных санитарных условий среды, в которой проводится исследование, наличия согласия у абонента, а также отсутствия у него отклонений в состоянии здоровья [6, 7].

В [8] предложен метод контроля психофизической реакции человека, фиксирующий психофизическую реакцию человека при изменении электромагнитного поля в процессе коммуникации. Необходимость использования специализированного аппаратного комплекса и применения стимулирующего воздействия не позволяет использовать данный метод в инфокоммуникационных системах.

Степень искренности ответов пользователей может быть установлена на основе неинвазивной видеорегистрации параметров движений зрачков глаз в процессе вербальной коммуникации [9, 10]. Вывод об психофизическом возбуждении при сокрытии либо искажении информации делают на основе сравнения количества моргания, диаметра зрачка и площади фигуры с контрольными значениями. Применение указанного подхода в ПИКС является весьма затруднительным, так как требует использования видеоокулографа.

Оценка искренности (неискренности) говорящего может быть произведена группой экспертов (в количестве не менее 10 человек) на основе анализа фрагмента видеозаписи длительностью не менее 40–60 с [9]. Важным условием является знание экспертами основ выразительных движений человека [10, 11]. Вывод об искренности сообщенной информации делается путем установления соответствия комплекса выразительных движений (мимика, позы, жесты) интонации голоса испытуемого на основе коэффициента ранговой корреляции по Спирмену. Рассмотренный подход требует участия группы экспертов и не адаптирован к особенности невербального поведения отдельно взятого абонента, что значительно снижает точность результатов оценивания искренности.

Основной путь повышения точности бесконтактного определения истинности передаваемой информации лежит через создание метода, позволяющего индивидуализировать подход, выявлять наиболее информативные показатели поведения и адаптироваться к конкретному абоненту. Перспективность этого направления показана во многих научных исследованиях [12–16], а реализация подразумевает наличие специального программного обеспечения для определения наиболее информативных параметров невербального поведения абонента при полимодальном представлении передаваемой информации.

Учитывая тот факт, что основную долю трафика в ПИКС составляют речевые сообщения, оценивание истинности передаваемой информации должно осуществляться в первую очередь именно по ним. Так, например, в работе [17] рассматривается применение фрактальных мел-кепстральных коэффициентов (FrCC) для определения «обманчивой» речи на основе использования линейного дискриминантного анализа и скрытых марковских моделей для обучения классификатора. В работе [18] описан метод на основе анализа скорости речи, времени начала ответа, частоты и длительности пауз гезитации. В работе [19] приводится метод выявления «правдивой» и «обманчивой» речи на основе анализа нели-

нейных спектральных признаков, выделенных с использованием метода энергии Барка [20] по психоакустическим свойствам. Также в работе [21] предложен метод определения обмана за счет обработки речевого сигнала с использованием нелинейных динамических (LND) признаков и релевантной векторной машины (RVM) на основе разряженного байесовского обучения (SBL) для их классификации.

Таким образом, основной путь повышения точности оценивания истинности передаваемых речевых сообщений лежит через создание методик и программных средств их реализации, позволяющих индивидуализировать подход, осуществлять подстройку, выявлять наиболее информативные параметры речи человека в каждом отдельном случае, отражающие истинность передаваемой информации [22].

Методика исследования параметров речевого сигнала

Для выявления параметров речевого сигнала, отражающих истинность передаваемой информации, разработана специализированная методика, представленная на рис. 1, включающая следующие этапы:

1. Создание файлов обработки речевого сигнала:

1) весовые функции $h_c(t, k)$ и $h_s(t, k)$ для систем фильтров;

2) весовая функция для одновременной маскировки $W_0(k, k_i)$, применяемая для выделения частотных областей сильной корреляции;

3) маски $P_M(k, k_0)$ на основе функции $W_0(k, k_i)$.

2. Предварительная обработка речевого сигнала, включающая параллельную свертку речевого сигнала $S(t)$ с весовыми функциями $h_c(t, k)$ и $h_s(t, k)$ системы фильтров.

3. Выделение параметров речевого сигнала, основанное на вычислении массивов значений интенсивностей $I(t, k)$ и мгновенных частот $F(t, k)$ фильтрованного речевого сигнала.

4. Выделение вокализованных участков речевого сигнала на основе:

1) одновременной маскировки речевого сигнала;

2) определения периодичности речевого сигнала на основе его свертки с набором масок;

3) сегментации речевого сигнала на основе алгоритма выделения частоты основного тона (ЧОТ).

В проведенном исследовании в качестве критериев, отражающих истинность передаваемой речевой информации, использовались следующие параметры: наличие вокализации звуков, ЧОТ, интенсивность основного тона, динамика изменения ЧОТ, девиация ЧОТ, динамика изменения интенсивности основного тона, отношение интенсивности гармоник к интенсивности основного тона [22–25].

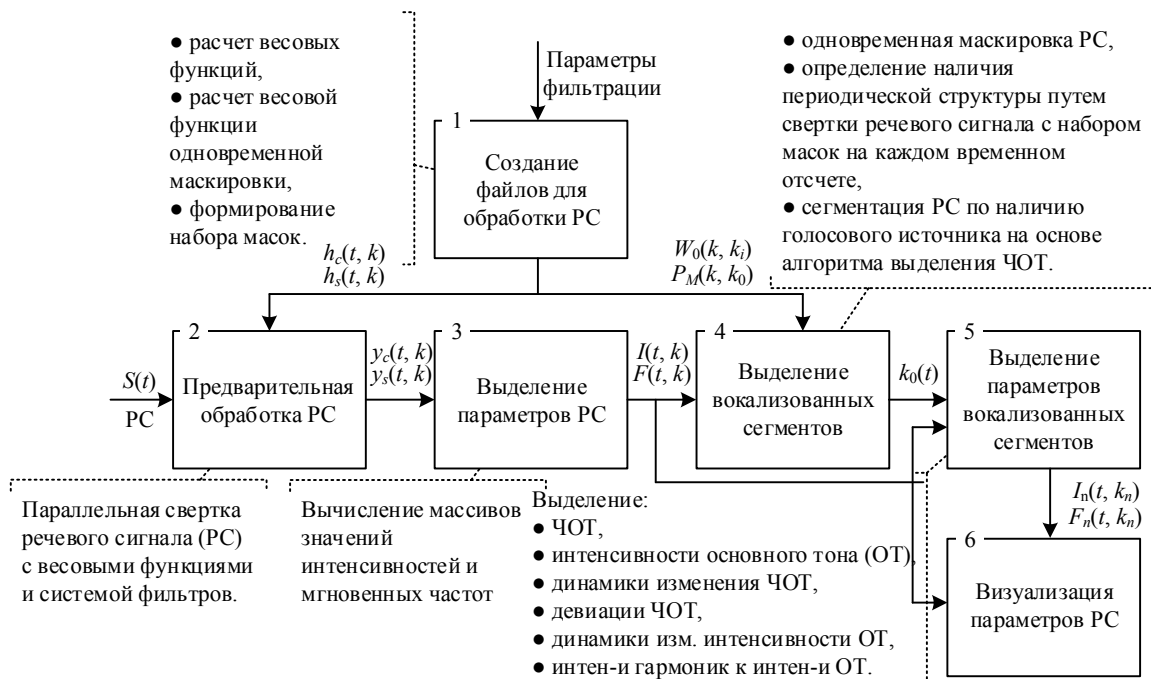


Рис. 1. Методика исследования параметров речи, отражающих истинность передаваемой информации

Результаты исследования

Исследование речевого сигнала производилось с использованием разработанного теста, в состав которого вошла следующая последовательность нейтральных (N)/ контрольных (C)/ значимых (I) вопросов, направленная на выявление причастности испытуемого к краже ноутбука.

- N1: «Вы родились в 1985?»
- C1: «Вы когда-нибудь брали без разрешения чужую вещь?»
- I1: «Вы украли ноутбук?»
- N2: «Вас зовут Максим?»
- C2: «Вы когда-либо нарушали закон?»
- I2: «Вы были у него дома?»

N3: «Вам 22?»

C3: «Вы когда-нибудь воровали?»

I3: «Вы украли ноутбук?»

N4: «Вы сегодня обедали?»

C4: «Вы когда-нибудь лгали с целью избежать проблем?»

I4: «Имеете ли вы какое-либо отношение к краже этого ноутбука?»

Из полученных результатов, частично представленных в таблице и на рис. 2 и 3, видно, что при ответе на нейтральные вопросы у испытуемого не возникает сильного эмоционального возбуждения, что позволяет представить паттерн реакции испытуемого абонента при сообщении истинной и ложной информации, и впоследствии сравнивать с ним реакции на контрольные и значимые вопросы (I1 сравнивается с C1, I2 сравнивается с C2, а I3 – с C3) по следующим правилам:

- 1) если различий в реакции нет, присваивается значение 0;
- 2) если различия в реакции заметные, ставится 1 балл;
- 3) если наблюдаются сильные различия в реакции, ставится 2 балла;
- 4) при очень выраженных различиях ставится 3 балла [6].

В случае если реакция на значимый вопрос сильнее, чем на контрольный, поставленный балл принимает отрицательное значение. И наоборот, если реакция на значимый вопрос слабее, чем на контрольный, ставится положительная оценка.

Закономерности в характеристиках речевого сигнала при оценивании истинности передаваемых сообщений

Ситуация	ЧОТ, Гц	Среднее значение ЧОТ, Гц	Девияция от среднего значения, Гц
Мужчина отвечает на нейтральные вопросы	120–140	130	10
Мужчина отвечает на значимые вопросы	120–150	135	15
Мужчина отвечает на контрольные вопросы	110–140	125	15
Женщина отвечает на нейтральные вопросы	200–240	220	20
Женщина отвечает на значимые вопросы	160–250	205	45
Женщина отвечает на контрольные вопросы	180–280	230	50

Общая оценка за тест выводится путем суммирования показателей, полученных по всем вопросам теста, и интерпретируется следующим образом:

- 1) от -6 и ниже – информация, сообщенная испытуемым, ложна;
- 2) от +6 и выше – информация, сообщенная испытуемым, истинна;
- 3) от -5 до +5 указывают на неопределенный результат в определении истинности сообщенной информации.

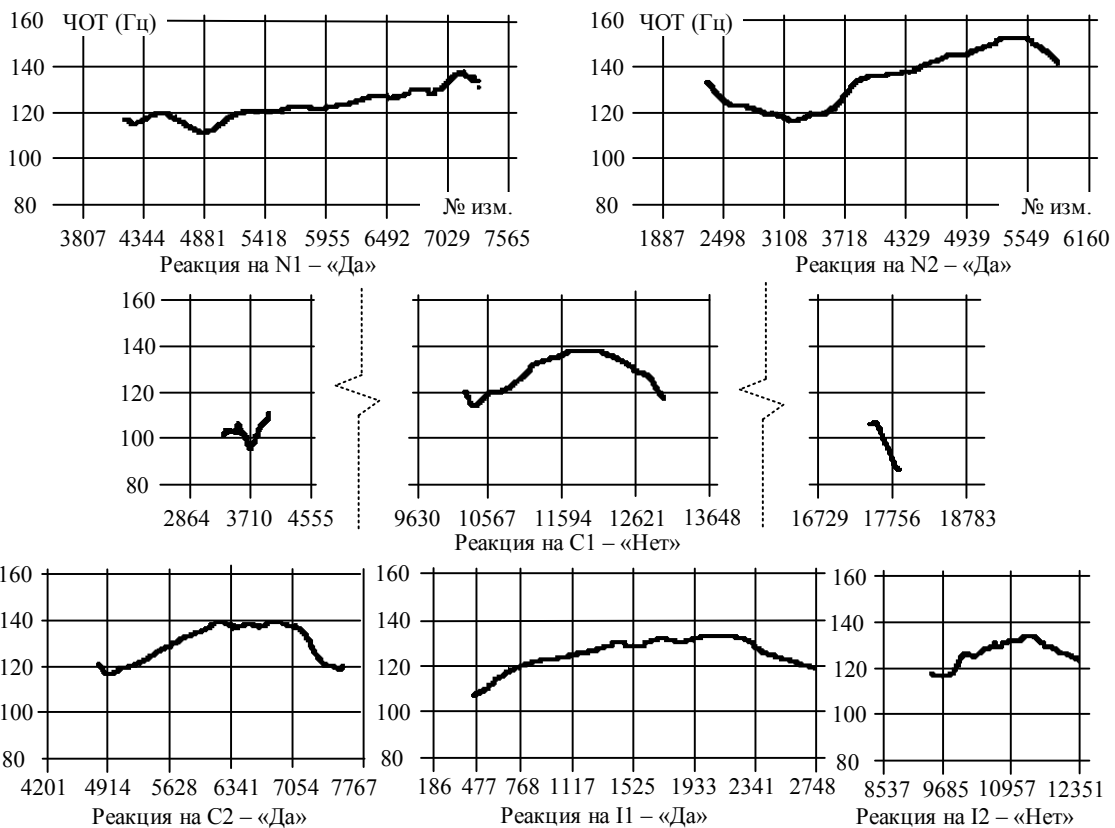


Рис. 2. Паттерны реакции испытуемого на первые 6 вопросов теста

В случае опроса испытуемого (рис. 3) видно, что реакция на С1 сильнее, чем на П1, следовательно, присваивается «+3». Реакция на С2 сильнее, чем на П2, присваивается «+3». Реакция на С3 такая же, как

и на П3, присваивается «0». В итоге получается «+6», что позволяет считать тест пройденным. Следовательно, испытуемый сообщал истинную информацию.

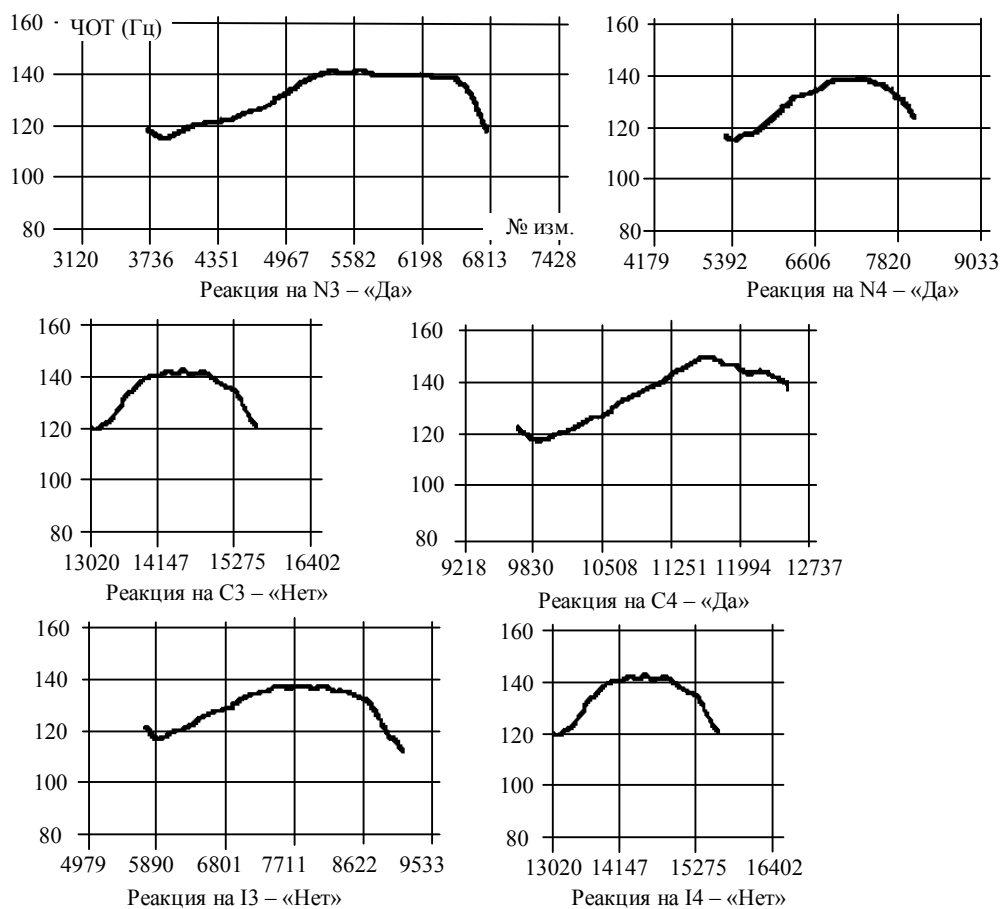


Рис. 3. Паттерны реакции испытуемого на вторые 6 вопросов теста

Заключение

Полученные результаты свидетельствуют о возможности определения истинности переданной информации в режиме реального времени и в процессе межличностного общения между абонентами полимодальных инфокоммуникационных систем. В дальнейшем запланированы разработка алгоритмов и программного обеспечения определения истинности передаваемого речевого сообщения и анализ других невербальных модальностей человеческого поведения, а также новых численных методов оценивания параметров речевого сигнала [27].

Исследование выполнено при поддержке гранта Президента Российской Федерации (проект № МК-7925.2016.9).

Литература

1. Basov O.O. Reasoning of the Transition to Polymodal Infocommunicational Systems // Распределенные компьютерные и телекоммуникационные сети: управление, вычисление, связь (DCCN-2015): матер. XVIII Междунар. науч. конф. – М.: ИПУ РАН, 2015. – С. 418–425.
2. Ронжин Ал.Л. Формирование профиля пользователя на основе аудиовизуального анализа ситуации в ин-

теллектуальном зале совещаний / Ал.Л. Ронжин, В.Ю. Будков, Ал.Л. Ронжин // Труды СПИИРАН. – 2012. – Вып. 23. – С. 482–494.

3. Ли И.В. Проектирование систем речевого диалога / И.В. Ли, Ал.Л. Ронжин // Труды СПИИРАН. – 2006. – Вып. 3. – С. 320–338.

4. Мещеряков Р.В. Структура систем синтеза и распознавания речи // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 315, № 5. – С. 127–132.

5. Мещеряков Р.В. Диалог как основа построения речевых систем / Р.В. Мещеряков, В.П. Бондаренко // Кибернетика и системный анализ. – 2008. – № 2. – С. 30.

6. Vrij A. Detecting Lies and Deceit: The Psychology of Lying and the Implications for Professional Practice. – Wiley: Chichester, 2000. – 276 p.

7. Грузьева И.В. Формально-динамические и стиливые особенности индивидуальности как факторы вероятности инструментального выявления скрываеваемой информации: автореф. дис. ... канд. психол. наук. – М., 2006 – 22 с.

8. Пат. 2 216 269 РФ, МПК А61В5/04, А61В5/16. Способ контроля психофизической реакции человека и устройство для его осуществления / В.И. Губайдуллин, Э.В. Зимин (РФ). – № 2 000 122 210 / 14; заявл. 21.08.2000; опубл. 20.11.2003. – 7 с.

9. Пат. 2 221 475 РФ, МПК А61В3/113. Способ исследования движения глаз по бинокулярному изображе-

нию и устройство для его реализации / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль, А.В. Абрамов, Т.Б. Усанова, В.Б. Феклистов (РФ). – Оpubл. 20.01.2004. Бюл. № 2.

10. Романова Н.М. Особенности глазодвигательных реакций человека при произнесении истинной и ложной информации / Н.М. Романова, А.П. Рытик, М.А. Самохина, А.В. Скрипаль, Д.А. Усанов. – М.: СГУ, 2008. – С. 65–73.

11. Method of Defining Multimodel Information Falsity for Smart Telecommunication Systems / O.O. Basov, A.L. Ronzhin, V.Yu. Budkov, I.A. Saitov // LNCS. – 2015. – P. 163–176.

12. Пат. 2 293 518 РФ, МПК А61В5/16. Способ оценки искренности–неискренности говорящего / Патентообладатель: Институт психологии Российской академии наук, В.П. Морозов, П.В. Морозов (РФ). – № 2 005 124 844/14; заявл. 04.08.2005; опубл. 20.02.2007. Бюл. № 5. – 19 с.

13. Nierenberg, G.I. How to Read a Person Like a Book / G.I. Nierenberg, H.H. Calero. – New York: Pocket Books, 1990. – 192 p.

14. Пиз А. Язык телодвижений / А. Пиз, Б. Пиз. – М.: Эксмо, 2012. – 400 с.

15. Басов О.О. Основные каналы межличностной коммуникации и их проекция на инфокоммуникационные системы / О.О. Басов, И.А. Сaitов // Труды СПИИРАН. – 2013. – Вып. 7(30). – С. 122–140.

16. Костюченко Е.Ю. Идентификация по биометрическим параметрам при использовании аппарата нейронных сетей / Е.Ю. Костюченко, Р.В. Мещеряков // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. – 2007. – № 7. – С. 39–50.

17. Pan X. The application of fractional Mel cepstral coefficient in deceptive speech detection / X. Pan, H. Zhao, Y. Zhou // Peer J. – 2015. – Vol. 3. – P. 1194.

18. Kirchhübel C. Analyzing deceptive speech / C. Kirchhübel, A.W. Stedmon, D.M. Howard // Engineering Psychology and Cognitive Ergonomics: understanding human cognition. – 2013. – Vol. 1. – P. 134–141.

19. Sanaullah M. Deception detection in speech using bark band and perceptually significant energy features / M. Sanaullah, K. Gopalan // IEEE. – 2013. – P. 1212–1215.

20. Gopalan K. An utterance recognition technique for keyword spotting by fusion of Bark energy and MFCC features / K. Gopalan, T. Chu, X. Miao // Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Signal, Speech and Image Processing. – 2009. – P. 156–161.

21. Deception detecting from speech signal using relevance vector machine and non-linear dynamics features / Zhou Y. et al. // Neurocomputing. – 2015. – Vol. 151. – P. 1042–1052.

22. Бондаренко В.П. Сегментация и параметрическое описание речевого сигнала / В.П. Бондаренко, А.А. Конев, Р.В. Мещеряков // Изв. высш. учеб. завед. Приборостроение. – 2007. – Т. 50, № 10. – С. 3–7.

23. Мещеряков Р.В. Некоторые подходы к выбору параметров голоса для оценки истинности высказывания / Р.В. Мещеряков, А.А. Конев, А.И. Юдин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2008. – Т. 2, № 1. – С. 47–50.

24. Ронжин А.Л. Определение степени алкогольной интоксикации человека на основе автоматического анализа речи / А.Л. Ронжин, О.О. Басов // Вестник Московского университета МВД России. – 2015. – № 5. – С. 216–220.

25. Basov O.O. Optimization of Pitch Tracking and Quantization / O.O. Basov, An.L. Ronzhin, V.Yu. Budkov // LNAI. – 2015. – P. 317–324.

26. Басов О.О. Оценка ложности передаваемой информации по динамике параметров невербального поведения абонента // Вестник РГРТУ (Рязань). – 2015. – № 1 (вып. 51). – С. 24–29.

27. Вольф Д.А. Модель процесса сингулярного оценивания частоты основного тона речевого сигнала / Д.А. Вольф, Р.В. Мещеряков // Акустический журнал. – 2016. – Т. 62, № 2. – С. 216.

Будков Виктор Юрьевич

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник лаборатории автономных робототехнических систем (ЛАРС) Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук (СПИИРАН)
Тел.: 8 (812-3) 28-70-81
Эл. почта: budkov@iias.spb.su

Савельев Антон Игоревич

Науч. сотрудник ЛАРС
Тел.: 8 (812-3) 28-70-81
Эл. почта: saveliev@iias.spb.su

Вольф Данияр Александрович

Канд. техн. наук, инж. учеб.-вычисл. лаб.
«Микропроцессорные системы управления»
каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРА
Тел.: 8 (382-2) 41-34-26
Эл. почта: runsolar@mail.ru

Budkov V.Yu., Saveliev A.I., Volf D.A.

Technique of studying speech signal parameters reflecting on the truth of the transmitted information

A review of the existing diagnostic methods for validity of the transmitted information is performed. The feasibility of such techniques in polymodal infocommunication systems was proved. The parameters of speech signal, which reflect the truth of the transmitted information, are investigated. The decision rules for automatic diagnostic system are defined. The results of the experiments with the developed technique are considered.

Keywords: speech signal, polymodal infocommunication, truth of the information.

УДК 629.7.05.07

П.В. Мулин, А.В. Березуев, Д.М. Кушниц

Способ совместного управления вектором тяги и рулем высоты для повышения точности автоматического управления траекторным движением самолета при посадке

Рассматривается способ совместного управления вектором тяги и рулем высоты при автоматическом управлении траекторным движением в вертикальной плоскости неманевренного самолета с двигателями на крыльях, позволяющий повысить точность стабилизации траектории и расширить безопасный диапазон внешних ветровых воздействий при заходе на посадку.

Ключевые слова: управление вектором тяги, руль высоты, система автоматического управления, самолет.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-61-66

В качестве органов управления продольным движением самолета традиционно используются руль высоты (РВ) и рычаги управления двигателем. Известно, что такое управление характеризуется замедленной реакцией самолета: прежде чем изменить подъемную силу, самолет должен преодолеть свою собственную инерцию. Это снижает точность управления продольным движением. Эффективным средством снижения запаздывания в создании подъемной силы является применение непосредственного управления подъемной силой (НУПС). Известно большое число работ, посвященных использованию в качестве органов НУПС аэродинамических органов (интерцепторов, флаперонов) [1]. В настоящей работе исследовалось применение нового средства НУПС – органа поворота вектора тяги (ОПВТ). До сих пор отклонение вектора тяги использовалось на самолетах вертикального взлета и посадки, а также для обеспечения управляемости маневренных самолетов на режимах полета с малыми скоростями, где эффективность традиционных аэродинамических органов управления недостаточна.

В настоящей работе рассматривается применение управления вектором тяги (УВТ) для повышения качества и точности автоматического управления траекторией посадки самолета. Полагается, что перспективные авиационные газотурбинные двигатели воздушных судов будут оснащены необходимыми устройствами поворота реактивной струи, интегрированными, с устройствами для реверса тяги. Тогда при размещении двигателей на крыльях самолета необходимый балансирующий момент легко можно реализовать с помощью руля высоты.

Постановка задачи

Рассматривается задача совместного управления вектором тяги и рулем высоты воздушного судна на режиме захода на посадку. Схема расположения линии действия тяги \vec{P} и ее угла поворота φ_P показана на рис. 1. На рис. 1 оси OX и OY образуют связанную систему координат, через α_0 и φ_{P_0} обозначены балансирующие углы атаки и установки двигателя соответственно.

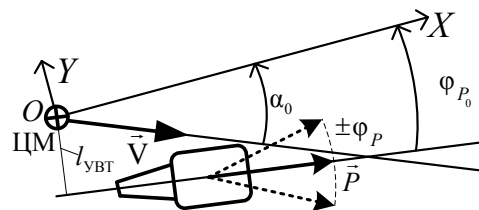


Рис. 1. Схема расположения линии действия тяги \vec{P} и ее угла поворота φ_P

Упрощенные уравнения возмущенного продольного движения самолета относительно программной траектории с тремя органами управления можно записать в виде

$$\dot{\omega}_z = -c_1 \omega_z - c_3 V - c_5 \dot{\alpha} - c_2 \alpha - c_3 \delta_b - c_{12} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right) \varphi_P - r_3 \Delta P; \quad (1)$$

$$\dot{V} = -e_1 V - c_8 \alpha - c_7 \theta - c_{14} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right) (\varphi_P + \alpha) + r_1 \Delta P; \quad (2)$$

$$\dot{\alpha} = -e_2 V - c_4 \alpha + \omega_z - c_9 \delta_b - c_{13} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right) (\varphi_P + \alpha) - r_2 \Delta P; \quad (3)$$

$$\dot{H} = c_{11} V + c_6 \vartheta - c_6 \alpha; \quad (4)$$

$$\dot{\vartheta} = \omega_z; \quad (5)$$

$$\theta = \vartheta - \alpha; \quad (6)$$

$$n_y = c_6 \dot{\theta} = \frac{c_6}{g} (e_2 V + c_4 \alpha + c_9 \delta_b + c_{13} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right) (\varphi_P + \alpha) + r_2 \Delta P), \quad (7)$$

где δ_b – угол отклонения руля высоты от балансирующего значения; P_0 – балансирующее значение тяги; ΔP – приращение силы тяги двигателя; n_y – приращение нормальной перегрузки; H – приращение высоты полета; V – приращение скорости полета; ϑ – приращение угла тангажа; e_i , r_i и c_i ($i=1\dots 11$) – динамические коэффициенты [2];

$$c_{12} = P_0 \frac{l_{УВТ}}{I_z}; \quad c_{13} = P_0 \frac{\cos(\alpha_0 - \varphi_{P_0})}{mV_0}; \quad (8)$$

$$c_{14} = -P_0 \frac{\sin(\alpha_0 - \varphi_{P_0})}{m},$$

где m – масса самолета, I_z – момент инерции.

Управление продольным движением самолета осуществляется тремя органами управления: рулем высоты δ_B , рычагом управления двигателем δ_{PUD} и ОПВТ φ_P . Для их отклонения используются исполнительные устройства (приводы), на вход которых поступают сигналы управления u_{δ_B} , u_{σ} и u_{φ_P} соответственно. Приводы имеют ограничения на скорость и величину перемещения штока.

Ставится задача организации наиболее рационального совместного использования различных органов управления продольным движением с целью снижения отклонений самолета по высоте от заданной траектории полета в условиях действия ветровых возмущений. Заданная траектория полета имеет горизонтальный участок и глиссаду снижения.

Характерно, что отклонение ОПВТ в положение, вызывающее увеличение подъемной силы, как правило, сопровождается уменьшением угла атаки, т.е. наблюдается обратная реакция самолета по углу атаки. В этом нетрудно убедиться, если рассмотреть передаточные функции (ПФ) самолета в короткопериодическом движении от ОПВТ к нормальной перегрузке и углу атаки, положив в системе уравнений (1), (3), (7) $V=0$. В результате получим

$$W_{\varphi_P}^{ny}(s) = \frac{c_6 \cdot c'_{13} s^2 + c'_{13} (c_1 + c_5) s - c'_{12} c_4 + c_2}{g s^2 + (c_1 + c_4 + c_5) s + c_2 + c_1 c_4}; \quad (9)$$

$$W_{\varphi_P}^{\alpha}(s) = -\frac{c'_{13} s + c'_{13} c_1 + c'_{12}}{s^2 + (c_1 + c_4 + c_5) s + c_2 + c_1 c_4}, \quad (10)$$

где

$$c'_{13} = c_{13} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right); \quad c'_{12} = c_{12} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right). \quad (11)$$

В начальной стадии переходного процесса перегрузка увеличивается с темпом отклонения привода ОПВТ (9), а затем падает вследствие уменьшения угла атаки (10). Установившееся приращение угла атаки будет положительным только при использовании ОПВТ, создающего момент на кабрирование:

$$\frac{c'_{12}}{c'_{13}} < -c_1.$$

Обратная реакция по углу атаки приводит к уменьшению коэффициента передачи от ОПВТ к нормальной перегрузке, т.е. к завалу амплитудно-частотной характеристики в области низких частот. Чтобы предотвратить нерациональный расход располагаемого хода ОПВТ, необходимо организовать перекрестную связь $W_K(s)$ со входа привода ОПВТ на привод РВ, аналогично, как и с аэродинамическими органами НУПС [1] так, чтобы

$$\delta_B = W_K(s) \varphi_P. \quad (12)$$

Это позволяет выделить два изолированных канала управления: инерционный и практически безынерционный. Выбор $W_K(s)$ производится из условия обеспечения инвариантности угла атаки на отклонение ОПВТ так, чтобы

$$W_{\varphi_P}^{\alpha}(s) \approx 0.$$

На основании уравнений короткопериодического движения, полученных из (1) и (3), пренебрегая различием в динамике приводов ОПВТ и руля высоты, ПФ $W_K(s)$ примет вид

$$W_K(s) = -\frac{c'_{13} s + c'_{13} c_1 + c'_{12}}{c_9 s + c_9 c_1 + c_3}. \quad (13)$$

На рис. 2 представлена обобщенная структурная схема объекта управления с перекрестной связью $W_K(s)$.

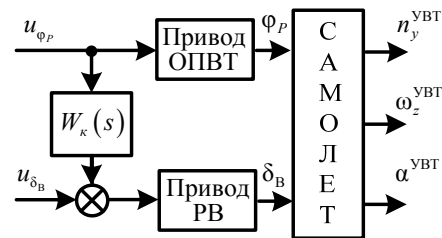


Рис. 2. Обобщенная структурная схема объекта управления с перекрестной связью

Подставляя (13) в (12), а затем в систему уравнений (1), (3), (7) и положив $V=0$, получим выражения для компонент угловой скорости и нормальной перегрузки, обусловленные отклонением ОПВТ:

$$\omega_z^{УВТ} = \frac{b_n}{T_n s + 1} \varphi_P; \quad (14)$$

$$n_y^{УВТ} = \frac{c_6}{g} \frac{b_n}{T_n s + 1} \varphi_P, \quad (15)$$

где

$$T_n = \frac{1}{c_1 + c_3 c_9^{-1}}; \quad (16)$$

$$b_n = \frac{c_3 c'_{13} - c'_{12} c_9}{c_9 c_1 + c_3}. \quad (17)$$

Для маневренных самолетов значение c_9 весьма мало, поэтому компоненты угловой скорости и нормальной перегрузки (14) и (15), обусловленные отклонением ОПВТ, можно упростить:

$$\omega_z^{УВТ} = b_n \varphi_P = c'_{13} \varphi_P = c_{13} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right) \varphi_P; \quad (18)$$

$$n_y^{УВТ} = \frac{c_6}{g} \omega_z^{УВТ}. \quad (19)$$

Установившееся движение самолета по прямой траектории на скорости захода на посадку осуществляется с тягой, определяемой выражением

$$P_0 = mg \left(\frac{1}{K} - \sin \theta_{\text{сн}} \right), \quad (20)$$

где K – соответствующее аэродинамическое качество.

Подставляя (20) в (8), (18), (19), получим зависимость располагаемого ресурса ОПВТ

$$n_{y, \text{макс}} = \frac{c_6}{g} c_{13} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0} \right) \varphi_P = \left(\frac{1}{K} - \sin \theta_{\text{сн}} \right) \frac{1}{57,3} \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0} \right) \varphi_P. \quad (21)$$

Тогда для номинального значения угла снижения $\theta_{\text{сн}} \approx 2,6$ град и значений качества K в диапазоне 5–7 получим

$$n_{y, \text{макс}}^{\text{УВТ}} = (0,0017 \dots 0,0027) \cos(\alpha_0 - \varphi_{P_0}) \times \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0} \right) \varphi_{P, \text{макс}}; \quad (22)$$

$$\dot{n}_{y, \text{макс}}^{\text{УВТ}} = n_{y, \text{макс}}^{\text{УВТ}} \frac{1}{\varphi_{P, \text{макс}}} \dot{\varphi}_{P, \text{макс}}. \quad (23)$$

Полагая $\alpha_0 - \varphi_{P_0}$ малым, и для значений максимальных отклонений ОПВТ и скорости его поворота

$$\varphi_{P, \text{макс}} = 35 \text{ град}; \quad \dot{\varphi}_{P, \text{макс}} = 50 \text{ град/с}, \quad (24)$$

соответственно из (22), (23) получим выражения для располагаемого ресурса

$$n_{y, \text{макс}}^{\text{УВТ}} = (0,06 \dots 0,1) \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0} \right); \quad (25)$$

$$\dot{n}_{y, \text{макс}}^{\text{УВТ}} = 1,43 n_{y, \text{макс}}^{\text{УВТ}}. \quad (26)$$

Располагаемый ресурс по изменению перегрузки в целом соответствует ресурсу аэродинамического органа НУПС за счет большего угла отклонения ОПВТ, а по скорости изменения перегрузки уступает в 2–3 раза. Один из способов увеличения располагаемого ресурса ОПВТ – снижение аэродинамического качества самолета, например, за счет отклонения интерцепторов. Это в свою очередь позволяет использовать в качестве НУПС одновременно с ОПВТ и интерцепторы. Последнее обстоятельство существенно увеличивает располагаемый ресурс органов НУПС и может уменьшить просадку самолета при уходе на второй круг за счет координированного управления тягой и органами НУПС.

На режиме захода на посадку нормальная перегрузка может изменяться в пределах $\pm 0,2 g$, а время нарастания по перегрузке для современных тяжелых самолетов может составлять порядка 4 с. Из выражения (25) следует, что ОПВТ обладает ограниченным ресурсом в создании сил, недостаточным для самостоятельного выполнения требуемых маневров при управлении самолетом. Причем ресурс ОПВТ определяется тягой силовой установки, которая изменяется в полете. В результате в процессе функционирования системы автоматического управления (САУ) ОПВТ может выходить на ограничения по углу отклонения, скорости перекладки. Поэтому САУ можно считать линейной только при некоторых

значениях сигналов управления и возмущающих факторов. При превышении этих значений САУ становится нелинейной, что приводит к существенному изменению её динамических свойств. Поэтому возникает необходимость организации наиболее рационального совместного использования различных средств управления продольным движением.

Формирование управления

При построении САУ с ОПВТ использовался иерархический принцип: традиционное выделение в качестве верхнего уровня САУ движением центра масс самолета, а в качестве нижнего САУ – угловым движением (внутреннего контура). В результате оптимизации САУ движением центра масс самолета получаются зависимости и программы, которые рассматриваются как задающие воздействия для внутреннего контура управления. В качестве последнего была использована двухканальная система стабилизации заданной нормальной перегрузки $n_{y, \text{зад}}$. Задачи синтеза САУ скоростью и высоты полета решались отдельно. Контур управления тягой замыкался по сигналу отклонения скорости, а контур управления рулем высоты и ОПВТ – по сигналам системы траекторного управления.

С целью учета ограниченного ресурса ОПВТ за основу двухканальной системы стабилизации заданной перегрузки была выбрана схема с каскадным соединением по ошибке автономного контура РВ (медленная подсистема управления) и контура ОПВТ (быстрая подсистема управления). В результате обобщенная схема двухканальной системы приняла вид, показанный на рис. 3.

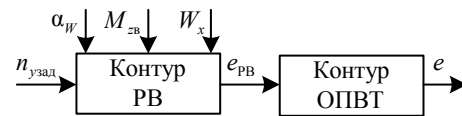


Рис. 3. Обобщенная схема двухканальной системы

На рис. 3 α_W – составляющая угла атаки α , обусловленная ветровым возмущением; M_{zB} – возмущающий момент по тангажу; горизонтальная составляющая скорости ветра W_x ; $e_{РВ}$ – динамическая ошибка отработки входного воздействия $n_{y, \text{зад}}$ и парирования возмущений автономного контура стабилизации нормальной перегрузки через канал РВ; e – суммарная ошибка системы стабилизации заданной перегрузки.

Контур ОПВТ характеризует динамическое поведение системы стабилизации заданной перегрузки в целом, а контур РВ в свою очередь характеризует вклад ОПВТ в отработку задающего и парирование возмущающего воздействий. В этом случае после окончания переходного процесса ОПВТ возвращается в исходное положение. При этом задача разработки двухканальной системы сводится к последовательному синтезу:

– астатического контура управления РВ, оптимального в смысле отработки задающего воздействия $n_{y, \text{зад}}$ и парирования ветровых возмущений α_W ;

– закона управления ОПВТ, оптимального с точки зрения минимизации отклонений самолета, вызванных динамической ошибкой стабилизации перегрузки контура управления РВ.

Использование астатического контура управления РВ позволяет устранить статические ошибки при обработке команды $n_{y\text{зад}}$ и при действии возмущающего момента $M_{zв}$, а следовательно, гарантировать возврат ОПВТ в исходное положение после окончания переходных процессов. При этом в качестве контура управления РВ возможно использование штатной системы стабилизации нормальной перегрузки.

Задача синтеза системы с ОПВТ состоит в формировании управления, поступающего на вход привода ОПВТ. При заходе на посадку основным возмущающим фактором принимались ветровые возмущения. Высокая точность стабилизации траектории полета возможна только при малых погрешностях стабилизации нормальной перегрузки в области низких частот, при этом требования к стабилизации в области высоких частот существенно ниже. Это вызвано тем, что отклонения по вертикальной составляющей скорости пропорциональны интегралу от нормальной перегрузки, а по высоте – двойному интегралу. Вместе с тем скорость перекладки ОПВТ ограничена и недостаточна для парирования высокочастотной составляющей ветровых возмущений. Поэтому в качестве закона управления ОПВТ естественно принять интегральный закон по ошибке контура руля высоты $e_{РВ} = [n_y^B - n_{y\text{зад}}]$.

Для создания автономного контура РВ необходимо получение оценок составляющих перегрузки и угловой скорости, вызванных отклонением руля высоты и ошибками их стабилизации контуром РВ. Для их формирования использовались оценки компонент перегрузки и угловой скорости, обусловленных отклонением ОПВТ, полученные по упрощенным формулам (18), (19) при $\Delta P = 0$:

$$\omega_z^{\text{УВТ}} = c_{13} \varphi_P; \tag{27}$$

$$n_y^{\text{УВТ}} = \frac{c_6}{g} \omega_z^{\text{УВТ}}. \tag{28}$$

На рис. 4 представлена структурная схема астатической системы стабилизации заданной нормальной перегрузки с ОПВТ на режиме захода на посадку.

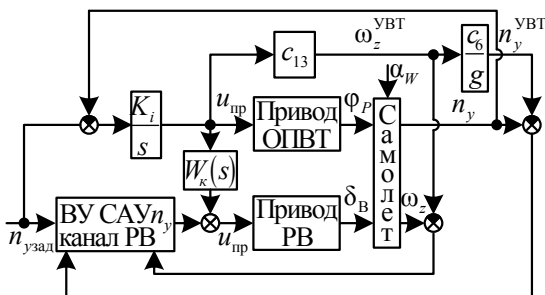


Рис. 4. Структурная схема астатической системы стабилизации заданной нормальной перегрузки с ОПВТ

На рис. 5 показаны характерные графики переходных процессов двухканальной системы стабилизации перегрузки при различных значениях коэффициента усиления K_i на интеграторе без учета ограничений на ресурс ОПВТ в короткопериодическом движении.

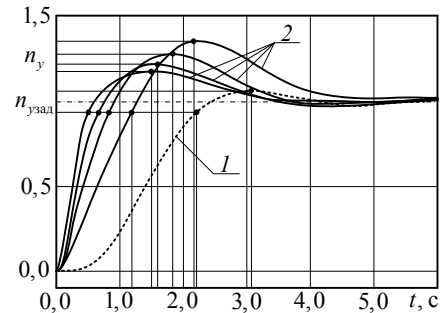


Рис. 5. Переходные процессы САУ нормальной перегрузкой. Линейный режим работы ОПВТ: 1 – управление только через канал РВ; 2 – совместное управление ОПВТ и РВ при различных K_i , большим значениям соответствует меньшее время нарастания

Увеличение K_i ограничено ресурсом ОПВТ. Для улучшения показателей качества в нелинейном режиме сигнал на выходе интегрирующего устройства канала ОПВТ $u_{\varphi P}$ ограничивался согласно рис. 6.

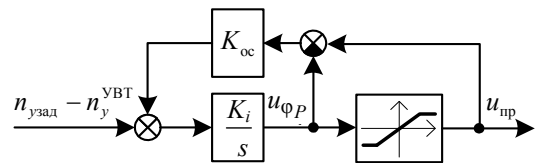


Рис. 6. Схема ограничения сигнала на выходе интегрирующего устройства канала ОПВТ

На рис. 6 линейный участок характеристики нелинейного элемента типа насыщения соответствует диапазону отклонений ОПВТ $\pm \varphi_{P\text{max}}$ (24). Для иллюстрации нелинейного режима работы ОПВТ на рис. 7 приведены характерные графики переходных процессов для двух уровней управляющего воздействия в короткопериодическом движении.

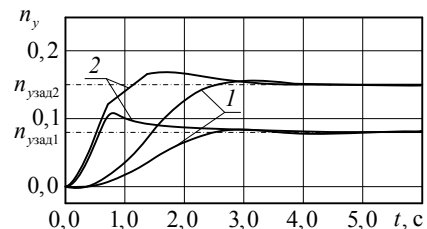


Рис. 7. Переходные процессы САУ нормальной перегрузкой. Нелинейный режим работы: 1 – управление только через канал РВ; 2 – совместное управление ОПВТ и РВ

В первом случае ОПВТ выходит только на ограничение (26), во втором случае – на оба ограниче-

ния (25) и (26). Моделирование проводилось с учетом ограничений на скорость переключки привода руля высоты. Как видно из рис. 7, применение ОПВТ существенно уменьшает время нарастания переходного процесса. Естественно, эффект падает с ростом уровня управляющего сигнала, вместе с тем оставаясь существенным на режиме захода на посадку. Переходные процессы САУ нормальной перегрузкой на вертикальный порыв ветра 4 м/с показали снижение на 24% максимального отклонения интеграла от перегрузки с применением УВТ.

Переменность динамических характеристик двухканальной системы рис. 4 в зависимости от уровней управляющего и возмущающего воздействий, а также то обстоятельство, что точность парирования ветровых возмущений в основном определяется характеристиками внутреннего контура, обусловили и подход к синтезу траекторного контура управления. В соответствии с ним параметры законов управления системы траекторного управления выбирались по динамическим характеристикам контура руля высоты (канал ОПВТ отключен), синтез закона управления автомата тяги проводился традиционным способом. В этом случае располагаемый ресурс ОПВТ в основном используется для парирования ветровых возмущений практически без увеличения быстродействия траекторного контура. Структура используемых законов управления в канале РВ и канале тяги, методика выбора их параметров рассмотрены в [3].

Выражения для располагаемого ресурса (25), (26) принимались в следующем виде:

$$n_{y \max}^{\text{УВТ}} = 0,08 \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right);$$

$$\dot{n}_{y \max}^{\text{УВТ}} = 0,11 \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right).$$

Коэффициент усиления K_i интегрирующего устройства системы рис. 4 выбирался по результатам моделирования при действии максимальных ветровых возмущений.

Результаты моделирования

На рис. 8 приведены характерные графики переходных процессов на встречный порыв ветра W_x , полученные по результатам имитационного моделирования полной модели продольного движения самолета с САУ на режиме стабилизации высоты полета со скоростью 240 км/ч и с балансировочным значением тяги $P_0 = 6800$ кгс.

По результатам моделирования отмечено, что на порыв ветра $W_x = 10$ м/с максимальное отклонение по высоте снизилось в 1,5 раза в сравнении с традиционным управлением. Причем при действии попутного порыва ветра эффект выше за счет увеличения тяги и, как следствие, ресурса ОПВТ (22). На рис. 9 приведены типовые графики переходных процессов на вертикальный порыв ветра W_y . При действии порыва ветра $W_y = 5$ м/с максимальное откло-

нение по высоте и расход тяги с использованием УВТ снизились на 30%.

Закключение

Предложен способ совместного управления вектором тяги и рулем высоты при автоматическом управлении траекторным движением в вертикальной плоскости неманевренного самолета с двигателями на крыльях. Предлагаемый подход позволяет интегрировать УВТ со штатными системами управления.

Проведен сравнительный анализ применения управления вектором тяги. Показано, что система управления самолетом с УВТ является эффективным средством повышения точности выдерживания заданной траектории движения в условиях действия ветровых возмущений.

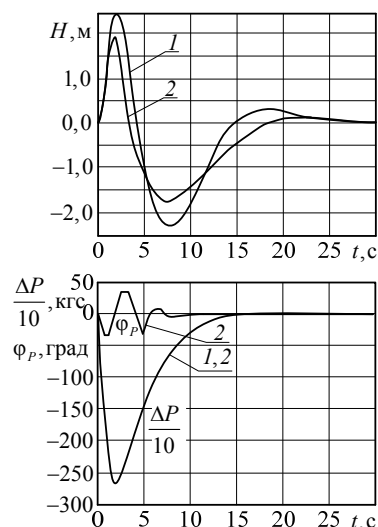


Рис. 8. Переходные процессы на встречный порыв ветра W_x . Полная модель продольного движения:
1 – управление только через канал РВ;
2 – совместное управление ОПВТ и РВ

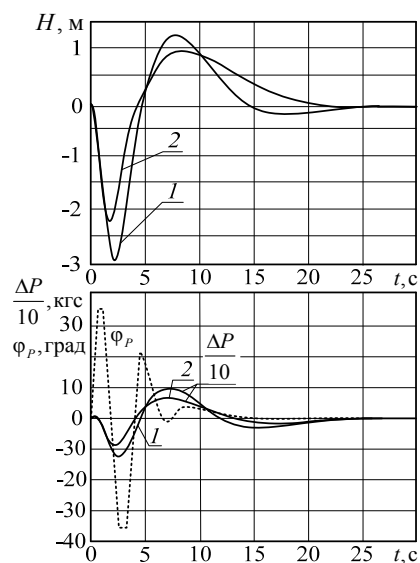


Рис. 9. Переходные процессы на вертикальный порыв ветра W_y . Полная модель продольного движения:
1 – управление только через канал РВ;
2 – совместное управление ОПВТ и РВ

Литература

1. Активные системы управления самолетов // Обзор ОНТИ ЦАГИ. – 1976. – № 499. – 168 с.
2. Михалев И.А. Системы автоматического управления самолетом / И.А. Михалев, Б.Н. Окоемов, М.С. Чикулаев. – М.: Машиностроение, 1987. – 240 с.
3. Мулин П.В., Березуев А.В. Системы автоматического управления продольным движением центра масс самолета: учеб. пособие. – М.: Изд-во МАИ, 2015. – 124 с.

Мулин Павел Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. систем автоматического и интеллектуального управления (301)
Московского авиационного института
(национального исследовательского университета)
Тел.: +7 (499) 158-41-82
Эл. почта: pvmpo@mail.ru

Березуев Александр Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. 301
Тел.: +7 (499) 158-41-82
Эл. почта: ber-av@mail.ru

Кушнир Дмитрий Михайлович

Аспирант каф. 301
Тел.: +7 (499) 158-41-82
Эл. почта: sinus-051@rambler.ru

Mulin P.V., Berezuev A.V., Kushnir D.M.

Thrust vector control method to increase the trajectory automatic control accuracy of the aircraft when landing

A new method of thrust vectoring integration into control system is proposed for synthesis of control systems for new generation of aircrafts. This method is based on concept of synthesis of two channel system with fast and slow subsystems and limited control possibilities. It is shown that the control system of aircraft with thrust vectoring is an effective tool to increase the trajectory automatic control accuracy of the aircraft when landing.

Keywords: thrust vector control, elevator, automatic control system, aircraft.

УДК 004.056

А.А. Шелупанов, А.Р. Смолина

Теоретические аспекты автоматизации формирования частных методик производства компьютерно-технической экспертизы

Статья посвящена теоретическим аспектам автоматизации формирования частных методик производства компьютерно-технической экспертизы. Для автоматизации и упрощения процесса разработки частных методик КТЭ автором предлагается разрабатываемая им система поддержки формирования частных методик производства компьютерно-технических экспертиз (СП ФОРЧМЕТ). В статье предлагается решение трех задач, необходимых для автоматизации формирования частных методик производства компьютерно-технической экспертизы (КТЭ): классификация методик производства КТЭ (по параметрам: категории задач, вопросы экспертизы, объекты исследования); построение модели методики производства КТЭ; разработка подхода, позволяющего определить, в рамках классифицированной методики, последовательность методов для каждой из стадии экспертизы, исходя из условий (ограничений) проведения экспертизы (временные ресурсы, финансовые ресурсы, человеческие ресурсы и т.д.).

Ключевые слова: компьютерно-техническая экспертиза, автоматизации формирования частных методик, экспертная методика.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-67-70

Компьютерно-техническая экспертиза (КТЭ) – самостоятельный род судебных экспертиз. Целью КТЭ является получение ответа на вопросы, требующие специальных познаний в области компьютерной криминалистики [1].

В основе любой экспертизы лежит экспертная методика. Общая методика, адаптированная и доработанная под решение частных задач экспертизы, называется частной [2].

Процесс разработки частных методик производства КТЭ от разработки частных методик традиционных родов экспертизы отличают значительные ресурсные затраты. Эксперты КТЭ из-за быстрого устаревания методик, большого количества объектов исследования [3] и широкого круга вопросов данного рода экспертизы значительную часть времени тратят на адаптацию и доработку общих методик под частные задачи экспертизы, поиск необходимых методов – разработку частных методик производства КТЭ. Сложность и длительность разработки частных методик КТЭ увеличивается при наложении экспертной организацией ограничений на выбор методов производства экспертизы по ресурсам (сроки, стоимость экспертного программного обеспечения и др.) [4]. Исходя из вышеописанного, весьма актуальна задача автоматизации формирования (разработки) частных методик производства КТЭ.

До настоящего времени процесс формирования частных методик КТЭ не был автоматизирован. Благодаря подходам, предложенным автором, автоматизация этого процесса становится возможной.

Для автоматизации и упрощения процесса разработки частных методик КТЭ автором предлагается разрабатываемая им система поддержки формирования частных методик производства компьютерно-технических экспертиз (СП ФОРЧМЕТ).

В числе задач, решение которых было необходимо для разработки СП ФОРЧМЕТ, находится следующая группа задач:

– классификация методик производства КТЭ (по параметрам: категории задач, вопросы экспертизы, объекты исследования);

– построение модели методики производства КТЭ;

– разработка подхода, позволяющего определить, в рамках классифицированной методики, последовательность методов для каждой из стадий экспертизы, исходя из условий (ограничений) проведения экспертизы (временные ресурсы, финансовые ресурсы, человеческие ресурсы и т.д.).

В данной статье кратко излагается предлагаемое автором решение данных задач.

Классификация методик производства КТЭ

Содержание экспертных методик КТЭ базируется на задачах, целях и объектах рассматриваемого рода судебных экспертиз [5].

Описание методов и алгоритмов классификации зачастую основывается на представлении исходной информации о классифицируемых объектах в виде графов [6–8]. Для классификации методик КТЭ предлагается использование теории графов. Для классификации методик КТЭ используем ориентированный граф $X(Y, Z)$, в нем:

1. $Y = \{y_0, y_{1,1}, y_{1,2}, \dots, y_{i,j}, y_e\}$ – множество узлов графа X .

2. Z – множество ориентированных ребер графа X .

3. Узел y_0 – начало классификации.

4. Узел y_e – конец классификации.

5. i – количество критериев классификации методик.

6. j – количество признаков конкретного критерия.

Предлагаемый подход к классификации методик КТЭ с использованием теории графов может быть использован независимо от состава и количе-

ства критериев классификации методик и признаков критериев классификации методик. Более того, данный подход может быть использован для классификации методик других родов и видов экспертиз, т.е. этот подход является унифицированным.

Для классификации методик КТЭ используются простые пути на графе. Задача эксперта КТЭ по выбору необходимой методики производства КТЭ сводится к поиску пути на графе, т.е. определение путей между узлами y_0 и y_e и будет процессом определения методики производства КТЭ.

Множеством простых путей между узлами y_0 и y_e определяется множество методик производства КТЭ (M).

В результате были выявлены общие свойства методик производства КТЭ и формализованы базовые критерии и признаки для их классификации [5]. Классификация по базовым критериям описана в виде ориентированного графа, посредством описания множеств его узлов и ориентированных ребер. Критерии классификации представлены тремя уровнями, определяющими свойства методик КТЭ. Полученные 48 типов методик описаны в виде множества M .

Модель методики производства КТЭ

В общем смысле под экспертной методикой (методикой экспертного исследования) понимается последовательность изучения свойств объекта экспертизы с целью решения экспертной задачи, путем упорядоченного применения научно разработанной системы методов экспертного познания [2].

Автором предлагается выполнить унификацию методики производства КТЭ, представив элементы методики КТЭ в виде множеств:

$A = \{a_1, a_2, \dots, a_l\}$ – множество методов подготовительной стадии исследования, где l – количество методов, необходимых на подготовительной стадии исследования;

$B = \{b_1, b_2, \dots, b_w\}$ – множество методов аналитической стадии исследования, где w – количество необходимых методов аналитической стадии исследования;

$C = \{c_1, c_2, \dots, c_u\}$ – множество методов стадии эксперимента, где u – количество методов, необходимых на стадии эксперимента;

$E = \{e_1, e_2, \dots, e_q\}$ – множество методов синтезирующей стадии исследования, где q – количество методов, необходимых на синтезирующей стадии исследования;

$F = \{f_1, f_2, \dots, f_p\}$ – множество методов результативной стадии исследования, где p – количество методов, необходимых на результативной стадии исследования;

$H = \{h_1, h_2, \dots, h_j\}$ – множество методов стадии формирования выводов, где j – количество методов, необходимых на стадии формирования выводов.

Элемент множества $S = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$ – методов унифицированной методики производства КТЭ,

представляет собой кортеж, состоящий из шести элементов:

$$s_n \in S = (a_i, b_w, c_u, e_q, f_p, h_j),$$

где $a_i \in A, b_w \in B, c_u \in C, e_q \in E, f_p \in F, h_j \in H$. (1)

Множество методов, используемых при производстве КТЭ, – подмножество декартового произведения множеств методов стадий экспертного исследования:

$$S \subset A \times B \times C \times E \times F \times H. \quad (2)$$

Модель методики производства КТЭ – упорядоченное множество методов КТЭ S .

Если S содержит помимо всеобщих методов познания и общенаучных методов познания частные методы, то на основании множества S определяется частная методика производства КТЭ.

Подход к определению последовательности методов КТЭ, исходя из условий ее производства

Автором предлагается выбирать методы исследования, исходя из наиболее оптимального использования ресурсов (финансовых, временных, человеческих и т.д.). Поиск методов, обеспечивающих оптимальное использование ресурсов, предлагается выполнить, обратившись к теории графов, и решить данную задачу, как типовую задачу теории графов – задачу о поиске кратчайшего пути [9].

Используем следующие обозначения:

1. $R = \{r_0, r_{1.1}, r_{1.2}, \dots, r_{i,j}, r_e\}$ – множество вершин графа RR .

2. RE – множество ребер d_{ij} графа RR . Каждому ребру RE сопоставлен вес k_{ij} .

3. Вершина r_0 – начало производства КТЭ.

4. Вершина r_e – завершение производства КТЭ.

5. i – количество альтернативных методов на определенной стадии производства КТЭ, $i \geq 1$.

6. j – количество стадий производства КТЭ, $j \geq 1$.

7. k_{ij} – вес ребра, обозначает длину ребра – неотрицательное число, характеризующее затраты ресурса (количество затрачиваемого времени, либо необходимое количество экспертов, либо финансовые затраты), по которому проводится определение методов.

Эта задача имеет ряд особенностей:

– используется ориентированный граф для определения последовательности методов;

– граф имеет большое количество вершин;

– отсутствуют ребра с отрицательным весом;

– все вершины, включенные в схему (методику), должны быть соединены с первой вершиной путями минимальной «длины»;

– в конечной схеме методов не может быть циклов;

– в конечную схему методов могут быть включены не все вершины графа;

– при построении сети методов необходима информация как о «длине» кратчайшего пути до вершины, так и о списке вершин, через которые он проходит;

– на вес ребра могут влиять несколько несвязанных параметров (например, затраты на производство экспертизы и сроки производства экспертизы).

Из-за того, что задача имеет ряд особенностей, важен выбор алгоритма ее решения, учитывающего их. Исходя из особенностей задачи, следует, что алгоритм поиска кратчайшего пути должен обладать определенными свойствами. Сравнение алгоритмов для решения задач с такими особенностями выполнено в рамках работы Р.А. Черных [10]. Основываясь на результатах данного сравнения, для решения задачи был выбран *алгоритм Дейкстры* [11]. Алгоритм Дейкстры основан на следующем тезисе Дейкстры: если кратчайший путь проходит через вершину r_{ij} , то длина части пути от r_o до r_{ij} должна быть минимально возможной.

Таким образом, был разработан подход определения последовательности методов производства компьютерно-технической экспертизы, основанный на теории графов. Данный подход представляет собой классификацию и выбор общей методики производства КТЭ, исходя из предмета экспертизы, и последующее формирование из общей методики частной методики, исходя из условий проведения экспертизы. Формирование частной методики решается как типовая задача теории графов – задача о поиске кратчайшего пути. Для ее решения выбран алгоритм Дейкстры.

Заключение

В данной статье показана актуальность задачи автоматизации формирования частных методик КТЭ. Актуальность этой задачи обусловлена наличием больших временных затрат экспертов КТЭ на адаптацию и доработку общих методик под частные задачи экспертизы, поиск необходимых методов при разработке частных методик производства КТЭ. При этом трудозатраты экспертов при разработке частных методик КТЭ увеличиваются при наложении экспертной организацией ограничений на выбор методов производства экспертизы по ресурсам (сроки, стоимость экспертного программного обеспечения и др.).

Для решения вышеописанной задачи автором предлагается система поддержки формирования частных методик производства КТЭ – СП ФОРЧМЕТ.

Для решения задачи автоматизации формирования частных методик КТЭ было необходимо решение следующих задач:

- классификация методик производства КТЭ (по параметрам: категории задач, вопросы экспертизы, объекты исследования);
- построение модели методики производства КТЭ;
- разработка подхода, позволяющего определить в рамках классифицированной методики последовательность методов для каждой из стадий экспертизы, исходя из условий (ограничений) проведения экспертизы (временные ресурсы, финансовые ресурсы, человеческие ресурсы и т.д.).

Предложенный подход к формированию частных методик, используемый в СП ФОРЧМЕТ, внедрен и используется в двух экспертных организациях Томской области. В результате его внедрения в экспертных организациях получен следующий положительный эффект:

- сокращение сроков производства экспертизы от 15 до 25%;
- сокращение сроков разработки частной методики КТЭ на 38%;
- уменьшение затрат на производство экспертизы от 20 до 22%.

В дальнейшем планируется расширение базы данных (БД) методов КТЭ. В настоящее время БД методов КТЭ, используемая в разрабатываемой СП ФОРЧМЕТ, содержит методы, описанные в унифицированной методике КТЭ, разработанной автором статьи в рамках диссертационного исследования.

Таким образом, благодаря использованию в СП ФОРЧМЕТ формального подхода, основанного на графовой модели, обеспечивается более эффективное по сравнению с традиционными методами решение задачи формирования частных методик производства компьютерно-технических экспертиз.

Литература

1. Давыдов И.В. Практические аспекты экспертной деятельности : доклад, тезисы доклада / И.В. Давыдов, А.А. Шелупанов // Научная сессия ТУСУР–2005. – Томск: В-Спектр, 2005. – Ч. 2. – С. 93–96.
2. Россинская Е.Р. Судебная компьютерно-техническая экспертиза / Е.Р. Россинская, А.И. Усов. – М.: Право и закон, 2001. – 416 с.
3. Миронова В.Г. Модель нарушителя безопасности конфиденциальной информации / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов // Информатика и системы управления. – 2012. – № 1 (31). – С. 28–35.
4. Давыдов И.В. Технические требования к оборудованию в проведении компьютерно-технических экспертиз / И. В. Давыдов, А.А. Шелупанов // Научная сессия ТУСУР–2005. – Томск: В-Спектр, 2005. – Ч. 2. – С. 91–93.
5. Усов А.И. Судебно-экспертное исследование компьютерных средств и систем: Основы методического обеспечения: учеб. пособие / А.И. Усов; под ред. Е.Р. Россинской. – М.: Экзамен, Право и закон, 2003. – 368 с.
6. Айвазян С.А. Прикладная статистика: Классификация и снижение размерности / С.А. Айвазян, В.М. Бухштабер, И.С. Енюков, Л.Д. Мешалкин; под ред. С.А. Айвазяна. – М.: Финансы и статистика, 1989. – 607 с.
7. Прищеп С.В. Подходы и критерии оценки рисков информационной безопасности / С.В. Прищеп, С.В. Тимченко, А.А. Шелупанов // Безопасность информационных технологий. – 2007. – № 4. – С. 15–21.
8. Зыков В.Д. Модели и средства обеспечения управления информационной безопасностью медицинских информационных систем: автореф. дис. ... канд. техн. наук [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://old.tusur.ru/export/sites/ru.tusur.new/ru/science/eduecat/diss/2010/09/02.pdf> свободный (дата обращения: 16.07.2016).
9. Кратчайшие пути [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://life-prog.ru/1_23938_kratchayshie-puti.html, свободный (дата обращения: 02.05.2016).

10. Черных Р.А. Обоснование выбора алгоритма поиска кратчайшего пути для построения схемы сети лесовозных дорог [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://forest-culture.narod.ru/HBZ/Stat_11_1-2/chemih21.pdf, свободный (дата обращения: 29.05.2016).

11. Shortest Paths [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cs.princeton.edu/~rs/AlgsDS07/15ShortestPaths.pdf>, свободный (дата обращения: 02.05.2016).

Шелупанов Александр Александрович
Д-р техн. наук, профессор, ректор ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 51-05-30
Эл. почта: saa@tusur.ru

Смолина Анна Равильевна
Аспирант каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа
Тел.: 8-923-411-34-03
Эл. почта: atoj@rambler.ru

Shelupanov A.A., Smolina A.R.

Theoretical aspects of particular methodologies design support system for computer forensics provision

This article is devoted to theoretical aspects of particular methodologies design support system for computer forensics provision. Three tasks which are necessary for design this system are proposed. First task is classification of techniques of production computer forensics. Second task is the model of methodology of the computer forensics methods sequence production. And the third task is the approach of determining of the computer forensics methods sequence production. Two groups of input parameters are considered in this approach. The first group contains the expertize objects (the category of the task, questions of expertize, research facilities). The second group includes the expertize conditions and constraints (time resources, financial resources, human resources etc.).

Keywords: computer forensics, design support system for computer forensics provision, expert methods.

УДК 519.612.2

С.П. Куксенко, Р.С. Суровцев

Сравнение вычислительных и аналитических оценок ускорения многократного решения СЛАУ блочным LU-разложением

Представлены результаты оценки производительности некоммерческих библиотек линейной алгебры BOOST и Eigen на примере LU-разложения. Выявлено, что в зависимости от типа переменной и конфигурации проекта Microsoft Visual C++ алгоритм библиотеки Eigen в 3–53 раза быстрее. Выполнена программная реализация алгоритма блочного LU-разложения для многократного решения СЛАУ с использованием функций библиотеки Eigen. Полученные вычислительные оценки сравнены с аналитическими оценками, полученными ранее. Показано, что оценки ускорения схожи по характеру зависимости от количества решаемых СЛАУ, но различны по значениям и характеру зависимости от количества правых частей.

Ключевые слова: многократное решение, СЛАУ, BOOST, Eigen, блочное LU-разложение, аналитические и вычислительные оценки.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-71-75

Часто натурные испытания радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) являются довольно дорогостоящими, а их проведение требует существенных временных затрат. Кроме того, по результатам испытаний необходим сложный поиск ошибок проектирования, поскольку зачастую РЭА не проходит испытания с первого раза. Проведение повторных испытаний ведет к росту затрат на проектирование. Решение данной проблемы – предварительное имитационное моделирование, которое в настоящее время получило широкое распространение в различных областях практической и научной деятельности.

Процесс построения модели предполагает следующие этапы [1]: постановка задачи (определение целей расчета, класса решаемых задач, необходимого объема входной и выходной информации, а также допустимых пределов погрешностей результатов); аналитическая обработка (формулировка уравнений, начальных и граничных условий, выбор метода решения, преобразование полученных уравнений к подходящему для данного численного метода виду); дискретизация границ модели (переход от непрерывных функций к дискретным, а также от функциональных уравнений к алгебраическим); решение полученной системы уравнений с заданной точностью; обработка результатов (расчет поля, характеристик и параметров системы по результатам решения и их визуализация). Таким образом, процесс моделирования в конечном счете сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Поэтому от умения быстро и с заданной точностью ее решать зависит эффективность моделирования в целом.

Показательным примером моделирования является вычисление методом моментов матрицы погонных коэффициентов электростатической индукции (далее – емкостной матрицы) в диапазоне параметров [2], реализованное в системе TALGAT, разрабатываемой с использованием объектно-ориентированного языка программирования C++ [3]. Метод моментов по существу сводит задачу моделирования к решению СЛАУ вида

$$\mathbf{S}_k \boldsymbol{\Sigma}_k = \mathbf{V}_k, \quad (1)$$

где \mathbf{S}_k – квадратная и плотная матрица порядка N , являющаяся результатом применения метода моментов к анализируемой структуре; \mathbf{V}_k – неизменная в ходе вычислений матрица размера $N \times N_{\text{COND}}$, состоящая из задаваемых потенциалов на подобластях, на которые разбиты границы структуры, а $\boldsymbol{\Sigma}_k$ – искомая матрица размера $N \times N_{\text{COND}}$, дающая распределение плотности заряда на этих границах, N_{COND} – количество правых частей (количество проводников), не считая опорного, $k = 1, 2, \dots, m$ (m – число точек изменения параметров исходной конфигурации). Порядок (N) матрицы СЛАУ складывается из количества подобластей на границах проводник–диэлектрик (N_A) и диэлектрик–диэлектрик (N_D), а элементы матрицы вычисляются из параметров этих подобластей.

Примечательно, что специфика изменения матрицы \mathbf{S}_k от матрицы к матрице такова, что изменение ряда параметров исходной конфигурации проводников и диэлектриков приводит лишь к частичному изменению ее элементов (например, при изменении относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика изменяется лишь часть элементов главной диагонали с индексами больше N_A) [4]. Тогда, при моделировании в диапазоне параметров нет необходимости для каждого значения k заново вычислять все элементы матрицы, а достаточно пересчитывать лишь изменяющиеся. Аналогично при вычислении вектора решения на шаге k можно использовать часть результатов, полученных на шаге $k-1$. Это в совокупности является ресурсом для ускорения моделирования в диапазоне параметров. Поэтому для решения СЛАУ при вычислении емкостной матрицы необходим выбор метода, использующего специфику неполного изменения матрицы СЛАУ, поскольку от этого зависит эффективность моделирования в целом.

Большинство традиционных методов решения СЛАУ условно делится на два класса: прямые и итерационные. Прямые приводят к решению за конечное число арифметических операций, при этом их

точность обусловлена машинной точностью (поэтому их также называют точными) [5]. Итерационными называются методы, в которых точное решение может быть получено лишь в результате бесконечного повторения, как правило, однообразных действий. Известен весьма обстоятельный обзор методов решения СЛАУ с анализом их сходимости, ошибок округления, требуемых памяти и количества операций [6]. Для решения СЛАУ с плотной матрицей, как правило, используются прямые методы, такие как метод Гаусса или его модификация, основанная на LU-разложении.

Известно исследование [7], использующее специфику неполного изменения матрицы СЛАУ при решении системы (1). Для ее учета использован один из прямых методов решения СЛАУ – блочное LU-разложение. Главным его отличием от традиционного последовательного LU-разложения является то, что исходная матрица СЛАУ разбивается на четыре подматрицы и в результате разложения матрицы L и U являются блочно-треугольными. Полученные аналитические оценки ускорения показали, что ускорения многократного решения СЛАУ за счет блочного LU-разложения могут достигать 101 и 134 раза при $N = 1000$ и $N_d = 900$ для $N_{COND} = 1$ и 10 соответственно. Недостатком описанных исследований является то, что результаты аналитических оценок не подтверждены оценками, полученными за счет вычислительного эксперимента.

В настоящее время существует ряд специализированных математических библиотек, написанных на C++ и реализующих как эффективные реализации операций с векторами и матрицами, так и готовые функции для решения СЛАУ (например, LU-разложение) [8–12]. В последние годы широкое развитие получает создание и внедрение математических библиотек, эффективно реализующих параллельные алгоритмы векторных и матричных операций. Эта тенденция оправдана, так как широкое применение получили многоядерные процессоры и для достижения высокой производительности необходимо обеспечить загрузку каждого из ядер. Важно отметить, что повышения производительности программного кода можно добиться не только распараллеливанием, но и за счет использования различных режимов компиляции и вычислительных инструментов. Например, бесплатно распространяемая библиотека ATLAS позволяет достичь высокой производительности за счет оптимизации кода на этапе компиляции под конкретную вычислительную станцию [8]. Свободно распространяемая библиотека Eigen широко использует параллелизацию с помощью технологии OpenMP (открытый стандарт для распараллеливания программ), а также поддержку инструкций SSE2 (технологии потоковой обработки целочисленных данных, позволяющей расширить возможности процессора) [9]. Среди примеров подобных библиотек достойна внимания исторически первая некоммерческая библиотека LAPACK [10]. Наконец, необходимо отметить еще одну некоммер-

ческую библиотеку BOOST, которая по существу является собранием целого ряда библиотек, расширяющих язык программирования C++ [11]. BOOST имеет заметную направленность на исследования и расширяемость (метапрограммирование и обобщенное программирование с активным использованием шаблонов). В состав BOOST входит библиотека линейной алгебры uBLAS, к которой в качестве низкоуровневых модулей можно подключить специализированные математические библиотеки, оптимизированные для конкретной вычислительной платформы и позволяющие достичь максимально возможной производительности. Благодаря тщательному подбору, включенные в BOOST библиотеки обладают высокой надёжностью и производительностью.

Примечательно сравнение производительности ряда некоммерческих библиотек, таких как Eigen, ATLAS и LAPACK [13]. Его результаты показали, что библиотека Eigen оптимальна (с точки зрения минимизации временных затрат) при использовании компилятора Microsoft Visual C++ (MSVC), поддерживающего инструкции SSE, и многоядерных рабочих станций. Дополнительные вычисления еще при двух наборах ключей (оптимизация совместно с генерацией кода с помощью инструкций SSE2 и поддержкой OpenMP) показали, что эффективность данной библиотеки в первую очередь повышается за счет возможности использования инструкций SSE2. Однако проведенное сравнение выполнено лишь для одного типа переменных – double, в то время как размер числа в байтах (обусловленный тип переменной) может оказывать влияние на время решения СЛАУ. Кроме того, не выполнено сравнение с BOOST.

Цель данной работы заключается в сравнительной оценке ускорения, полученного аналитически и за счет вычислительного эксперимента, многократного решения СЛАУ за счет блочного LU-разложения для последующего встраивания в TALGAT. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: выполнить оценку времени LU-разложения алгоритмами из библиотек BOOST и Eigen и выбрать наиболее производительную библиотеку; реализовать алгоритм решения СЛАУ за счет блочного LU-разложения с использованием функций выбранной библиотеки; провести ряд вычислительных оценок ускорения многократного решения СЛАУ и сравнить результаты вычислительных оценок с аналитическими оценками из [6].

Сравнение производительности библиотек BOOST и Eigen на примере LU-разложения

Выполнена оценка времени LU-разложения алгоритмами, реализованными в библиотеках BOOST и Eigen. Для проведения оценок выбран компилятор MSVC, позволяющий использовать OpenMP и инструкции SSE2, а также различные виды оптимизации. Для корректности оценок вычислительные эксперименты выполнены для двух типов данных: double и float. Их основное различие заключается в допустимых значениях и размере в байтах, что может значи-

тельно повлиять на время вычислений. В вычислительном эксперименте использовались 4 различные конфигурации проекта MSVC для выявления наиболее эффективной (табл. 1). Для проведения вычислительного эксперимента использована рабочая станция (PC) с характеристиками: ОС – Microsoft Windows 7 Enterprise, ЦПУ – Intel(R) Core(TM) i7 CPU 970 3.2 GHz, ОЗУ – 24 Гб.

Таблица 1
Используемые конфигурации проекта MSVC
(+ поддержка включена, – поддержка отключена)

Конфигурация	Оптимизация	SSE2	OpenMP
A	+	–	–
B	–	+	–
C	–	–	+
D	+	+	+

Оценено время LU-разложения для порядка матрицы $N = 1000, 2000, 3000, 4000$. Полученные оценки для всех конфигураций проекта сведены в табл. 3. На рис. 1 для примера приведены зависимости времени выполнения LU-разложения от порядка

матрицы СЛАУ для переменных типа float и конфигурации «D».

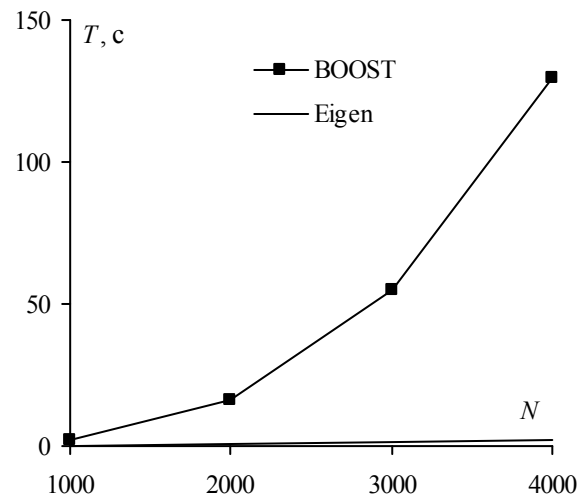


Рис. 1. Зависимости времени LU-разложения от N для переменных типа float и конфигурации «D»

Таблица 3
Время решения (с) СЛАУ при использовании алгоритмов LU-разложения из библиотек BOOST и Eigen

Конфигурация	ПО	N							
		float				double			
		1000	2000	3000	4000	1000	2000	3000	4000
A	BOOST	2,26	18,20	61,56	146,07	2,26	18,44	62,72	148,86
	Eigen	0,68	5,16	17,16	40,25	0,22	1,65	5,41	12,59
B	BOOST	32,09	256,53	865,61	2051,50	32,10	256,87	866,47	2054,33
	Eigen	2,59	20,58	68,55	159,67	4,13	32,03	105,75	248,65
C	BOOST	31,01	247,84	835,53	1981,10	31,53	252,22	850,94	2016,79
	Eigen	3,58	16,77	47,11	95,35	3,47	15,72	42,62	84,35
D	BOOST	2,00	16,14	54,65	129,59	2,25	18,29	62,18	147,64
	Eigen	0,31	0,57	1,17	2,40	0,34	0,96	2,15	4,17

Из табл. 3 видно, что даже для вычислительно мощных PC время LU-разложения матриц больших порядков может быть довольно существенным. Время вычисления с использованием функции библиотеки Eigen существенно меньше, чем BOOST. Так, при использовании только средств оптимизации (конфигурация «A»), время библиотеки BOOST в 3,3–3,6 и 10,3–11,8 раза больше времени библиотеки Eigen для типов переменной float и double соответственно. При поддержке всех инструкций и директив (конфигурация «D») отношение времен библиотек BOOST и Eigen увеличивается до 6,4–53,9 и 6,6–35,4 раза для типов переменной float и double соответственно. Примечательно, что время LU-разложения имеет слабую зависимость от типа используемой переменной только для алгоритма библиотеки BOOST для всех конфигураций, а для алгоритма библиотеки Eigen оказывает неоднозначное влияние. Эта неоднозначность связана со спецификой обработки данных математическим сопроцессором (основной тип переменных – double) и тем, что компиляция оптимального кода для математического сопроцессора является довольно трудной задачей. Наконец, необходимо отметить, что OpenMP и SSE2

вносят несущественный вклад в ускорение вычислений. Наиболее существенное влияние на время LU-разложения оказывает используемая конфигурация проекта. Так, отключение оптимизации кода (конфигурации «B» и «C») приводит к значительному росту затрат времени, который является наиболее существенным для библиотеки BOOST. Таким образом, ключевую роль для минимизации затрат времени на вычисления оказывает оптимизация кода.

Выявленные преимущества библиотеки Eigen говорят о предпочтительности использования ее функций для программной реализации алгоритма блочного LU-разложения по сравнению с функциями библиотеки BOOST.

Оценка ускорения многократного решения СЛАУ блочным LU-разложением

Для оценки эффективности блочного LU-разложения для многократного решения СЛАУ вида (1) при вычислении емкостной матрицы в диапазоне параметров выполнена программная реализация алгоритма блочного LU-разложения с использованием функций библиотеки Eigen. В вычислительном эксперименте использована та же PC. Он выполнен на примере матрицы СЛАУ с $N = 1000$ и $N_D = 900$.

Вычислительные оценки ускорения выполнены при $N_{\text{COND}} = 1, 10$ и $m = 100, 200, \dots, 1000$. В табл. 4 сведены ускорения (отношение времени решения СЛАУ последовательного алгоритма LU-разложения

из библиотеки Eigen и блочного LU-разложения с использованием функций библиотеки Eigen) вычислительного эксперимента, а также аналитические оценки ускорения блочным LU-разложением из [6].

Таблица 4

Аналитические и вычислительные оценки ускорения решения СЛАУ за счет использования алгоритма блочного LU-разложения для вычисления m емкостных матриц

N_{COND}	Оценка	m									
		100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
1	Аналитическая	27,73	49,59	67,26	81,84	94,10	104,52	113,5	121,32	128,18	134,27
	Вычислительная	7,13	14,01	20,09	26,20	30,91	32,33	31,97	36,58	39,21	41,12
10	Аналитическая	26,33	44,68	58,20	68,58	76,80	83,47	88,98	93,63	97,58	101,00
	Вычислительная	7,40	14,47	18,07	24,15	29,96	34,74	37,30	42,89	45,65	46,84

Как видно из табл. 4, результаты аналитических оценок выше (2–4 раза) вычислительных, но характер роста ускорения одинаков: с увеличением m возрастает и ускорение. Необходимо отметить неоднозначное влияние количества правых частей N_{COND} на ускорение решения СЛАУ при аналитических и вычислительных оценках. Примечательно, что при увеличении N_{COND} от 1 до 10 ускорение, полученное аналитически, уменьшается, а при вычислительном эксперименте наблюдается обратная зависимость от N_{COND} – ускорение для всех m при $N_{\text{COND}}=10$ выше, чем при $N_{\text{COND}}=1$. Причины такой зависимости однозначно пояснить сложно. Вероятнее всего, это связано с тем, что при реализации алгоритма блочного LU-разложения предпочтение отдано матричным операциям при нахождении матрицы неизвестных Σ (учтено, что в общем случае количество проводников в системе может быть больше чем 1), в то время как при использовании алгоритма из библиотеки Eigen каждый вектор неизвестных вычисляется отдельно.

Заключение

В работе выполнены оценки производительности двух некоммерческих библиотек линейной алгебры на примере LU-разложения. По результатам проведенных оценок выявлено, что время LU-разложения алгоритмом из библиотеки Eigen в зависимости от типа переменной и конфигурации проекта MSVC может быть в 3–53 раза меньше, чем время обработки алгоритмом из библиотеки BOOST. Поэтому реализация алгоритма блочного LU-разложения для многократного решения СЛАУ выполнена с использованием функции библиотеки Eigen.

Сравнение аналитических и вычислительных оценок ускорения многократного решения СЛАУ за счет блочного LU-разложения показало, что результаты оценок схожи по характеру зависимости от количества точек изменения матрицы СЛАУ m , однако отличаются по характеру зависимости от количества правых частей N_{COND} и по значениям. В дальнейшем необходимо выполнить более детальные оценки ускорения многократного решения СЛАУ блочным LU-разложением. Для этого видится необходимым дополнительно выполнить реализацию алгоритма блочного LU-разложения для многократных вычислений в коммерческом пакете MATLAB и

сравнить полученные ускорения с ускорениями из данной работы. Также целесообразно выполнить сравнение полученных результатов с результатами, полученными с помощью библиотек, разработанных для других языков программирования, например, FORTRAN.

Моделирование методом моментов выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01232) в ТУСУРе. Алгоритм для решения СЛАУ разработан при поддержке гранта РФФИ 14-29-09254. Оценки ускорения выполнены в рамках государственного задания № 8.1802.2014/К Минобрнауки России.

Авторы благодарят рецензента за ценные замечания, позволившие улучшить качество статьи.

Литература

1. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2013. – 432 с.
2. Gazizov T.R. Analytic expressions for Mom calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symposium. – Montreal, Canada, 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.
3. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.
4. Gazizov T.R. Acceleration of Multiple Solution of a Boundary Value Problem Involving a Linear Algebraic System / T.R. Gazizov, S.P. Kuksenko, R.S. Surovtsev // Proc. of 13th Int. Conf. of Numerical Analysis and Applied Mathematics. – Rhodes, Greece, 2015. – P. 1–4.
5. Куксенко С.П. Итерационные методы решения систем линейных алгебраических уравнений с плотной матрицей / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 208 с.
6. Sarkar T.K. Survey of numerical methods for solution of large systems of linear equations for electromagnetic field problems / T.K. Sarkar, K. Siarkiewicz, R. Stratton // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 1981. – Vol. 29. – P. 847–856.
7. Суровцев Р.С. Аналитическая оценка вычислительных затрат на решение СЛАУ при многократном вычислении емкостной матрицы в диапазоне изменения диэлектрической проницаемости диэлектриков / Р.С. Суровцев, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Записки научных семинаров ПОМИ. – 2014. – № 428. – С. 196–207.

8. Intel MKL, коммерческая библиотека линейной алгебры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.intel.com>, свободный (дата обращения: 15.05.2016).

9. ATLAS, библиотека линейной алгебры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.netlib.org/atlas>, свободный (дата обращения: 15.05.2016).

10. Eigen, библиотека линейной алгебры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://eigen.tuxfamily.org>, свободный (дата обращения: 15.05.2016).

11. LAPACK, библиотека линейной алгебры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.netlib.org/lapack>, свободный (дата обращения: 15.05.2016).

12. BOOST: библиотека линейной алгебры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.boost.org>, свободный (дата обращения: 22.09.2015).

13. Комнатнов М.Е. Сравнение производительности математических библиотек на примере решения системы линейных алгебраических уравнений / М.Е. Комнатнов, С.П. Куксенко // Матер. докл. НТК молодых специалистов ОАО «ИСС» «Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем», посвященная 50-летию полета в космос Ю.А. Гагарина. – Железнодорожск, 2011. – С. 396–398.

Куксенко Сергей Петрович

Канд. техн. наук, доцент каф. телевидения и управления

(ТУ) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: ksergp@mail.ru

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, ассистент каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: surovtsevrs@gmail.com

Kuksenko S.P., Surovtsev R.S.

Comparison of the computational and analytical evaluations for multiple acceleration of multiple linear system solution by block LU-decomposition

The results of the performance evaluation of noncommercial linear algebra libraries BOOST and Eigen on example of LU-decomposition are presented. It is revealed that the Eigen algorithm up to 3–53 times faster depending on variable type and Microsoft Visual C++ project configuration. Implementation of the block LU-decomposition algorithm for the multiple linear systems solution using Eigen library functions is carried out. The computational evaluations with the earlier analytical evaluations are compared. It is shown that the evaluations of acceleration are similar in type of the dependence on the number of solved linear algebraic systems, but differ on values and in type of the dependence on the number of right-hand sides.

Keywords: multiple solution, linear algebraic system, BOOST, Eigen, block LU-decomposition, analytical and computational evaluation.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.396.41

Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов

Установившиеся режимы работы преобразователя частоты с активным выпрямителем

Рассматриваются режимы работы трехфазного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока на основе активного выпрямителя и автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Анализ электромагнитных процессов системы позволил построить однофазные схемы замещения и получить аналитические соотношения связи входного напряжения с выходным и тока нагрузки с потребляемым током. Также получены регулировочные характеристики преобразователя.

Ключевые слова: активный выпрямитель, автономный инвертор, корректор коэффициента мощности, двухсторонний обмен энергией, режимы работы.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-79-83

Перспективные области использования транзисторных активных выпрямителей (АВ) условно можно разделить на две группы. К первой группе относятся системы энергообеспечения автономных объектов с переменными во времени параметрами первичных источников энергии, прежде всего с переменными напряжением и частотой. Выходные параметры преобразователей должны поддерживаться постоянными [1]. Вторую группу образуют системы управления технологическими процессами на основе частотно-регулируемых электроприводов при питании последних от первичных источников с почти постоянными параметрами, в то время как на выходе преобразователей напряжение и частота должны изменяться в широких пределах [2].

В этих областях интенсивно наращиваются исследования электромагнитных процессов трехзвенных преобразователей с промежуточным звеном постоянного тока (рис. 1), первое звено которых образовано трехфазным активным выпрямителем, второе звено представлено конденсаторами, а третье – трехфазным автономным инвертором (АИ) [3–7].

На рис. 1 приняты следующие обозначения: U_A, U_B, U_C – фазные напряжения питающей сети; L_A, L_B, L_C – индуктивности входных дросселей АВ; C_1, C_2 – ёмкости конденсаторов промежуточного звена постоянного тока; Z_U, Z_V, Z_W – сопротивления нагрузки АИ. Замена неуправляемого диодного выпрямителя трёхфазным АВ позволяет придать силовой цепи ряд новых свойств: достижение высокого коэффициента мощности за счет потребления из сети синусоидального тока, пропорционального активной составляющей мощности нагрузки; двухсторонний обмен энергией между питающей сетью и нагрузкой. Также появляется возможность реализовать функции компенсации реактивной мощности других нагрузок, питающихся от этого первичного источника энергии; поддержание на заданном уровне напряжения промежуточного звена постоянного тока.

В литературе такого рода преобразователи имеют различные названия. В частности, к таким названиям можно отнести: «трехфазный корректор коэффициента мощности»; «активный выпрямитель»; «двунаправленный преобразователь».

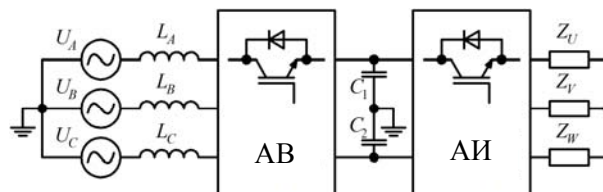


Рис. 1. Упрощённая структурная схема силовой цепи

Целью статьи является рассмотрение электромагнитных процессов трёхзвенной структуры с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) в установившемся режиме работы при передаче энергии из сети в нагрузку и получение основных соотношений, связывающих входные и выходные параметры.

Схема замещения

Упрощенная структурная схема силовой цепи системы «АВ – звено постоянного тока» приведена на рис. 2.

На рис. 2, а приняты следующие обозначения: R_H – приведенное к звену постоянного тока сопротивление нагрузки АИ Z_U, Z_V, Z_W ; i_A, i_B, i_C – фазные токи сети; C_1, C_2 – ёмкости конденсаторов звена постоянного тока; i_{C1}, i_{C2} – токи этих конденсаторов; i_H – ток приведённого сопротивления нагрузки АВ. Цифрами 1–6 обозначены номера ключей активного выпрямителя (транзисторов, шунтированных обратными диодами).

Можно видеть, что интервал накопления энергии входными индуктивностями, когда одновременно замкнуты ключи 1, 3, 5 или 2, 4, 6, отражает схема замещения на рис. 2, в, г соответственно, а интервалы передачи накопленной энергии в нагрузку – схема замещения по рис. 2, а. В этом случае одновременно могут быть замкнуты ключи 1, 4, 6 или 2, 3, 6 или 2, 4, 5.

Наконец, схема замещения по рис. 2, б реализуется при одновременно замкнутых ключах 1, 3, 6 или 2, 3, 5 или 1, 4, 5. В дальнейшем приняты допущения в том, что параметры питающей сети симметричны, индуктивности входных дросселей одинаковы, а потери в ключах отсутствуют.

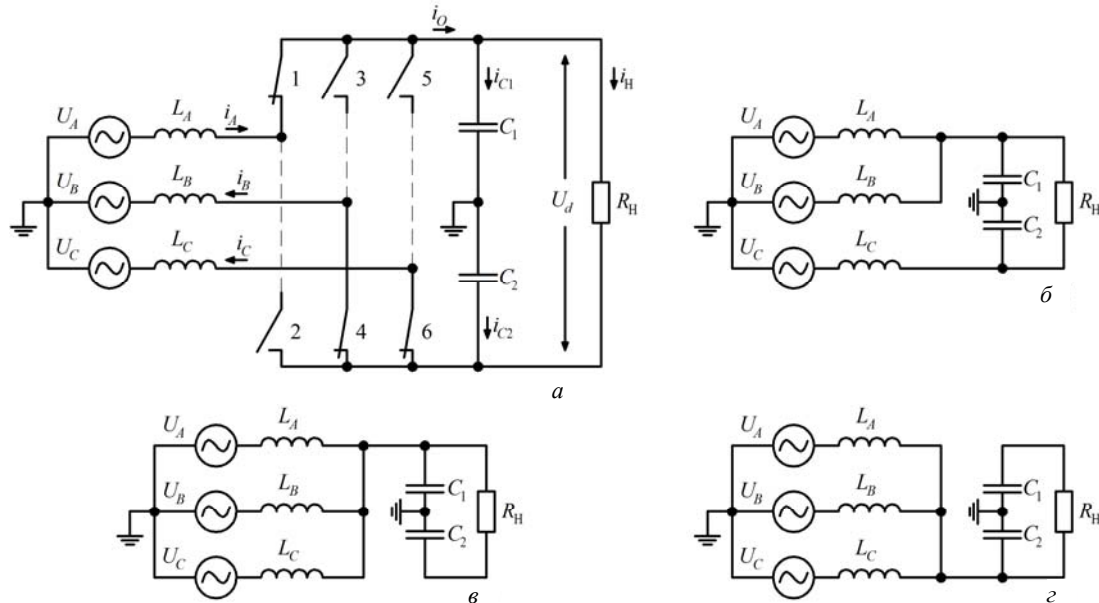


Рис. 2. Схемы: а – замещения при замкнутых ключах 1, 4, 6; б – замещения при замкнутых ключах 1, 3, 6, или 1, 4, 5, или 2, 3, 5; в – замещения при замкнутых ключах 1, 3, 5; г – замещения при замкнутых ключах 2, 4, 6

Режимы работы АВ

Поскольку потенциалы средней точки конденсаторов C_1 и C_2 и общей точки первичного источника питания U_C равны нулю, то на интервале передачи энергии в нагрузку и наоборот схема замещения одной фазы может быть сведена к двум источникам переменного напряжения, соединенным между собой только индуктивностью L , как показано на рис. 3, а. Соответствующая этой схеме замещения векторная диаграмма представлена на рис. 3, б.

При выбранном направлении тока I_L , указанно-го на схеме замещения (рис. 3, б) сплошной линией, реализуется режим передачи энергии в нагрузку – режим выпрямления. Для этого режима работы преобразователя справедливо:

$$U_C(t) + U_L(t) - U_{\Pi}(t) = 0. \quad (1)$$

Здесь напряжение фазы сети U_C синусоидальное с амплитудой U_{Cm} и частотой ω_C :

$$U_C(t) = U_{Cm} \cdot \sin(\omega_C t) \quad (2)$$

Для активного выпрямителя необходимо выполнить условие, чтобы ток через индуктивность протекал в фазе с напряжением U_C :

$$I_L(t) = I_{Lm} \cdot \sin(\omega_C t). \quad (3)$$

где I_{Lm} – амплитуда тока.

При допущении об отсутствии потерь ток через индуктивность отстаёт на 90 электрических градусов от приложенного к ней напряжения. Итак, для протекания синусоидального тока I_L в фазе с напряжением U_C необходимо, чтобы напряжение на дроселе L изменялось по закону

$$U_L(t) = U_{Lm} \cdot \cos(\omega_C t). \quad (4)$$

Амплитуда фазного тока будет вычисляться следующим образом:

$$I_{Lm} = \frac{U_{Lm}}{\omega_C \cdot L} \quad (5)$$

Напряжение, действующее на средней точке выпрямительной стойки (точке подключения дросселя к ключам) относительно земли $U_{\Pi}(t)$, равно

$$U_{\Pi}(t) = U_C(t) + U_L(t). \quad (6)$$

Чтобы определить закономерность, по которой будет изменяться напряжение $U_{\Pi}(t)$, необходимо рассмотреть векторную диаграмму (см. рис. 3, б).

Исходя из векторной диаграммы, U_{Π} является гармоническим колебанием с частотой ω_C , амплитудой $U_{\Pi m}$, фазой θ . Амплитуда вычисляется по формуле

$$U_{\Pi m} = \sqrt{U_{Cm}^2 + U_{Lm}^2}. \quad (7)$$

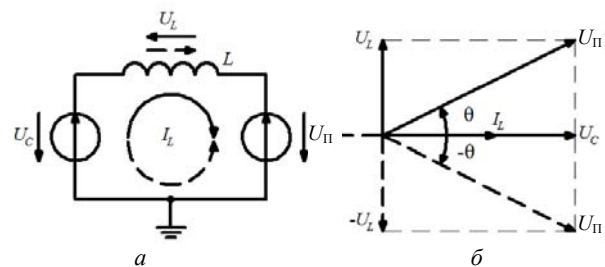


Рис. 3. Схема замещения одной фазы – а; соответствующая ей векторная диаграмма – б

Угол θ будет определяться следующим выражением:

$$\theta = \arctg\left(\frac{I_{Lm} \cdot \omega_C \cdot L_{ДР}}{U_{Cm}}\right) \quad (8)$$

Таким образом, задача построения преобразователя в режиме выпрямления сводится к формированию напряжения U_{Π} с частотой ω_C и фазой θ :

$$U_{\Pi}(t) = U_{\Pi m} \cdot \sin(\omega_C t + \theta). \quad (9)$$

Режим передачи энергии нагрузки в питающую сеть достигается при изменении направления тока индуктивности $I_L(t)$, как показано на рис. 3, а пунк-

тирной линией. Такой режим становится возможным при увеличении переменного напряжения $U_{\Pi}(t)$ за счет роста выходного напряжения U_d . Для этого режима справедливо уравнение

$$U_C(t) - U_L(t) - U_{\Pi}(t) = 0. \quad (10)$$

Амплитуда фазного тока будет вычисляться по выражению (5), а угол θ будет определяться следующим выражением:

$$\theta = \arctg\left(\frac{I_{Lm} \cdot \omega C \cdot L_{ДР}}{U_{Cm}}\right). \quad (11)$$

Векторная диаграмма, соответствующая такому режиму, также приведена на рис. 3, б. В частности, при угле $\theta = 0$ достигается режим холостого хода.

Имитационное моделирование электромагнитных процессов АВ

Ниже на рис. 4 приведены результаты имитационного моделирования АВ, полученные на модели, построенной по схеме замещения, приведенной на рис. 2, где представлены мгновенные значения токов и напряжения в выпрямительном режиме работы.

Можно видеть, что огибающая напряжения, действующего на средней точке выпрямительной стойки $U_{\Pi}(t)$ относительно земли, определяется схе-

мой подключения входных индуктивностей L_A, L_B, L_C к выходному напряжению выпрямителя U_d , причем положительная полуволна тока I_L формируется напряжением, действующим на конденсаторе C_1 , а отрицательная – на C_2 . Как показано на рис. 2, а, б, на интервалах передачи энергии в нагрузку индуктивности двух фаз включены параллельно, а третьей фазы – последовательно с ними, поэтому максимальное значение этого напряжения равно $2/3 U_d$. В режиме накопления энергии входными дросселями потенциал $U_{\Pi}(t)$ общей точки дросселей определяется суммой напряжения сети и дросселя (рис. 2, в, г). Заполнение огибающей этого напряжения высокочастотными импульсами определяется чередованием смены полярности напряжения дросселя в режимах накопления энергии с режимами передачи энергии в нагрузку R_H . Огибающая напряжения $U_L(t)$, действующего на входной индуктивности, представляет собой разностное напряжение между $U_{\Pi}(t)$ и фазным напряжением питающей сети $U_C(t)$. Разложение в ряд Фурье напряжения $U_L(t)$ показало, что в нём присутствует первая гармоника с частотой сети, равная $U_{Lm} \cdot \cos(\omega_c t)$. Среднее значение этого напряжения соответствует выражению (4).

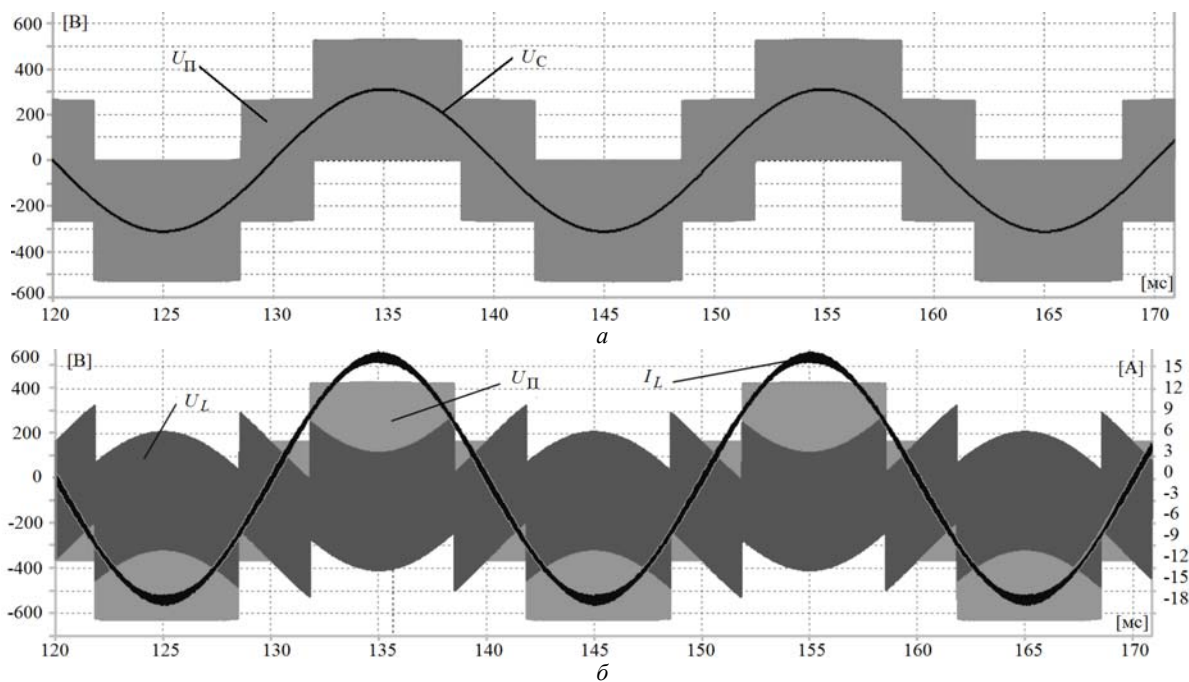


Рис. 4. Диаграммы установившегося режима работы АВ: а – напряжение преобразователя U_{Π} (средней точки стойки АВ); б – напряжение U_L на входном дросселе, ток I_L входного дросселя

Регулировочная характеристика

Для определения регулировочной характеристики трехзвенного преобразователя необходимо установить связь между напряжениями и токами как АВ, так и АИ. При широтно-импульсной модуляции по гармоническому закону относительная длительность импульсов является функцией времени, поэтому целесообразно использовать понятие «эквивалентной» глубины модуляции на полупериоде сети для АВ. На интервалах передачи энергии в нагрузку обозначим ее как

$$\mu_{вх} = \frac{U_Y}{U_{Ymax}}. \quad (12)$$

Тогда «эквивалентные» интервалы накопления энергии могут быть представлены как $1 - \mu_{вх}$. Аналогично для АИ используется понятие глубины модуляции напряжения на нагрузке μ_H [8]. Учитывая, что напряжение на дросселе своей фазы (4) за полупериод напряжения сети всегда равно нулю, можно записать:

$$U_{Cm} \sin \omega_c t \cdot (1 - \mu_{вх}) = \left(\frac{U_d}{2} \sin \omega_c t - U_{\Pi m} \sin \omega_c t\right) \mu_{вх}. \quad (13)$$

Разделив правую и левую части на $\sin \omega ct$, получим:

$$U_{Cm}(1-\mu_{\text{вх}}) = \left(\frac{U_d}{2} - U_{\text{Пм}} \right) \mu_{\text{вх}}. \quad (14)$$

Приняв для режима холостого хода $U_{\text{Пм}} = U_{Cm}$, получим выражение регулировочной характеристики АВ

$$U_d = \frac{2 \cdot U_{Cm}}{\mu_{\text{вх}}} \quad (15)$$

Определив величину выпрямленного напряжения, можно определить регулировочную характеристику АИ, связывающую амплитуду фазного напряжения автономного инвертора с выпрямленным напряжением АВ [2]:

$$U_{\text{Им}} = \mu_{\text{Н}} \cdot \frac{U_d}{2}. \quad (16)$$

В случае активно-индуктивной нагрузки инвертора фазный ток $I_U(t)$ изменяется по закону

$$I_U(t) = I_{Um} \cdot \sin(\omega_{\text{Н}}t + \varphi), \quad (17)$$

где I_{Um} – амплитуда фазного тока; φ – угол сдвига тока относительно напряжения.

В свою очередь ток нагрузки соответствующей фазы, приведённый к звену постоянного тока, определяется как произведение модулирующей функции на величину этого тока:

$$I_{U0}(t) = m_U(t) \cdot I_U(t). \quad (18)$$

Модулирующая функция верхнего ключа инвертора фазы U равна:

$$m_U(t) = \frac{1}{2} [\mu_{\text{Н}} \cdot \sin(\omega_{\text{Н}}t) + 1]. \quad (19)$$

Поэтому приведённое значение тока нагрузки определяется следующим образом:

$$I_{U0}(t) = \frac{1}{2} [\mu_{\text{Н}} \cdot \sin(\omega_{\text{Н}}t) + 1] \times I_{Um} \sin(\omega_{\text{Н}}t + \varphi) =$$

$$= \frac{I_{Um}}{2} \sin(\omega_{\text{Н}}t + \varphi) + \frac{1}{4} I_{Um} \cos \varphi - \frac{1}{4} I_{Um} \cos(2\omega_{\text{Н}}t + \varphi). \quad (20)$$

Аналогично определяется и отрицательная полуволна фазного тока, с учетом того, что модулирующая функция нижнего ключа инвертора фазы U равна

$$m_U(t) = \frac{1}{2} [\mu_{\text{Н}} \cdot \sin(\omega_{\text{Н}}t) - 1]. \quad (21)$$

Можно видеть, что при суммировании трёхфазной системы токов I_{U0} , I_{V0} , I_{W0} гармоники с частотой нагрузки $\omega_{\text{Н}}$ и с удвоенной частотой $2\omega_{\text{Н}}$ образуют симметричную систему токов, сумма которых тождественно равна нулю. Поэтому приведённое значение тока не зависит от времени:

$$I_{0\Sigma} = I_{U0}(t) + I_{V0}(t) + I_{W0}(t) = \mu_{\text{Н}} \frac{3}{4} I_m \cos \varphi. \quad (22)$$

Таким образом, реализуется межфазный обмен реактивной энергией нагрузки, а из звена постоянного тока потребляется только активная составляющая мощности нагрузки:

$$P_d = U_d \cdot I_{0\Sigma}. \quad (23)$$

На рис. 5 представлены временные диаграммы фазного напряжения и тока одной из фаз выходного инвертора и ток, потребляемый из звена постоянного тока трехфазной нагрузкой (см. рис. 1).

С учётом (16) потребляемый из сети ток одной фазы определяется произведением приведённого тока $I_{0\Sigma}$ на модулирующую функцию верхних и нижних ключей активного выпрямителя:

$$\left. \begin{aligned} m_{A+} &= \frac{1}{2\mu_{\text{вх}}} [\sin(\omega_{\text{Н}}t) + 1], \\ m_{A-} &= \frac{1}{2\mu_{\text{вх}}} [\sin(\omega_{\text{Н}}t) - 1]. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

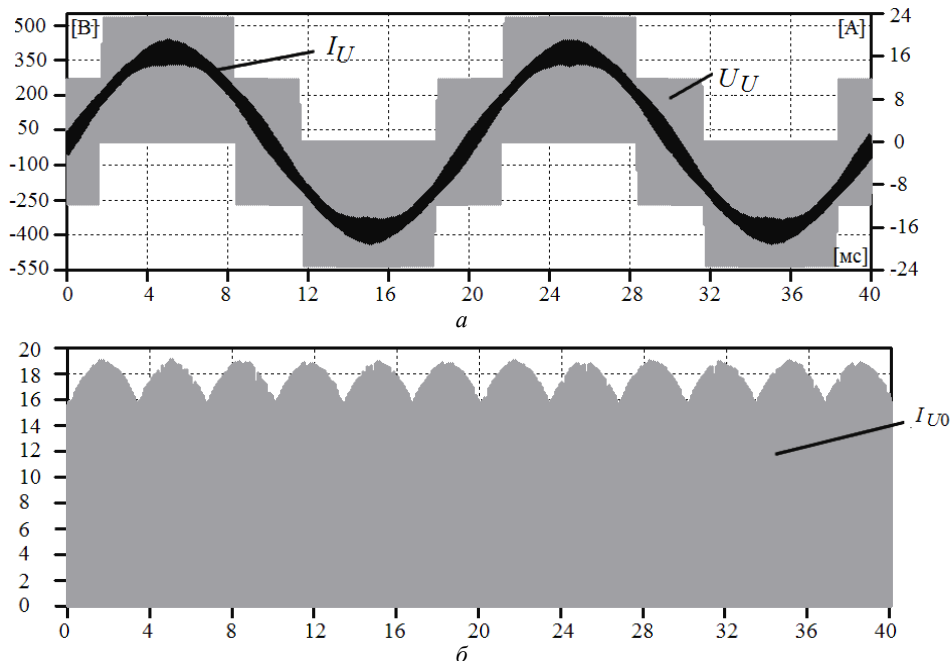


Рис. 5. Временные диаграммы: а – напряжение и ток фазы U инвертора; б – ток, потребляемый из цепи постоянного тока

Положительная полуволна тока фазы A равна:

$$I_{LA+} = \frac{I_{0\Sigma}}{2\mu_{\text{вх}}} \sin \omega_C t + \frac{I_{0\Sigma}}{2\mu_{\text{вх}}}. \quad (25)$$

Отрицательная полуволна определяется как:

$$I_{LA-} = \frac{I_{0\Sigma}}{2\mu_{\text{вх}}} \sin \omega_C t - \frac{I_{0\Sigma}}{2\mu_{\text{вх}}}. \quad (26)$$

С учётом этого ток фазы A равен

$$I_L = I_{LA+} + I_{LA-} = \frac{I_{0\Sigma}}{\mu_{\text{вх}}} \sin \omega_C t = \left[\frac{\mu_{\text{н}}}{\mu_{\text{вх}}} \frac{3}{4} J_m \cdot \cos \varphi \right] \sin \omega_C t. \quad (27)$$

С учётом фазового сдвига напряжения сети определяются токи двух других фаз.

Заключение

1. Схема замещения одной фазы адекватно отражает электромагнитные процессы активного выпрямителя в режимах выпрямления напряжения сети и инвертирования энергии нагрузки в питающую сеть.

2. Минимальное значение выпрямленного напряжения достигается при глубине модуляции $\mu_{\text{вх}}$, равной единице.

3. Регулировочная характеристика активного выпрямителя без потерь представляет собой зеркальное отражение идеальной характеристики преобразователя повышающего типа.

4. Потребляемый автономным инвертором ток прямо пропорционален глубине модуляции инвертора $\mu_{\text{н}}$ и обратно пропорционален глубине модуляции активного выпрямителя $\mu_{\text{вх}}$.

Литература

1. Джюджи Л. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение: пер. с англ. / Л. Джюджи, Б. Пели. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.

2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: Полиграфист, 2000. – 654 с.

3. Three-phase PFC Rectifier and AC-AC Converter Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/_APEC_2011_Seminar_ACDC_ACAC_final_inclusive_Swiss_Rectifier_as_sent_010211.pdf, свободный (дата обращения: 10.04.2016).

4. Краснов И.Ю. Проектирование активного корректора коэффициента мощности и имитационное моделиро-

вание его работы / И.Ю. Краснов, В.Н. Черемисин // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2009. – Т. 314, № 4. – С. 92–97.

5. Абдуллин А.А. Синтез системы фазовой автоподстройки частоты для трёхфазного активного выпрямителя напряжения / А.А. Абдуллин, Н.А. Поляков // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2013. – Т. 56, № 12. – С. 38–43.

6. Радионов А.А. Компенсация реактивной мощности в сети с помощью активного выпрямителя напряжения / А.А. Радионов, А.С. Маклаков // Электротехнические системы и комплексы. – 2013. – № 21. – С. 226–231.

7. Михальченко Г.Я. Двойная модуляция электрической энергии в частотно-регулируемом электроприводе / Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов // Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – Т. 34, № 4. – С. 194–198.

8. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.

Михальченко Геннадий Яковлевич

Д-р техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

Муликов Дмитрий Сергеевич

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7-923-404-21-54
Эл. почта: dmul@mail.ru

Mikhalchenko G.Ya., Mulikov D.S.

Operation modes of frequency converter with active rectifier

Modes of operation of three-phase frequency converter with dc-link are considered. Converter based on active rectifier and self-excited voltage inverter has active-inductive load. Electromagnetic processes analysis allows creating single-phase equivalent circuits and taking off analytic relations between input voltage with output voltage and between load current and input current. Converter regulating characteristics are also obtained.

Keywords: active rectifier, self-excited inverter, power factor corrector, two-way energy exchange, operation modes.

УДК 621.314.26

Н.М. Колмаков, И.А. Баховцев, А.Г. Гарганеев

Анализ гистерезисного управления по напряжению автономного инвертора напряжения

Рассмотрено гистерезисное управление по напряжению. Приведен анализ принципов гистерезисного управления по напряжению. Получены аналитические соотношения, описывающие гистерезисное управление по напряжению для однофазного полумостового автономного инвертора напряжения. Приведены результаты сравнения компьютерного моделирования и аналитических выражений гистерезисного управления.

Ключевые слова: однофазный инвертор напряжения, гистерезисное управление по току, гистерезисное управление по напряжению, число коммутаций.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-84-89

В настоящее время к качеству генерируемой электроэнергии предъявляются жесткие требования. Плохое качество электроэнергии приводит к потерям в проводящих линиях, выходу из строя распределительного оборудования, перебоям в работе потребителей и т.п. [1]. Поэтому проблема качества электрической энергии является очень важной в области энергетики [2], особенно в системах централизованного и автономного электроснабжения, в частности, в системах, основанных на возобновляемых источниках энергии (ветроэлектрических установках, солнечных и топливных элементах и т.п.). Очень сильно от плохого качества электроэнергии страдают автономные системы малой мощности, где мощность источника питания сопоставима с мощностью нагрузки.

Для решения таких проблем были предложены различные решения [3]. Как правило, они основаны на использовании полупроводниковых преобразователей электрической энергии, важное место среди которых занимают *dc-ac*-преобразователи, а именно автономные инверторы напряжения (АИН).

Характеристики полупроводниковых преобразователей, в частности АИН, эффективность преобразования ими электрической энергии, помимо топологии, напрямую зависят от способов управления. В настоящее время доминирующим принципом управления полупроводниковыми преобразователями является широтно-импульсная модуляция (ШИМ) [4]. В инверторах напряжения ШИМ позволяет формировать на выходе кривую напряжения, состоящую из модулированных по длительности импульсов, в течение которых и происходит передача энергии от источника к нагрузке.

Основной компонент выходного импульсного напряжения (первая гармоника) является полезной составляющей, формирующей в нагрузке требуемую мощность. Для ее выделения на выходе АИН, как правило, ставят *LC*-фильтры, обеспечивающие требуемое качество выходного напряжения [5].

Однако помимо ШИМ способа управления имеются и другие. Одним из таких способов управления АИН является гистерезисное управление (ГУ), также формирующее на выходе импульсное

напряжение с обеспечением слежения как за выходным током, так и за выходным напряжением.

Использование АИН с ГУ по напряжению рассмотрено довольно слабо как в зарубежной, так и отечественной технической литературе. Поэтому актуальной является задача исследования работы АИН в данном режиме, оценка его возможностей, энергетических характеристик и областей применения, в частности, в системах централизованного и автономного электроснабжения. Настоящая статья посвящена построению гистерезисных систем управления АИН.

Структура, принцип построения гистерезисного управления

Классический вариант построения ГУ подразумевает слежение за выходным током АИН при активно-индуктивной нагрузке (*RL*), позволяя формировать его синусоидальную форму. Существует много подходов построения алгоритмов ГУ со слежением за током [6–12]. Многообразие способов ГУ предполагает их сравнительный анализ по тем или иным показателям. Как правило, в публикациях приводятся описание, реализация, спектры тока и зависимости числа коммутаций ключей от времени. Все это может говорить о достаточной изученности гистерезисного управления по току [13].

Однако для решения таких проблем, как скачки напряжения, возникающие при коммутации нагрузки или провалы и перенапряжения в электрической сети, предпочтительней использовать гистерезисное управление со слежением за напряжением. При этом существующие принципы ГУ со слежением за током как оказалось, можно применить к построению систем ГУ со слежением за напряжением.

В связи с этим рассмотрим два основных принципа построения систем гистерезисного управления автономными преобразователями со слежением за током нагрузки и слежением за напряжением на выходе инвертора напряжения. Данные принципы приведены на рис. 1 и 2. В гистерезисном способе управления по току из синусоидального сигнала задания по току вычитается гармонический синусоидальный сигнал обратной связи (ОС) по току. В результате получаем сигнал рассогласования по току, близкий по форме к пилообразному сигналу.

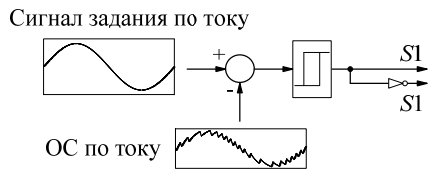


Рис. 1. Принцип построения ГУ по току

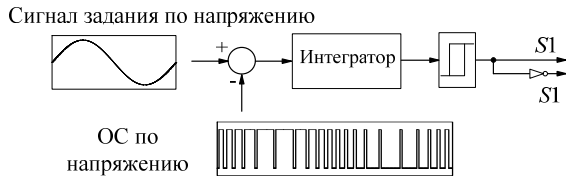


Рис. 2. Принцип построения ГУ по напряжению

В ГУ по току процесс интегрирования сигнала рассогласования осуществляется за счет высокой частоты коммутации нагрузки и интегрирующих свойств нагрузки. В гистерезисном способе управления по напряжению из синусоидального сигнала задания по напряжению вычитается модулированный сигнал обратной связи по напряжению. Получившийся сигнал рассогласования по напряжению поступает на вход блока интегрирования. В результате получаем проинтегрированный сигнал рассогласования, приближенный к пилообразному сигналу. Очевидно, что данные способы ГУ имеют общие свойства. Поэтому при анализе ГУ по напряжению можно использовать некоторые аналитические выражения из ГУ по току.

Для начала целесообразно провести математический анализ простейшего варианта – гистерезисного управления по напряжению однофазным полумостовым АИН, а затем полученные закономерности и соотношения попробовать распространить на другие его модификации и варианты использования. В частности, результаты такого анализа будут справедливы для трехфазного АИН с соединением нагрузки в звезду с нулевым проводом, а также (с учетом увеличенной амплитуды импульсов напряжения) для однофазного мостового инвертора [13].

Однофазный полумостовой АИН показан на рис. 3. Питание АИН осуществляется от двух независимых источников постоянного напряжения (E). Для упрощения введем традиционные допущения. Будем считать, что источники входного постоянного напряжения идеальны, сбалансированы относительно средней точки источников питания, ключи идеальные, коммутация ключей мгновенная, АИН работает в линейной зоне регулирования выходного напряжения и тока, нагрузка носит активно-индуктивный характер. Частота коммутации вентилей высокая. Отметим, что при использовании гистерезисного метода управления по напряжению измерение напряжения на выходе АИН целесообразно осуществлять датчиком напряжения (ДН), который подключается относительно фазы нагрузки и средней точки двух сбалансированных источников питания (рис. 3). Это позволит не зависеть от характера нагрузки, а также возможность работы на холостом ходу. Для реализации гистерезисного способа

управления по току используется датчик тока (ДТ), который подключается в цепь нагрузки. На рис. 3 показан пример подключения ДН и ДТ для ГУ по напряжению и по току.

Принцип действия и математическое описание гистерезисного управления

Рассмотрим способ гистерезисного управления по напряжению однофазным полумостовым АИН. Генератор синусоидального сигнала задания на фазное напряжение нагрузки формирует сигнал синусоидального напряжения единичной амплитуды (в относительных единицах) и частоты f . Данный сигнал учитывает величину глубины модуляции (M). Глубина модуляции так же задается в относительных единицах. При этом единичному значению глубины модуляции $M = 1$ будет соответствовать амплитуда фазного напряжения, равная E .

Синусоидальный сигнал задания ($u^*(t)$) на фазное напряжение нагрузки определяется соотношением

$$u^*(t) = \sin(\omega \cdot t) \cdot M, \tag{1}$$

где $\omega = 2\pi f$, f – выходная частота АИН.

Из сигнала задания на фазное напряжение вычитается фазный импульсный сигнал обратной связи по напряжению, который поступает с датчика напряжения. Все сигналы в системе управления представлены в относительных единицах. Для соблюдения этого условия происходит деление напряжения фазного импульсного сигнала ОС по напряжению на величину половины источника питания АИН, равное E . В результате сигнал задания на фазное напряжение АИН и фактическое значение мгновенного фазного напряжения АИН будут выражаться в относительных единицах. Их разностный сигнал будет определяться как

$$\Delta u_u^*(t) = u^*(t) - u(t), \tag{2}$$

где $u(t)$ – фактическое значение мгновенного фазного напряжения АИН.

Полученный разностный сигнал, будем называть сигналом рассогласования. Данный сигнал поступает на блок интегрирования.

$$\Delta u_u(t) = \int \Delta u_u^*(t) dt. \tag{3}$$

Далее проинтегрированный сигнал рассогласования (3) поступает на вход гистерезисных компараторов. На прямом и инверсном выходах гистерезисных компараторов формируются сигналы управления соответствующими ключами. Для первого ключа это сигнал S_1 , для второго ключа это сигнал S_2 . Сигнал управления S_2 инверсный сигналу управления S_1 . Импульсы формируются по следующему алгоритму:

$$S = \begin{cases} 1, & \text{если } \Delta u_u(t) \geq +h, \\ 0, & \text{если } \Delta u_u(t) \leq -h, \end{cases} \tag{4}$$

где h – ширина канала гистерезиса.

Ширина канала гистерезиса обычно принимается равной 5...10% от амплитуды сигнала задания на фазное напряжение АИН. На основании ширины канала гистерезиса h определяются граничные зна-

чения (верхнее и нижнее) проинтегрированного разностного сигнала. При равенстве проинтегрированного сигнала рассогласования и верхней границы канала гистерезиса формируется положительный импульс управления (ИУ) $S_1 = 1$ ($S_2 = 0$). В случае равенства проинтегрированного сигнала рассогласования и нижней границы канала гистерезиса формируется нулевой импульс управления $S_1 = 0$ ($S_2 = 1$).

На рис. 4 представлена часть проинтегрированного сигнала рассогласования по напряжению $\Delta u_u(t)$. Для ГУ по току сигнал рассогласования принимает аналогичную близкую к пилообразному сигналу форму. Таким образом, можно предположить, что производимый анализ ГУ по току и по напряжению может быть аналогичен. А также все полученные выражения могут быть справедливы для двух данных способов.

В соответствии с допущениями сигнал рассогласования по току состоит из почти линейных сегментов пилообразного сигнала. При использовании ГУ по току процесс «линеаризации» сигнала рассогласования осуществляется «автоматически» за счет высокой скорости нарастания сигнала (т.е. за счет высокой частоты коммутации вентилей). В то время как при ГУ по напряжению проинтегрированный сигнал рассогласования имеет линейно изменяющуюся импульсную форму за счет процесса интегрирования в дополнительном блоке интегрирования (см. рис. 2).

Обращаясь к рис. 4 на интервале коммутации t_{01} , в момент времени t_0 проинтегрированный сигнал рассогласования напряжению будет равен нижней границе канала гистерезиса $-h$, в момент времени t_1 – будет равен верхней границе канала гистерезиса h .

В момент прихода управляющего импульса на ключ S_1 напряжение на выходе АИН будет равно E . Во время коммутационного периода t_{12} сигнал рассогласования по току изменяет свои значения от верхней границы канала гистерезиса ($+h$) до нижней границы ($-h$).

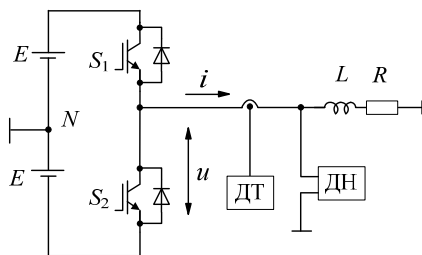


Рис. 3. Однофазный полумостовой АИН

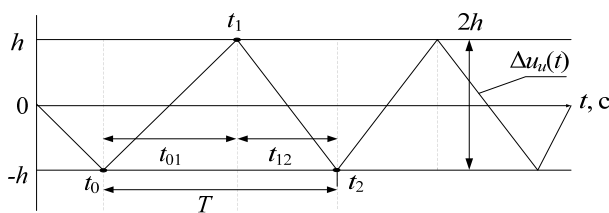


Рис. 4. Проинтегрированный сигнал рассогласования по напряжению

Введем допущение. Ток в индуктивности изменится по линейному закону и сопротивление нагрузки равно нулю ($R = 0$).

Таким образом, межкоммутационный период на интервале времени t_{12} может быть выражен как

$$t_{12} = \frac{2 \cdot h \cdot L}{E - U^* \sin(\omega t + \Theta)}. \quad (5)$$

В момент включения ключа S_2 выходное напряжение меняет свой знак и принимает значение E . Межкоммутационный период на интервале времени t_{01} может быть выражен соотношением

$$t_{01} = \frac{2 \cdot h \cdot L}{E + U^* \sin(\omega t + \Theta)}. \quad (6)$$

Введем понятие глубины модуляции. Будем считать, что глубиной модуляции (M) будет отношение амплитуды сигнала задания (U^*) на фазное напряжение к максимальному значению фазного напряжения, которое равно половине входного постоянного напряжения АИН и равно (E).

$$M = \frac{U^*}{E}. \quad (7)$$

Перепишем (5) и (6) с учетом (7):

$$t_{01} = \frac{2 \cdot h \cdot L}{E \cdot (1 + M \cdot \sin(\omega t + \Theta))}, \quad (8)$$

$$t_{12} = \frac{2 \cdot h \cdot L}{E \cdot (1 - M \cdot \sin(\omega t + \Theta))}. \quad (9)$$

Выражение для межкоммутационного периода может быть выражено соотношением

$$T(t) = t_{01}(t) + t_{12}(t) = \frac{1}{f(t)}. \quad (10)$$

$$T(t) = \frac{4 \cdot h \cdot L}{E \cdot (1 - M^2 \cdot (\sin(\omega t + \Theta))^2)}. \quad (11)$$

Мгновенная частота на периоде выходного фазного напряжения (тока) будет определяться соотношением:

$$f(t) = \frac{E}{4 \cdot h \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{M^2}{2}\right) + \frac{E \cdot M^2}{8 \cdot h \cdot L} \cdot \cos(2\omega t + 2\Theta). \quad (12)$$

Зависимость мгновенной частоты коммутации на периоде выходного фазного напряжения (тока) имеет среднее значение:

$$f_{\text{cp}}(t) = \frac{E}{4 \cdot h \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{M^2}{2}\right). \quad (13)$$

На рис. 5 показана мгновенная частота коммутации вентилей на периоде выходного фазного напряжения (тока), рассчитанная по (12). Частота $f(t)$ в два раза выше выходной частоты инвертора напряжения. Мгновенная частота коммутации вентилей на периоде выходного фазного напряжения состоит из среднего значения частоты f_{cp} и модулированной части.

Опираясь на рис. 4, оценим коэффициент заполнения импульсной последовательности пилообразного проинтегрированного сигнала рассогласова-

ния как отношение времени нарастания t_{01} к мгновенному периоду T :

$$D = \frac{t_{01}}{T}. \quad (14)$$

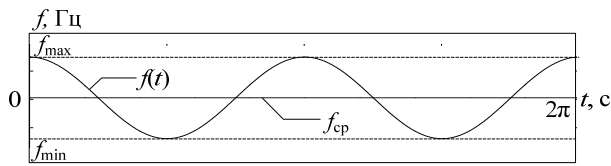


Рис. 5. Мгновенная частота коммутации вентилей на периоде выходного фазного напряжения (тока)

Подставив (8) и (11) в (14) получим соотношение для коэффициента заполнения:

$$D(t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot M \cdot \sin(\omega t + \Theta). \quad (15)$$

Выразим соотношение для проинтегрированного сигнала рассогласования по напряжению $\Delta u_u(t)$. Воспользуемся выражением разложения в ряд Фурье периодического сигнала пилообразной формы, а также, опираясь на (12), (15), после всех преобразований выражение для проинтегрированного сигнала рассогласования примет вид:

$$\Delta u_u(t) = \frac{-2h}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{(-1)^n}{n^2} \right) \cdot \frac{\sin(\pi \cdot n \cdot (1 - D(t)))}{D(t) \cdot (1 - D(t))} \times \sin \left(2 \cdot \pi \cdot n \cdot \int_0^t f(t) dt \right). \quad (16)$$

Ранее в [14] были получены аналогичное выражения для АИН с ГУ по току. Таким образом, полученные выражения для ГУ по току могут быть дублированы и применимы для данных способов.

На рис. 6 приведен рассчитанный по (16) проинтегрированный сигнал рассогласования по напряжению в программном пакете Mathcad.

Сигналы импульсов управления вырабатываются в моменты пересечения проинтегрированного сигнала рассогласования с границей канала гистерезиса, которые можно определить соотношением

$$S(t) = if(\Delta u_u(t) \leq h) \cap if(\Delta u_u(t) \geq -h) \cap if\left(\frac{d\Delta u_u(t)}{dt} < 0\right). \quad (17)$$

Рассчитанные ИУ по (17) для верхнего ключа S_1 АИН приведены на рис. 7. Для ключа S_2 импульсы управления будут инвертированными.

Моделирование гистерезисного управления

Компьютерная модель однофазного полумостового АИН строилась в программном пакете PowerSIM (версии 9.0). Все параметры компьютерной модели силовой схемы, системы управления и математической модели аналогичны. Входное напряжение $2E = 100$ В, ширина канала гистерезиса (h) составляет 5% от половины входного напряжения, $R = 0,9$ Ом, $L = 1390$ мГн, $\cos(\varphi) = 0,9$, $|Z| = 1$ Ом.

Для реализации гистерезисного управления по напряжению применяется ДН. Пример подключения датчика показан на рис. 3.

Рассчитанный по (16) и полученный при моделировании проинтегрированный сигнал рассогласования по напряжению приведен на рис. 8. Для наглядности ширина канала гистерезиса была увеличена до 20% от E . Число ИУ на периоде выходного напряжения для двух зависимостей идентично.

Частота коммутации ключей, полученная при моделировании ГУ по току и полученная из (17), равна. При компьютерном моделировании при ГУ по напряжению на частоту коммутации ключей влияет постоянная времени блока интегрирования. При сравнении компьютерных моделей с ГУ по току и напряжению для ГУ по напряжению постоянная интегрирования блока интегрирования была выбрана таким образом, чтобы частота коммутации на периоде выходного напряжения была аналогична.

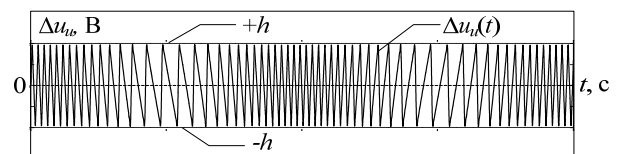


Рис. 6. Рассчитанный по (16) проинтегрированный сигнал рассогласования

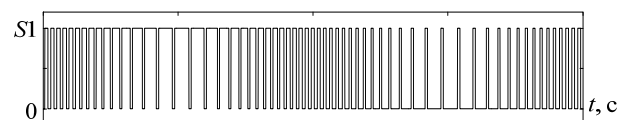


Рис. 7. Рассчитанные по (17) импульсы управления



Рис. 8. Рассчитанные по (16) и полученный при моделировании проинтегрированный сигнал рассогласования по напряжению

Трехфазный двухуровневый АИН с гистерезисным управлением по напряжению

Трехфазный двухуровневый АИН показан на рис. 9. Питание инвертора осуществляется от двух независимых источников питания. Все параметры нагрузки и принятые при расчетах допущения аналогичны однофазному полумостовому инвертору напряжения. Измерение напряжения осуществляется относительно фазы выходного напряжения и средней точки источников питания (N). При таком способе подключения форма выходного напряжения на выходе инвертора напряжения будет постоянна.

Полученные выражения для однофазного полумостового АИН могут быть применены для трехфазного двухуровневого АИН с учетом сдвига фаз.

Выражение для проинтегрированного сигнала рассогласования имеет вид

$$\Delta u_{u(a,b,c)}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{-2h}{\pi^2} \cdot \frac{(-1)^n}{n^2} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot n \cdot (1 - D_{a,b,c}(t)))}{D_{a,b,c}(t) \cdot (1 - D_a(t))} \times \sin \left(2 \cdot \pi \cdot n \cdot \int_0^t f_{a,b,c}(t) dt \right). \quad (18)$$

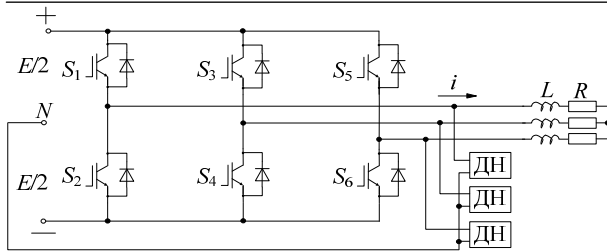


Рис. 9. Трехфазный двухуровневый АИН

Сигналы импульсов управления для трехфазного АИН можно определить следующим образом:

$$S_{a,b,c}(t) = \text{if}(\Delta u_{u(a,b,c)}(t) \leq h) \cap \text{if}(\Delta u_{u(a,b,c)}(t) \geq -h) \cap \text{if}\left(\frac{d\Delta u_u(t)}{dt} < 0\right). \quad (19)$$

Для определения фазного напряжения запишем соотношения для потенциала нейтрали. При симметрии нагрузки потенциал нейтрали определяется выражением

$$\varphi_0 = \frac{1}{3}(\varphi_a + \varphi_b + \varphi_c). \quad (20)$$

Тогда фазовое выходное напряжение АИН может быть выражено соотношением

$$u_a = \varphi_a - \varphi_0. \quad (21)$$

Рассчитанные по (19) импульсы управления для одного периода выходного фазного напряжения приведены на рис. 10. Для наглядности ширина канала гистерезиса была увеличена до 20% от половины входного напряжения.

Фазное напряжение АИН определяется по (21) с учетом (20). Рассчитанное фазное напряжение (u_a) приведено для одного периода на рис. 11. Фазное напряжение, полученное методом компьютерного моделирования, имеет аналогичную форму. Существующие небольшие различия в формах напряжений обусловлены точностью вычисления.

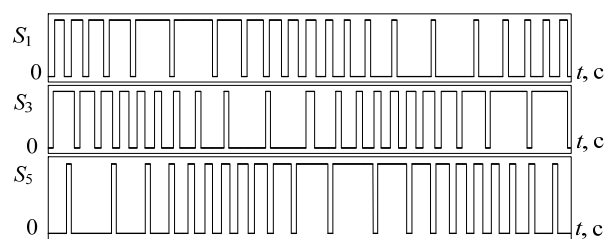


Рис. 10. Рассчитанные импульсы управления

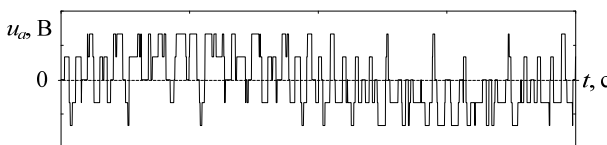


Рис. 11. Рассчитанное фазное напряжение

Заключение

Проанализирован принцип гистерезисного управления по напряжению однофазного полумостового АИН. Показано, что аналитические выражения, полученные для гистерезисного управления по

току, могут быть применимы для гистерезисного управления по напряжению с учетом некоторых допущений как для однофазного, так и для трехфазного АИН. Определено выражение для мгновенной частоты коммутации ключей на периоде выходного напряжения для гистерезисного управления по напряжению. Предметом дальнейших исследований является исследование энергетических характеристик. При этом также целесообразно использовать более емкие интегральные (приведенные) критерии, учитывающие как качество входного тока, так и потери в преобразователе.

Литература

1. Power Quality Assessment Via Wavelet Transform Analysis / S. Santoso, E.J. Powers, W.M. Grady, P. Hofman // IEEE Trans. on Power Delivery. – 1996. – Vol. 11, No. 2. – P. 924–930.
2. Kosmák J. Power quality dependence on connected appliances in an off-grid system / J. Kosmák, S. Mišák, L. Prokop // 16-th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE 2015), 2015. – Kouty nad Desnou, Czech Republic. – P. 423–428.
3. Pathan A.I. Different Control Techniques of Dynamic Voltage Restorer for Power Quality Problems / A.I. Pathan, S.S. Vanamane, R.H. Chile // First International Conference on Automation, Control, Energy and Systems (ACES 2014). – 1–2 Feb. 2014. – Hooghly, West Bengal, India. – P. 1–6.
4. Баховцев И.А. Анализ качества преобразования энергии в АИН с ШИМ / И.А. Баховцев, Г.С. Зиновьев // Силовые тиристорные преобразователи: межвуз. сб. науч. тр. – Новосибирск: НЭТИ, 1987. – С. 3–12.
5. Sozer Y. New Inverter Output Filter Topology for PWM Motor Drives / Y. Sozer, D.A. Torrey, S. Reva // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, No. 6. – P. 911–917.
6. Kazmierkowski M.P. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey / M.P. Kazmierkowski, L. Malesani // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 691–703.
7. Davoodnezhad R. A Novel Three-Level Hysteresis Current Regulation Strategy for Three Phase Three-Level Inverters / R. Davoodnezhad, D.G. Holmes, B.P. McGrath // IEEE Trans. on Power Electron. – 2013. – Vol. 29, No. 11. – P. 6100–6109.
8. Shukla A. Hysteresis Modulation of Multilevel Inverters / A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi // IEEE Trans. on Power Electron. – 2011. – Vol. 26, No. 5. – P. 1396–1409.
9. Gupta R. Multiband Hysteresis Modulation and Switching Characterization for Sliding-Mode-Controlled Cascaded Multilevel Inverter / R. Gupta, A. Ghosh, A. Joshi // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, No. 7. – P. 2344–2353.
10. Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters / H. Mao, X. Yang, Z. Chen, Z. Wang // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012. – Vol. 27, No. 7. – P. 3330–3339.
11. Analysis of Current Controllers for Voltage Source Inverter / M.A. Rahman, T.S. Radwan, A.M. Osheiba, A.E. Lashine // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1997. – Vol. 44, No. 4. – P. 477–485.
12. Mohseni M. A New Vector-Based Hysteresis Current Control Scheme for Three-Phase PWM Voltage-Source Inverters / M. Mohseni, S.M. Islam // IEEE Trans. on Power El. – 2010. – Vol. 25, No. 9. – P. 2299–2309.

13. Баховцев И.А. Анализ выходных характеристик однофазного инвертора напряжения с гистерезисным управлением // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 58–62.

14. Albanna A.Z. Harmonic Modeling of Hysteresis Inverters in Frequency Domain / A.Z. Albanna, C.J. Hatziaodniu // IEEE Trans. on Power Electron. – 2010. – Vol. 25, No. 5. – P. 1110–1114.

Колмаков Николай Михайлович

Аспирант каф. электротехнических комплексов и материалов (ЭКМ) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: +7-913-956-40-58
Эл. почта: kolmakov_5@list.ru

Баховцев Игорь Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент каф. электроники и электротехники (ЭЭ) Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)
Тел.: +7 (383-3) 46-08-66
Эл. почта: Igor_55@ngs.ru

Гарганеев Александр Георгиевич

Д-р техн. наук, профессор каф. ЭКМ ТПУ
Тел.: +7 (382-2) 60-61-08
Эл. почта: garganeev@rambler.ru

Kolmakov N.M., Bakhovtsev I.A., Garganeev A.G.
Analysis of VSI with hysteresis voltage control

In this paper was considered single phase half-bridge voltage source inverter with hysteresis voltage control. The analytical relations which describe hysteresis voltage control have been derived. The validity of the formulas has been verified by means of simulations based on a single-phase half-bridge and three phase two level VSI.

Keywords: hysteresis voltage control, hysteresis current control, single-phase voltage source inverter, commutation number.

УДК 621.314

С.А. Запольский, Е.В. Загородских, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, А.В. Осипов

Анализ способов реализации мягкого переключения транзисторных ключей повышающего преобразователя для энергосистемы космического аппарата

Рассмотрены варианты реализации непосредственных преобразователей напряжения повышающего типа с мягким переключением ключевых элементов посредством введения активных снабберных цепей, выполнен анализ их работы и проведено сравнение схемотехнических решений. Предложены рекомендации по проектированию непосредственных преобразователей напряжения повышающего типа для систем электропитания космических аппаратов.

Ключевые слова: система электропитания, повышающий преобразователь, мягкая коммутация, снабберная цепь, коэффициент полезного действия.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-90-93

В зависимости от положения космического аппарата (КА) по отношению к Солнцу электропитание бортовой аппаратуры осуществляется от солнечных (БС) или аккумуляторных (АБ) батарей. В настоящее время сохраняется тенденция, направленная на проектирование и создание систем электропитания (СЭП) с повышенным до 100 В выходным напряжением. Получаемое от указанных источников напряжение должно быть преобразовано до уровня напряжения, соответствующего напряжению бортовой сети. В качестве таких согласующих устройств используются импульсные преобразователи, в частности, широкое распространение получила схема непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа (НПН), так как она позволяет реализовать шунтовой регулятор энергии солнечных батарей и обладает малым количеством элементов. В результате напряжение на солнечной батарее ограничивается на уровне, не превышающем напряжение выходной стабилизированной шины 100 В, что исключает появление ряда трудностей проектирования высоковольтных СЭП, связанных со значительным охлаждением панелей БС при нахождении КА в тени Земли [1].

Использование «классической» схемы непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа с «жесткой» коммутацией ключевых полупроводниковых элементов не позволяет избежать высокого уровня динамических потерь и электромагнитных помех, поэтому все чаще появляются работы, посвященные разработке преобразователей с мягкой коммутацией ключевых полупроводниковых элементов. Предлагаются десятки различных вариантов реализации мягкой коммутации ключевых элементов на основе пассивных и активных снабберных цепей, из анализа которых следует, что последние обладают наибольшим КПД, хотя и вынуждают разработчиков усложнять систему управления [2–15].

Целью настоящей работы является анализ вариантов реализации НПН с активной снабберной цепью на основе моделирования в среде LTSpice и

разработка рекомендаций по проектированию непосредственных преобразователей напряжения повышающего типа для систем электропитания космических аппаратов.

Ниже рассматриваются два варианта схемотехнического обеспечения режима мягкой коммутации основного транзистора в преобразователях такого типа.

Схема НПН с мостовой снабберной цепью

Одним из вариантов реализации преобразователя напряжения с мягким переключением является схема НПН с мостовой снабберной цепью, приведенная на рис. 1 [2–5, 10–14].

Непосредственный преобразователь напряжения повышающего типа состоит из дросселя L_1 , транзистора VT_1 , диода VD_3 и конденсатора C_3 . Снабберная цепь состоит из дополнительного ключа VT_2 , дросселя L_2 , конденсатора C_2 и диодов VD_1 и VD_2 . Конденсатор $C_{\text{пар}}$ – паразитная емкость транзистора VT_1 .

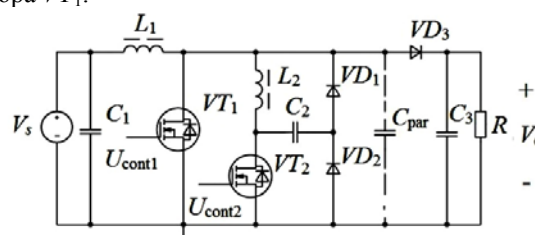


Рис. 1. Схема НПН с мостовой снабберной цепью

На рис. 2 изображены диаграммы работы НПН. В начальный момент времени диод VD_3 открыт и ток протекает через нагрузку R , тогда:

$$i_{VD3} = I_{L1}, \quad i_{VT1} = i_{VT2} = i_{L2} = 0, \quad u_{C2} = 0, \quad u_{C_{\text{пар}}} = U_{\text{вых}}.$$

При подаче управляющего сигнала на транзистор VT_2 он открывается, а диод VD_3 закрывается. Наличие дросселя L_2 обеспечивает плавное нарастание внешнего тока, протекающего через транзистор VT_2 . Однако наличие паразитной емкости в транзисторе не позволяет полностью устранить динамические потери, так как происходит разряд последней на сопротивление канала транзистора.

В литературе такой вид включения называется «коммутация в нуле тока». Зачастую ее разделяют на два режима: ZCS (zero current switching) и ZCT (zero current transition).

Режим ZCS обеспечивает плавное нарастание тока транзистора, но не устраняет потери полностью, а лишь уменьшает их, что обусловлено разрядом паразитной емкости транзисторного ключа на проводящий канал. Скорость нарастания тока зависит от индуктивности дросселя L_2 .

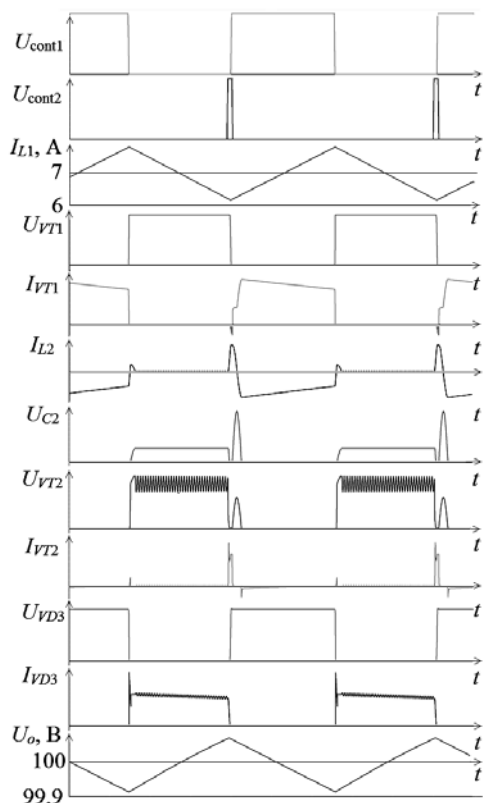


Рис. 2. Диаграммы токов и напряжений НПП с мостовой снабберной цепью: U_{cont1} , U_{cont2} – управляющие импульсы транзисторов VT_1 , VT_2 соответственно; I_{L1} – ток дросселя L_1 ; U_{VT1} – напряжение на транзисторе VT_1 ; I_{VT1} – ток транзистора VT_1 ; I_{L2} – ток дросселя L_2 ; U_{C2} – напряжение на конденсаторе C_2 ; U_{VT2} – напряжение на транзисторе VT_2 ; I_{VT2} – ток транзистора VT_2 ; U_{VD3} – напряжение на диоде VD_3 ; I_{VD3} – ток диода VD_3 ; U_o – напряжение на выходе преобразователя

Режим ZCT обеспечивается при включенном обратном диоде и, следовательно, при разряженной паразитной емкости транзистора. То есть во время включения транзистора через него не протекает ток, а значит, потери определяются статическими характеристиками обратного диода.

Также существуют еще два режима: ZVS (zero volt switching) и ZVT (zero volt transition). Условия их обеспечения совпадают с ZCS и ZCT, но в качестве накопителя энергии вместо дросселя выступает конденсатор.

Когда ток дросселя L_2 достигнет уровня тока I_{L1} , начинается обмен реактивной энергией между дросселем L_2 и паразитной емкостью C_{par} транзистора

VT_1 , последняя будет отдавать накопленную энергию в дроссель. После окончания этого процесса напряжение U_{Cpar} упадет до нуля, а ток в дросселе L_2 достигнет максимального значения. По окончании этого процесса открывается обратный диод транзистора VT_1 , что позволяет мягко открыть его в режиме ZVT. Хотя транзистор VT_1 открыт, ток через него начнет протекать только после закрытия транзистора VT_2 . Входной ток начинает протекать через VT_1 , а ток транзистора VT_2 будет протекать через диод VD_1 , заряжая конденсатор C_2 до максимального значения.

Энергия, накопленная в дросселе L_2 , полностью переходит в конденсатор C_2 , после чего начинается обратный процесс – передача энергии от конденсатора C_2 в дроссель L_2 по контуру C_2 - L_2 - VT_1 - VD_2 . В результате этого процесса возникает колебательный процесс, который определяет максимальный ток транзистора VT_1 .

Максимальное значение тока I_{VT1max} будет иметь место в транзисторе в течение всего дальнейшего открытого состояния транзистора, и при больших значениях γ на нем будут выделяться значительные статические потери.

После закрытия транзистора VT_1 его паразитная емкость C_{par} заряжается суммой входного тока I_{L1} и тока дросселя I_{L2} . Процесс заряда конденсатора C_{par} происходит значительно быстрее разряда, так как ток заряда конденсатора почти на порядок больше, при этом ток дросселя L_2 практически не уменьшается.

По окончании заряда паразитного конденсатора C_{par} начнется передача энергии входного источника и энергии накопленной в дросселе L_2 , в нагрузку через основной диод VD_3 . После чего коммутационные процессы заканчиваются, и цикл повторяется в соответствии с частотой преобразования.

В результате анализа процессов, протекающих в схеме НПП с мостовой снабберной цепью, можно выделить ряд существенных недостатков:

- малое время задержки при выключении основного транзистора, следовательно, необходимо выбирать транзисторы с малыми временами восстановления;

- во время открытого состояния транзистора VT_1 и закрытого состояния транзистора VT_2 ток протекает через обратный диод последнего и образуется дополнительный контур VT_2 (body_VD)- L_2 - VT_1 , это приводит к удвоению протекающего через VT_1 тока и, следовательно, к росту статических потерь.

Схема НПП с коммутацией в режиме ZVT-ZVS

Еще один вариант реализации НПП с мягким переключением, который может быть использован для построения СЭП КА, представлен на рис. 3 [2, 7–9].

Здесь непосредственный преобразователь напряжения повышающего типа включает дроссель L_1 , транзистор VT_1 , диод VD_3 и конденсатор C_3 . Снабберная цепь состоит из дополнительного ключа VT_2 , дросселя L_2 , конденсатора C_2 и диодов VD_1 , VD_2

и VD_4 . Конденсатор C_{par} – паразитная емкость транзистора VT_1 .

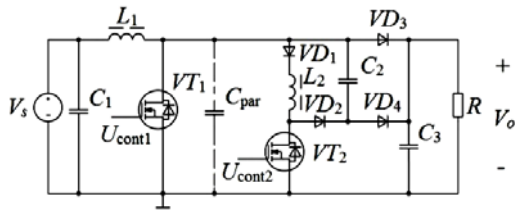


Рис. 3. Схема НПП с коммутацией в режиме ZVT-ZVS

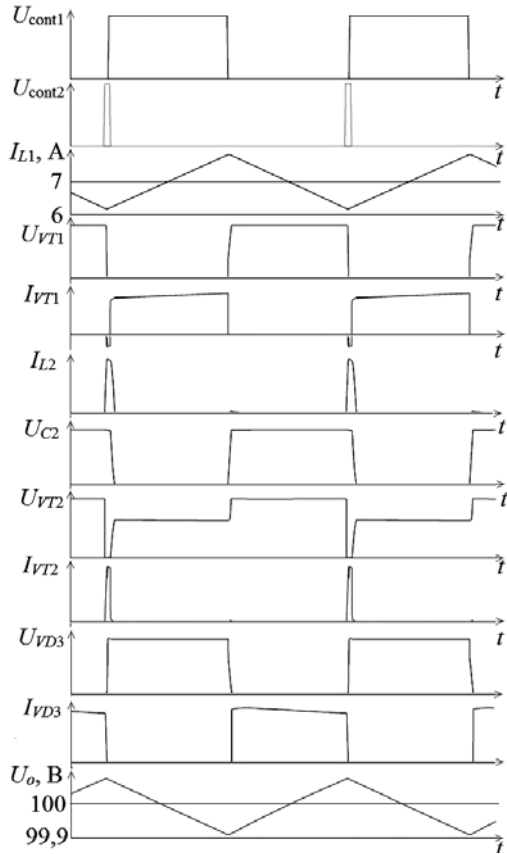


Рис. 4. Диаграммы токов и напряжений НПП с коммутацией в режиме ZVT-ZVS:

U_{cont1} , U_{cont2} – управляющие импульсы транзисторов VT_1 , VT_2 соответственно; I_{L1} – ток дросселя L_1 ; U_{VT1} – напряжение на транзисторе VT_1 ; I_{VT1} – ток транзистора VT_1 ; I_{L2} – ток дросселя L_2 ; U_{C2} – напряжение на конденсаторе C_2 ; U_{VT2} – напряжение на транзисторе VT_2 ; I_{VT2} – ток транзистора VT_2 ; U_{VD3} – напряжение на диоде VD_3 ; I_{VD3} – ток диода VD_3 ; U_o – напряжение на выходе преобразователя

Процессы, протекающие в данной схеме, рассмотрены в [7, 8]. В начальный момент времени ток протекает через диод VD_3 , а цепь мягкой коммутации не активна. Диаграммы работы схемы представлены на рис. 4.

После включения транзистора VT_2 ток через дроссель L_2 начинает нарастать до тех пор, пока не станет равным входному току. После чего энергия, запасенная в конденсаторе C_{par} , передается в дроссель L_2 , что вызывает в нем небольшое возрастание тока. Вследствие разницы между током дросселя $I_{L2\text{max}}$ и током I_{L1} откроется встречно-параллельный диод транзистора VT_1 . В момент открытого состоя-

ния этого диода открывается транзистор VT_1 , но в это время через него не протекает ток. После закрытия транзистора VT_2 , весь входной ток начнет протекать через транзистор VT_1 , а дроссель L_2 будет передавать накопленную энергию в конденсатор C_2 . К моменту закрытия транзистора VT_2 дроссель L_2 передаст необходимое для заряда до выходного напряжения количество энергии в конденсатор C_2 . Дальнейший сброс энергии с дросселя приводит к открытию диода VD_4 , через который в нагрузку начнет протекать часть входного тока. Этот процесс будет продолжаться до полного сброса энергии с дросселя L_2 . Далее диод VD_4 закроется, весь входной ток будет пропускать транзистор VT_1 . После его выключения начнутся два параллельных процесса: разряд конденсатора C_2 и заряд конденсатора C_{par} входным током. Входной ток разделяется на две ветви и протекает по двум контурам. После окончания этих процессов диод VD_4 закрывается и открывается диод VD_3 . Далее процессы повторяются.

В результате анализа процессов, протекающих в рассмотренной схеме, можно сделать ряд выводов:

- практически на всем этапе работы основного ключа реактивная энергия запасена в конденсаторе C_2 и не требует дополнительных контуров протекания тока, что не вызывает дополнительных статических потерь;

- наличие возможности сбросить часть энергии дросселя L_2 в нагрузку во время работы основного транзистора не позволяет конденсатору C_2 зарядиться выше уровня выходного напряжения;

- заряд паразитной емкости происходит током гораздо меньше входного, что позволяет мягко выключать основной транзистор в нуле напряжения ZVS.

Заключение

Схемы со снабберными цепями для осуществления мягкой коммутации транзисторов имеют определенные особенности. В первую очередь, это необходимость осуществления таких процессов в схеме, как сброс энергии с дополнительного дросселя и перезаряд дополнительного конденсатора. Эти процессы требуют определенного времени, что ограничивает возможности работы схемы по минимальному/максимальному времени открытого состояния транзистора.

Сброс энергии с паразитной емкости основного транзистора происходит до его открытия, что предотвращает потери мощности на включение. Однако для дополнительного транзистора нет возможности сброса энергии до включения, его паразитная емкость разряжается на собственный проводящий канал.

При введении в НПП снабберной цепи, содержащей дополнительный транзистор, необходимо учитывать задержку на его переключение, чтобы обеспечить его коммутацию в режиме ZCS. Следовательно, время переходных процессов в схеме обуславливается необходимостью поочередного переключения двух транзисторов в мягком режиме.

В зависимости от необходимости работать на больших или малых γ частотные возможности схе-

мы с одной и той же снабберной цепью разные. Соответственно, при использовании разных снабберных цепей они тоже различаются. С точки зрения энергетических характеристик снабберные цепи, в которых реактивная энергия запасается в конденсаторе, а не в дросселе, обладают лучшими показателями, так как они не требуют создания дополнительных контуров.

Ввиду необходимости передачи энергии от солнечной батареи в нагрузку на всем диапазоне открытого состояния силового ключа применение снабберных цепей при больших и малых γ может привести к большим броскам тока в схеме, так как реактивные элементы снабберной цепи не будут успевать сбрасывать энергию и возвращаться в исходное состояние. В этом случае не рекомендуется открывать дополнительный транзистор на момент малого (большого) значения γ .

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218, и договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

Литература

1. Соустин Б.П. Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев. – Новосибирск: ВО «Наука». Сибирская изд. фирма, 1994. – 318 с.
2. An Overview to Soft-Switching Boost Converters for Fotovoltaic / B. Abdi, A. Safaei, J.S. Moghani, H. Askarian Abyaneh // International Journal of Computer and Electrical Engineering. – 2013. – Vol. 5, No. 1 – P. 18–21.
3. Umadevi K. A PV Based High Boost Step-Up DC-DC Converter / K. Umadevi, S. Sankarananth, R. Arun Kumar // International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology. – 2015. – Vol. 4, No. 2. – P. 197–210.
4. Kumar R. A New Soft Switching ZCS and ZVS High Frequency Boost Converter with an HI-Bridge Auxiliary Resonant Circuit to Drive a BLDC Motor // International Journal of Scientific and Research Publications. – 2014. – Vol. 4. – P. 1–5.
5. Abhijith A.R. ZVS Boost converter with an Auxiliary Resonant Circuit / A.R. Abhijith, R.P. George John, K.J. Joseph // International Journal of Engineering Research and General Science. – 2015. – Vol. 3. – P. 1072–1078.
6. Мелешин В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергетики / В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
7. Bodur H. A new ZVT-ZCT-PWM DC-DC converter / H. Bodur, A.F. Bakan // IEEE Trans. Power Electron. – 2004. – Vol. 19, No. 3. – P. 676–684.
8. Bodur H. A new ZVT-ZCT-PWM DC-DC converter / H. Bodur, A.F. Bakan // IEEE Trans. Power Electron. – 2010. – Vol. 25, No. 8. – P. 2093–2105.
9. Altintas N. A Novel ZVT-ZCT-PWM Boost Converter / N. Altintas, A. Faruk Bakan, I. Aksoy // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29, No. 1. – P. 256–265.
10. Kumar R. A New Soft Switching ZCS and ZVS High Frequency Boost Converter with an HI-Bridge Auxiliary Resonant Circuit to Drive a BLDC Motor // International

Journal of Scientific and Research Publications. – 2014. – Vol. 4, No. 7. – P. 1–5.

11. Tomaszuk A. High Efficiency High Step-up DC/DC Converters a Review / A. Tomaszuk, A. Krupa // Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences. – 2011. – Vol. 59, No. 4. – P. 475–483.

12. Choudhary P.K. Implementation of Soft-Switching Boost Converter With a Resonant Circuit / P.K. Choudhary, N. Gupta // International Journal of Technology Enhancements and Emerging Engineering Research. – 2014/ – Vol. 2, No. 4. – P. 108–110.

13. High Frequency Boost Converter Employing Soft Switching Auxiliary Resonant Circuit / G. Naresh Goud, Y.L. Deepa, G.D. Babu, P. Rajasekhnar, N. Gangadher // International Journal of Electrical and Electronics Engineering. – 2012. – Vol. 1, No. 4. – P. 19–24.

14. Prakash J. Design of Soft Switching Interleaved Boost Converter for Photovoltaic Application / J. Prakash, S.K. Sahoo // Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology. – 2015. – Vol. 9, No. 4. – P. 296–308.

Запольский Сергей Александрович

Инженер научного исследовательского института космических технологий (НИИ КТ) ТУСУРА
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: sergeyzap-kz@mail.ru

Загородских Евгений Вячеславович

Мл. науч. сотрудник НИИ КТ,
аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРА
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: eugenetic@yandex.ru

Школьный Вадим Николаевич

Гл. конструктор проектирования и испытаний РЭА
АО «Информационные спутниковые системы»
им. акад. М.Ф. Решетнева», г. Железногорск
Тел.: +7 (391-9) 72-09-4

Шиняков Юрий Александрович

Д-р техн. наук, директор НИИ КТ ТУСУРА
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: shua@main.tusur.ru

Осипов Александр Владимирович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник НИИ КТ ТУСУРА
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: ossan@mail.ru

Zapolskiy S.A., Zagorodskikh E.V., Shkolnyi V.N.,
Shiniykov Yu.A., Osipov A.V.

Analysis of soft-switching boost-converters for the spacecraft power system

The paper outlines the ways to realize soft-switching boost-converters by means of connection of active snubbers. The operation analysis and comparison of the possible decisions were made. Recommendations to design boost-converters for the spacecraft power system were given.

Keywords: power system, boost-converter, soft-switching, snubber, coefficient efficiency.

УДК 621.313; 621.314

А.Г. Гарганеев, Д.А. Падалко

О самовозбуждении электрических машин с позиций теории автоматического управления

Представлены результаты анализа электромеханических генераторов постоянного и переменного тока с самовозбуждением с позиций теории автоматического управления. Показана общность условий самовозбуждения асинхронного генератора и генератора постоянного тока. Получены уточненные выражения, определяющие условия самовозбуждения генераторов, а также условия предельных режимов по нагрузке. Обосновано параметрическое возбуждение асинхронного генератора в мехатронной системе с автономным инвертором напряжения.

Ключевые слова: самовозбуждение, генератор, баланс фаз, баланс амплитуд, система генерации, инвертор.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-94-98

В системах генерации электрической энергии (СГЭЭ) на стационарных наземных и автономных объектах широкое применение находят электрические машины постоянного и переменного тока. Выбор типа электрической машины в конкретной СГЭЭ определяется различными факторами – стоимостью, КПД, надежностью и долговечностью работы, массогабаритными показателями, способностью выполнения защитных функций, условиями окружающей среды и т.п. Особым классом электрических машин являются генераторы с самовозбуждением, в которых создаются условия генерации электроэнергии без предварительного (принудительного) создания магнитных полей возбуждения – магнитная энергия возбуждения производится самим генератором.

Постановка задачи

Условия самовозбуждения генераторов – постоянного тока (ГПТ) и асинхронных (АГ), приводятся в различных учебниках и монографиях по электрическим машинам, например в [1–3], однако их вывод, как правило, похож один на другой и выполнен упрощенно на основе эвристических методов. Между тем электромеханическим системам, способным к самовозбуждению, присущи те же принципы устойчивости (баланс фаз и амплитуд, наличие положительной обратной связи и соответствующего петлевого усиления, критерии устойчивости и т.п.), что и для систем иной физической природы [4]. При этом процесс возникновения и ограничения автоколебаний в генераторе может быть проанализирован на основе структурных схем, являющихся фактически операторной формой системы дифференциальных уравнений электрической машины, при наличии нелинейного звена – магнитной цепи с насыщением («статор–воздушный зазор–ротор»).

Условия самовозбуждения в ГПТ

Электромагнитные процессы в ГПТ параллельного возбуждения при «бесконечно большой» мощности и постоянстве скорости приводного двигателя в соответствии с рис. 1, а выражаются системой дифференциальных уравнений (1):

$$u_B = R_B i_B + L_B \frac{di_B}{dt},$$

$$u_A = c_e \Phi \omega_A - R_A i_A - L_A \frac{di_A}{dt}, \quad (1)$$

$$\Phi = i_B w_B / R_M.$$

при $u_A = u_B = i_A R_A$, $E_T = c_e \Phi \omega_A$, $\omega_A = \omega_{вр}$, где w_B – число витков обмотки возбуждения, R_M – магнитное сопротивление цепи «индуктор–воздушный зазор–якорь».

Уравнениям (1) соответствует структурная схема, представленная на рис. 1. В соответствии с принципом действия ГПТ и структурной схемой наличие остаточного магнитного потока $\Phi_{ост}$ приводит при вращении якоря к возникновению ЭДС E_T на выходе генератора. В обмотке возбуждения с числом витков w_B , представленной апериодическим звеном $W_4 = k_B / (1 + T_B p)$, возникает ток возбуждения, который создает МДС F и соответствующий магнитный поток Φ . Таким образом, образуется контур положительной обратной связи по магнитному потоку, способствующий процессу самовозбуждения. Амплитуда потока и ЭДС ограничивается за счет нелинейности характеристики намагничивания $\Phi(F)$. Как и в схемах с самовозбуждением, представленный процесс характеризуется балансом фаз и амплитуд. Что касается баланса амплитуд, то он выполняется при петлевом коэффициенте усиления, равном единице и может быть получен из выражений общей передаточной функции системы [см. выражение (2)]. Баланс фаз в ГПТ фактически отсутствует, так как коллектор, выполняющий функцию «модулятора–демодулятора», превращает переменную в якоре ЭДС в постоянную.

В соответствии с правилами преобразования структурных схем и при значениях передаточных функций звеньев

$$W_1 = c_e \omega_{вр} = k; \quad W_2 = \frac{1 + T_A p}{k_A} \approx R_A \quad \text{при } k_A = 1/L_A; \quad T_A = L_A/R_A;$$

$$W_3 = 1/R_H; \quad W_4 = \frac{k_B}{1 + T_B p} \quad \text{при } k_B = 1/R_B;$$

$$W_5 = w_B \Phi(F) = k_T = L_T$$

имеем результирующую передаточную функцию

$$W_{ГПТ} = \frac{W_1}{1 + W_2(W_3 + W_4) - W_1 W_4 W_5} \quad (2)$$

и общее условие самовозбуждения

$$W_1 W_4 W_5 - W_2 (W_3 + W_4) \geq 1. \quad (3)$$

После подстановки и преобразований получаем условие самовозбуждения ГПТ в параметрах:

$$c_e \omega_{вр} w_B L_{Г} \geq (R_B + L_B p) \left(1 + \frac{R_{я}}{R_H} \right) + R_{я} \quad (4)$$

Составляющая $c_e \omega_{вр} w_B L_{Г} = X_{ГПТ}$ является полным индуктивным сопротивлением ГПТ, а фактически отражает характеристику холостого хода генератора $E_{Г} = f(i_B)$. При установившемся режиме колебаний при $t \rightarrow \infty$ ($p \rightarrow 0$) и пренебрежении $R_{я}$ относительно R_H получаем упрощенные условия

самовозбуждения ГПТ, представленные в учебниках по электрическим машинам: «сопротивление обмотки возбуждения должно быть не менее определенного критического значения». Как было отмечено ранее, эвристически сформулированное авторами учебников условие самовозбуждения ГПТ исходило из того факта, что прямая, характеризующая омическую цепь обмотки возбуждения, должна находиться ниже характеристики холостого хода (рис. 2). Полученное условие (4) уточняет физические основы самовозбуждения ГПТ.

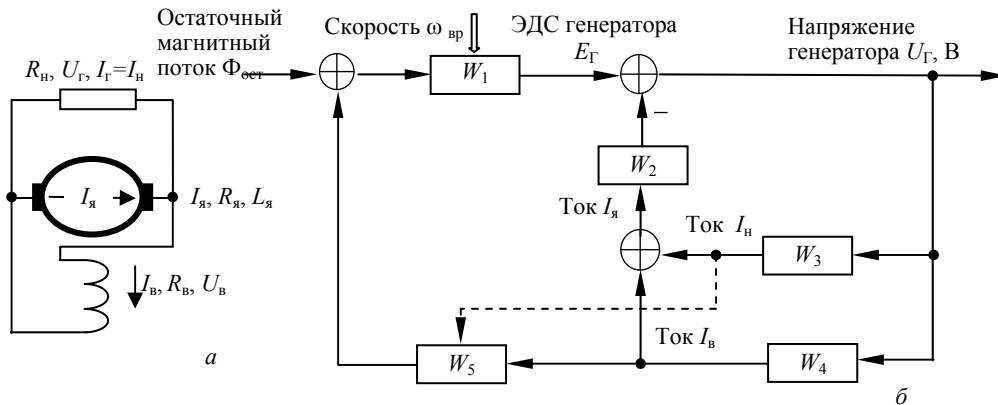


Рис. 1. Принципиальная (а) и структурная (б) схемы ГПТ

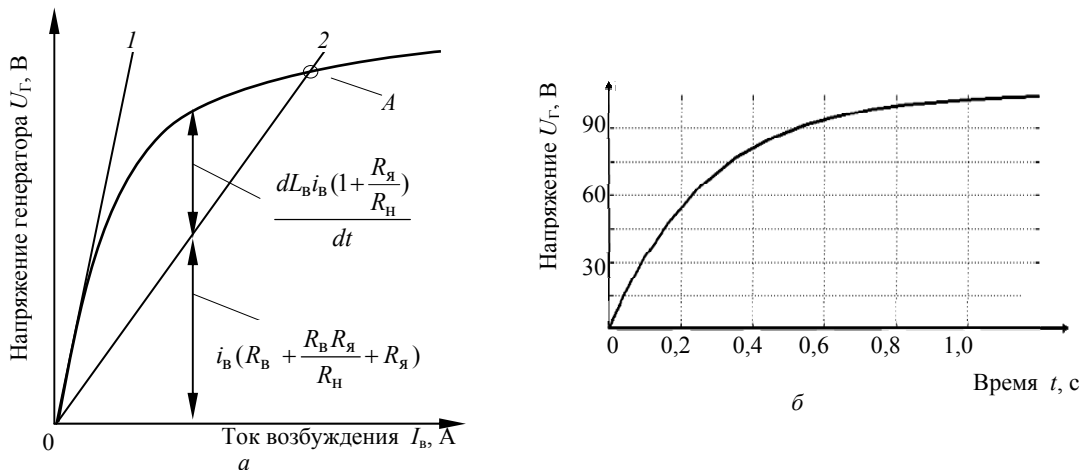


Рис. 2. Самовозбуждение ГПТ: а – самовозбуждение при различных «внешних» сопротивлениях относительно ЭДС: 1 – критическое значение сопротивления; 2 – вольтамперная характеристика обмотки возбуждения; А – рабочая точка ГПТ; б – процесс самовозбуждения при моделировании схемы по рис. 1

Из выражения (4) также следует, что при увеличении нагрузки ГПТ до определенного значения режим генерации прекращается. При этом сопротивление нагрузки должно быть не менее значения, определяемого выражением (5):

$$R_H \geq \frac{R_B R_{я}}{X_{ГПТ} (R_H) - R_B - R_{я}} \quad (5)$$

Составляющая $X_{ГПТ} (R_H)$ отражает дополнительную зависимость индуктивного сопротивления ГПТ, обусловленную размагничивающим действием реакции якоря (см. пунктирную линию на рис. 1).

Условия самовозбуждения в АГ

В АГ происходит фактически тот же процесс, что и в ГПТ. Однако для выполнения баланса фаз в

статорной цепи переменного тока необходимо получить емкостную составляющую тока I_C , которая в цепи ротора «поддержит» развитие магнитного потока. Известно, что в АГ емкостную составляющую получают за счет батареи конденсаторов, однако существует и принципиальная возможность использовать для этой цели автономный инвертор [5].

Электромагнитные процессы в симметричном АГ с конденсаторами возбуждения выразим системой уравнения (6) при допущениях:

- приводной двигатель имеет «бесконечно большую» мощность и постоянную скорость;
- на процесс возбуждения (баланс фаз и амплитуд) оказывают влияние реактивные элементы – индуктивные сопротивления цепи намагничивания,

рассеяния статора $X_{\sigma 1}$ и полного сопротивления нагрузки Z_H , емкостное сопротивление возбуждающих конденсаторов X_C ;

– сопротивление ротора $\{[R_2(S)] (Z_H)\} \gg Z_H$, где S – скольжение:

$$\begin{aligned} i_C &= C \frac{du_C}{dt}, \\ i_{ст} &= i_C + i_H, \\ u_H &= u_C = \frac{d\psi_{ст}}{dt} - i_{ст} R_{ст} - L_{\sigma 1} \frac{di_{ст}}{dt}. \end{aligned} \quad (6)$$

Уравнениям (6) соответствует структурная схема «на фазу», представленная на рис. 3. Следует отметить, что замена оператора дифференцирования на оператор Фурье с разложением передаточной

функции на мнимую и действительную части (что подобно переходу в α - β -координаты) позволяет проводить анализ годографа системы и устойчивости.

В соответствии с принципом действия АГ и структурной схемой наличие остаточного магнитного потока $\Phi_{ост}$ приводит при вращении ротора к возникновению ЭДС E_r . В обмотке статора с числом витков $w_{ст}$, за счет выходных конденсаторов, возникает емкостный ток возбуждения, который создает МДС F и соответствующий магнитный поток Φ . Таким образом, образуется контур положительной обратной связи по магнитному потоку, способствующий процессу самовозбуждения. Амплитуда потока и ЭДС ограничивается за счет нелинейности характеристики намагничивания $\Phi(F)$ АГ.

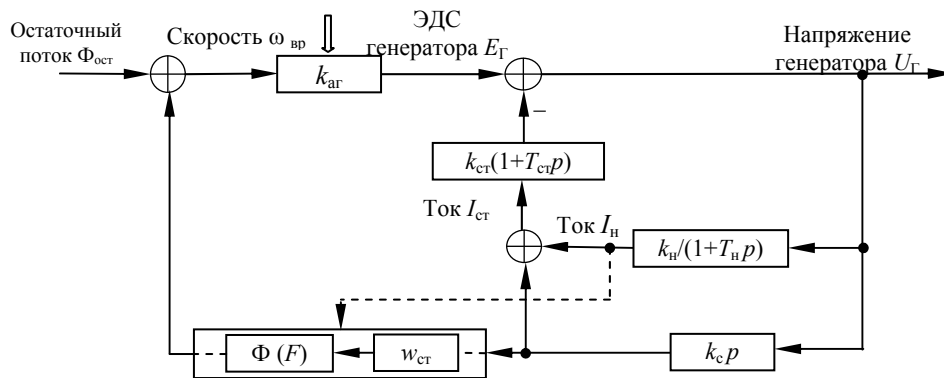


Рис. 3. Структурная схема АГ

Используя результирующую передаточную функцию и условия, аналогичные (2) и (3), а также аналогичные обозначения W_i в структурных схемах рис. 1 и 3, после преобразований при пренебрежении $R_{ст}$ получим условие самовозбуждения АГ в параметрах:

$$c_1 \omega_{вр} w_{ст} L_{Г} \geq X_C \left(1 + \frac{X_{\sigma 1}}{Z_H} \right) + X_{\sigma 1}. \quad (7)$$

Составляющая $c_e \omega_{вр} w_{ст} L_{Г} = X_{AG}$ является индуктивным сопротивлением АГ, а фактически отражает характеристику холостого хода генератора $E_r = f(i_c)$.

Из выражения (7) также следует, что при увеличении нагрузки АГ до определенного значения режим генерации прекращается. При этом сопротивление нагрузки должно быть не менее значения, определяемого выражением (8):

$$Z_H \geq \frac{X_C X_{\sigma 1}}{X_{AG} (Z_H) + X_{\sigma 1} - X_C}. \quad (8)$$

Составляющая $X_{AG}(Z_H)$ отражает дополнительную зависимость индуктивного сопротивления АГ, обусловленную размагничивающим действием реакции якоря (см. пунктирную линию на рис. 3). При этом за счет изменения индуктивного сопротивления АГ частота выходного напряжения изменяется, что фактически означает появление скольжения в АГ при нагрузке. На рис. 4 поясняется процесс самовозбуждения АГ по аналогии с рис. 2.

На рис. 5 представлен результат анализа АГ в частотной области в виде амплитудно-фазочастотной характеристики (АФЧХ). Как следует из графика АФЧХ, резонанс (самовозбуждение) АГ возможен в двух точках, характеризующих обращение мнимой составляющей в ноль. Первая точка (справа) характеризуется низкой (рабочей) частотой и резонансом токов в схеме замещения АГ. Вблизи этой точки, как было отмечено выше, при изменении нагрузки за счет реакции якоря происходит изменение X_m , а следовательно, резонансной частоты и скольжения АГ. Вторая точка характеризуется резонансом напряжения и определяется индуктивными сопротивлениями рассеяния АГ. Представленный анализ согласуется с результатами исследований, проведенных в [6].

На рис. 6, а представлена СГЭЭ на основе АГ с автономным инвертором напряжения, выступающего в качестве «поставщика» емкостного тока генератора. На диаграммах рис. 6 приведены временные зависимости, деления нанесены через промежуток времени, соответствующие 50 мс.

Поскольку в асинхронной машине, представленной в библиотеке Simulink Matlab, отсутствует модуляция от зубцовых гармоник и остаточная намагниченность, вычислительный эксперимент был выполнен следующим образом. Изначально на конденсаторе в цепи постоянного тока инвертора было задано постоянное напряжение и асинхронная ма-

шина разгонялась в режиме двигателя. Далее двигатель за счет внешнего момента переходил в режим

АГ при поступлении тока возбуждения от инвертора, поддерживая напряжение на конденсаторе.

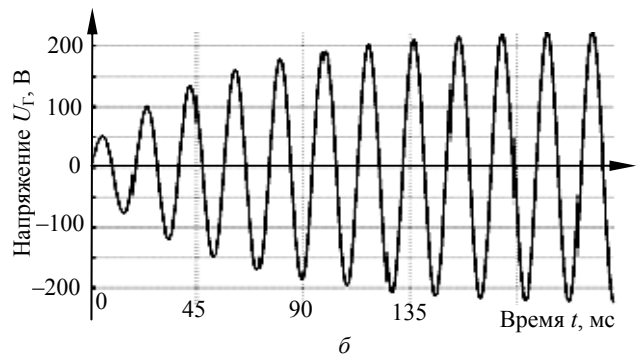
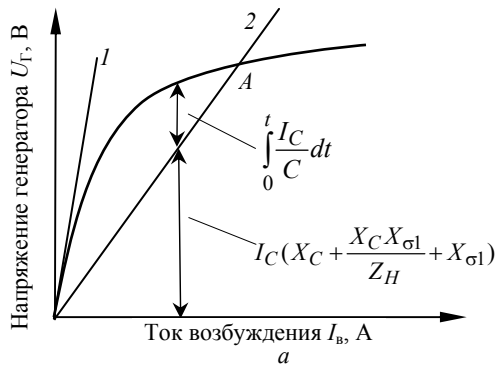


Рис. 4. Самовозбуждение АГ: а – самовозбуждение при различных «внешних» сопротивлениях относительно ЭДС: 1 – критическое значение сопротивления; 2 – вольтамперная характеристика конденсаторной батареи; б – процесс самовозбуждения при моделировании схемы по рис. 3

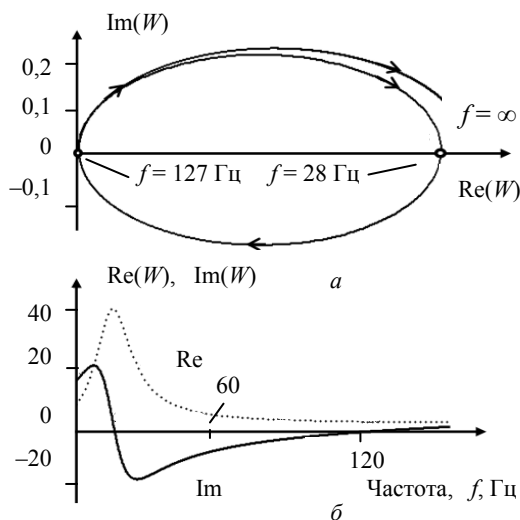


Рис. 5. Амплитудно-фазочастотные характеристики АГ: а – годограф; б – мнимая Im и действительная Re части

Следует отметить, что в АГ ввиду наличия двух типов накопителей энергии – емкости и индуктивности, возможно возникновение параметрического резонанса, показанного, например, в работе [6].

Представленные выше структурные схемы также не противоречат этому факту, поскольку для возникновения колебаний согласно условию (4) вовсе не требуется остаточный магнитный поток. Суть параметрического возбуждения состоит в том, чтобы при начальном потенциальном запасе энергии в системе изменять по величине один из накопителей.

Удобнее, когда изначально заряжен конденсатор, а индуктивность меняется, например, полупроводниковым ключом. В [7, 8] показано, что для возникновения параметрического резонанса в L-C-контуре должно соблюдаться условие (9):

$$\frac{\Delta L}{L} > \frac{\pi}{Q}, \tag{9}$$

где Q – добротность контура.

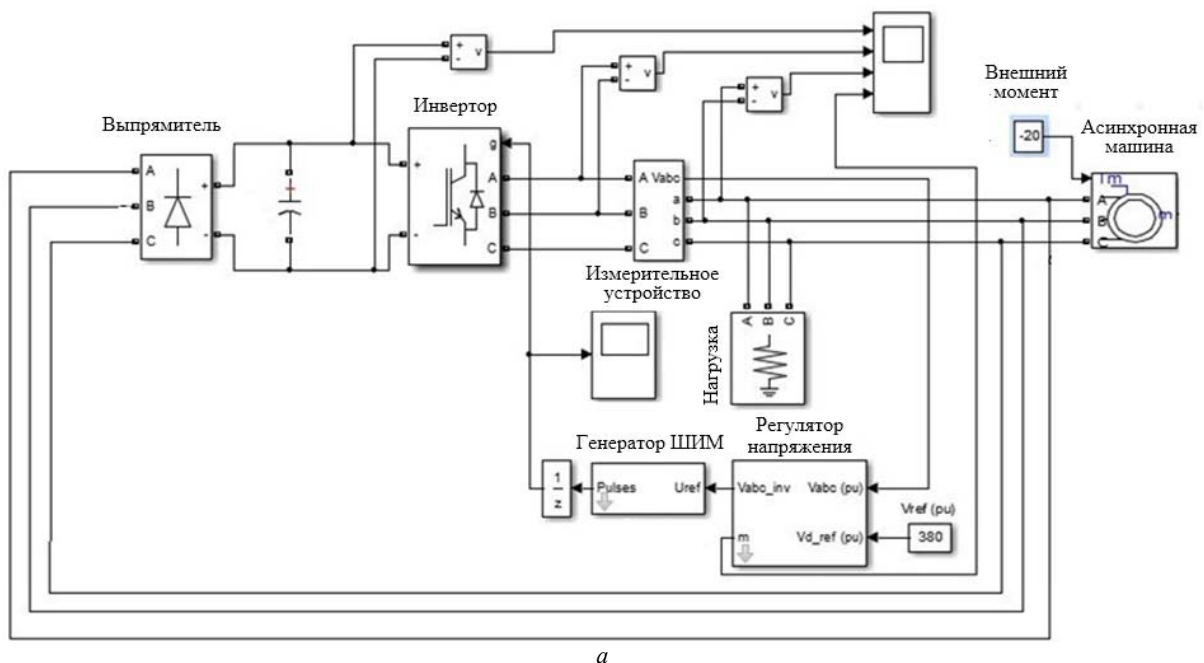


Рис. 6 (начало)

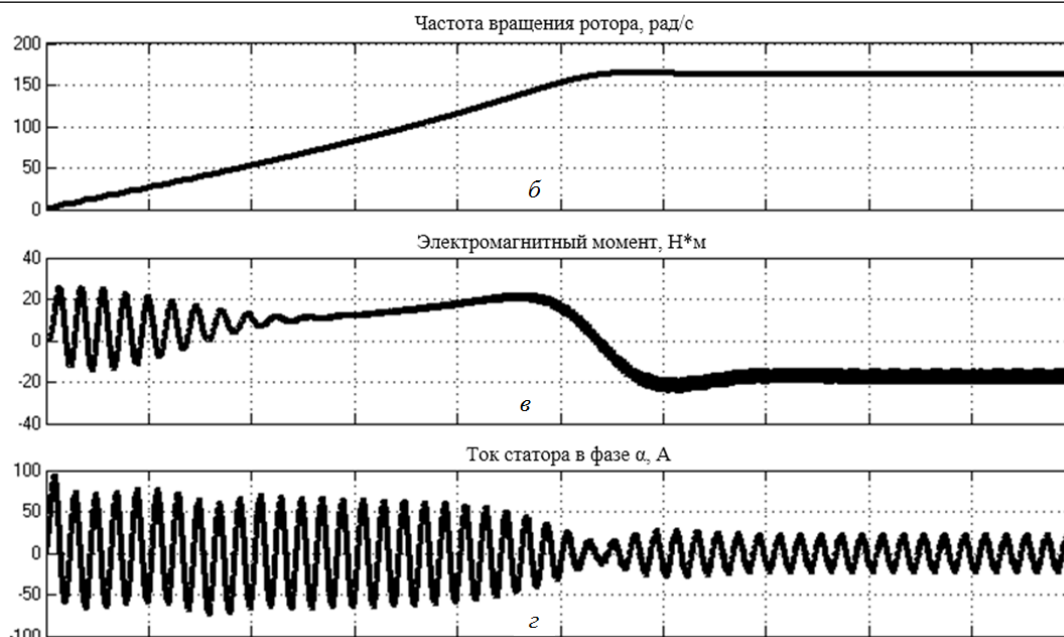


Рис. 6 (окончание). СГЭЭ на основе АГ: *а* – имитационная модель с автономным инвертором напряжения; временные осциллограммы; *б* – скорость ротора; *в* – электромагнитный момент; *г* – ток АГ

Однако в АГ, в принципе, при повороте ротора относительно статора происходит естественная высокочастотная модуляция индуктивности машины за счет зубцов магнитной системы, достигающая до 30–40%.

Заключение

Представленные результаты исследований показывают, что процессы возникновения колебаний, как и формы математических выражений в самовозбуждающихся типах электромеханических генераторов, аналогичны. Уточненные условия самовозбуждения электромеханических генераторов, полученные на основе подхода к электрической машине, как системе автоматического управления, при упрощении совпадают с условиями самовозбуждения, полученными эвристически и представленными в классической теории электрических машин.

Литература

1. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
2. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: учеб. для вузов. – М.: Энергия, 1980. – 928 с.
3. Торопцев Н.Д. Асинхронные генераторы автономных систем. – М.: Знак, 1998. – 288 с.
4. Юревич Е.И. Теория автоматического управления. – Л.: Энергия, 1975. – 416 с.
5. Гентковски З. Процессы и характеристики автономных асинхронных генераторов с полупроводниковыми регуляторами напряжения: дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.01. – СПб., 2000. – 255 с.
6. Самовозбуждение асинхронного генератора / А.В. Нетушил, С.П. Бояр-Сазонович, А.В. Китаев // Изв. вузов. Электромеханика. – 1981. – № 6. – С. 612–617.
7. Боярченко М.А., Черкашина А.Г. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. – М.: Высш. школа, 1976. – 383 с.

8. Физическое толкование параметрического резонанса / Н.Д. Бирюк, Ю.Б. Нечаев, В.Н. Финько // Вестник ВГУ. Сер. Физика. Математика. – 2005. – № 1. – С. 20–25.

Гарганеев Александр Георгиевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. электротехнических комплексов и материалов (ЭКМ) Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: +7 (382-2) 70-17-77
Эл. почта: garganeev@rambler.ru

Падалко Дмитрий Андреевич

Аспирант, ассистент каф. ЭКМ
Тел.: (382-2) 56-30-04
Эл. почта: padalko.da@gmail.com

Garganeev A.G., Padalko D.A.

On Self-Excitation of the Electrical Machine from the Perspective of the Automatic Control Theory

The results of the electromechanical self-excitation AC and DC generators analysis from the perspective of the automatic control theory are presented. Similarity of the self-excitation conditions of the asynchronous and DC generators is demonstrated. The expressions to determine the generator self-excitation conditions as well as limit load operation conditions are obtained. Parametric excitation of the asynchronous generator in the mechatronic system containing autonomous voltage inverter is demonstrated.

Keywords: self-excitation, generator, phase balance, amplitude balance, generation system, inverter.

УДК 621.315.6(088.8)

Г.В. Смирнов, Д.Г. Смирнов

Пропитка обмоток электрических машин магнетодиэлектрическим композитом с ультрадисперсным никель-цинковым наполнителем

Приведены результаты исследования технологической операции пропитки обмоток компаундом, содержащим ультрадисперсный никель-цинковый наполнитель. Проведен сравнительный анализ качества традиционной пропитки компаундом КП-34 с пропиткой компаундом КП-34 с никель-цинковым ультрадисперсным наполнителем. Оценку качества пропитки осуществляли по коэффициенту пропитки, показывающему степень насыщенности полостей обмотки пропиточным составом. При проведении экспериментов был использован полный факторный эксперимент.

Ключевые слова: планирование эксперимента, ультрадисперсные порошки, магнитно-композиционные пропитки, намотки, теплопроводность, коэффициент пропитки.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-99-102

Самым ненадежным узлом электрической машины является изоляция обмоток электрических машин. Низкая надежность изоляции обмоток электрических машин во многом зависит от качества изоляции обмоточного провода, от намоточного оборудования и технологии пропитки. Именно в процессе пропитки обмоток пленкой пропиточного состава скрываются дефекты в витковой, межфазной и корпусной изоляции [1]. В результате пропитки повышаются не только электроизоляционные свойства обмоток, но и теплопроводность обмоток, их влагостойкость, монолитность и другие характеристики, повышающие надежность изоляции обмоток.

Все эти качественные изменения свойств обмотки после пропитки связаны с физическими свойствами самого пропиточного состава, а также со степенью заполнения указанным составом межвитковых полостей обмотки. Степень заполнения пропиточным составом полостей обмотки оценивают коэффициентом пропитки

$$K_{\text{пр}i} = \frac{m_i}{m_0}, \quad (1)$$

где m_i – масса сухого остатка пропиточного состава, оставшегося в полостях i -й обмотки после её пропитки и сушки; $m_0 = \rho V_0$ – предельная масса отвержденного пропиточного состава, которую можно разместить при 100% заполнении полостей обмотки; ρ – плотность отвержденного пропиточного состава; V_0 – объём полостей в обмотке. Коэффициент пропитки, приведенный в формуле (1), используют не только для индивидуальной оценки качества про-

питки каждой i -й обмотки, но и для оценки качества операции пропитки обмоток в целом [2]. Наиболее точный способ определения коэффициента пропитки из известных в настоящее время способов описан в работах [3, 4].

Методика и результаты эксперимента

В работе [5] рассмотрена технология пропитки обмоток магнетодиэлектрическим компаундом, в пропиточный состав которого наряду с компаундом КП-34 входит ультрадисперсный порошок магнетомягкого никель-цинкового наполнителя марки М400НН. Оптимальным весовым соотношением магнетодиэлектрического состава обладала смесь, состоящая из 70 вес. % компаунда КП-34 и 30 вес. % наполнителя М400НН. Применение указанного магнетодиэлектрического состава для пропитки обмоток при использовании токовой сушки позволяет предотвратить вытекание пропиточного состава в процессе его компаундирования и тем самым существенно повысить значение $K_{\text{пр}i}$. Этот факт был подтвержден экспериментально. Опыты проводились с использованием теории планирования экспериментов. В рассматриваемом случае для планирования экспериментов использовались $n = 2$ фактора: доза пропиточного состава V и напряжение предварительного подогрева, подаваемого на обмотку перед пропиткой U .

В соответствии с изложенными соображениями были выбраны уровни варьирования основных воздействующих факторов, значения которых приведены в табл. 1.

Таблица 1

Основные факторы и уровни их варьирования

Фактор	Уровни			Действительное обозначение	Кодовое обозначение	Интервал варьирования
	+1	0	-1			
Доза жидкого компаунда, мл	103	89	75	V	X_1	14
Напряжение предварительного нагрева, В	47	44	41	U	X_2	3

В качестве функции отклика был взят коэффициент пропитки, определяемый по выражению (1). В опытах использовались статоры двигателей 4АМ80А4. Пропитка в экспериментах проводилась на заводской установке IG-1 двумя пропиточными

составами: компаундом КП-34 и смесью компаунда КП-34 с ультрадисперсным никель-цинковым порошком марки М400НН. Так как в обоих случаях функцию отклика будем находить в виде полинома второй степени, то все полученные результаты для

пропитки смесью компаунда с магнитномягким никель-цинковым ультрадисперсным порошком, будем обозначать звездочкой.

Обозначим через $K_{пр} = Y$ и $K_{пр}^* = Y^*$ соответствующую функцию отклика. В общем случае квадратичный полином, описывающий зависимость целевой функции от входных параметров, имеет вид

$$Y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_{11}x_1^2 + b_{22}x_2^2 + b_{12}x_1x_2, \quad (2)$$

$$Y^* = b_0^* + b_1^*x_1 + b_2^*x_2 + b_{11}^*x_1^2 + b_{22}^*x_2^2 + b_{12}^*x_1x_2, \quad (3)$$

где $b_0, b_1, b_2, b_{11}, b_{22}, b_{12}, b_0^*, b_1^*, b_2^*, b_{11}^*, b_{22}^*, b_{12}^*$ – коэффициенты уравнений (2) и (3) регрессии; x_1, x_2 – кодированные переменные, найденные по формулам

$$x_1 = \frac{V - V_0}{\Delta V}, \quad (4)$$

$$x_2 = \frac{U - U_0}{\Delta U}, \quad (5)$$

где $V_0 = \frac{V_{\max} + V_{\min}}{2}$, $\Delta V = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{2}$,

$$U_0 = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2}, \quad \Delta U = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2};$$

V_0, U_0 – центр плана; V_{\max}, U_{\max} – максимальный уровень фактора; V_{\min}, U_{\min} – минимальный уровень фактора; $\Delta V, \Delta U$ – интервал варьирования.

Максимальные и минимальные уровни, центр плана и интервал варьирования в натуральном масштабе и в безразмерных кодированных величинах указаны в табл. 1.

Для получения коэффициентов квадратичного полинома применяли композиционный план второго порядка. Матрица плана и результаты его реализации для коэффициента пропитки $K_{пр}$ приведены в табл. 2.

В табл. 2 через $Y_1, Y_2, Y_3, Y_1^*, Y_2^*, Y_3^*$ обозначены коэффициенты пропитки каждой из трех фаз обмотки, соединенных звездой, которые определялись по способу [3] и рассматривались в качестве $m = 3$ параллельных опытов. Опыты проводились следующим образом. На непропитанные обмотки подавалось напряжение предварительного разогрева, величина которого указана в табл. 1.

Таблица 2

Матрица плана и результаты его реализации

Номер опыта	Варьируемые факторы		Коэффициент пропитки							
			Пропитка компаундом КП-34				Пропитка магнитодиэлектрическим составом 70 вес. % КП-34+30 вес. % 400 НН			
	X_1	X_2	Y_1	Y_2	Y_3	\bar{Y}_0	Y_1^*	Y_2^*	Y_3^*	Y_0^*
1	-1	-1	0,357	0,34	0,355	0,351	0,762	0,754	0,734	0,750
2	-1	+1	0,33	0,338	0,37	0,346	0,753	0,742	0,737	0,744
3	+1	-1	0,47	0,432	0,441	0,448	0,940	0,946	0,959	0,948
4	+1	+1	0,48	0,471	0,472	0,474	0,966	0,976	0,980	0,974
5	-1	0	0,361	0,362	0,388	0,370	0,783	0,789	0,795	0,789
6	+1	0	0,471	0,487	0,47	0,476	0,968	0,976	0,966	0,970
7	0	-1	0,415	0,42	0,431	0,422	0,876	0,880	0,875	0,877
8	0	+1	0,426	0,428	0,419	0,424	0,888	0,889	0,898	0,892
9	0	0	0,419	0,433	0,437	0,430	0,926	0,906	0,897	0,910

По истечении строго выверенного времени разогрева, которое автоматически поддерживалось в установке, греющее напряжение отключали и осуществляли пропитку обмоток порцией лака, указанной в матрице. По завершении пропитки через обмотку пропускали греющий ток путем подачи на неё стабильного греющего напряжения, величина которого автоматически устанавливалась на установке.

Расчетная часть

По результатам эксперимента, приведенным в табл. 2 рассчитывались коэффициенты уравнений регрессии (2) и (3) по известным формулам.

Расчеты осуществлялись с использованием программы Excel. Результаты расчетов приведены ниже. Для уравнения (2):

$$b_0 = 0,4413; \quad b_1 = 0,552; \\ b_2 = 0,038; \quad b_{12} = 0,0078; \\ b_{11} = -0,183; \quad b_{22} = -0,183.$$

Для уравнения (3):

$$b_0 = 0,913; \quad b_1 = 0,102; \quad b_2 = 0,0058; \quad b_{12} = 0,008; \\ b_{11} = -0,031; \quad b_{22} = -0,0285.$$

Однородность дисперсий оценивалась по критерию Кохрена в следующей последовательности.

Из параллельных опытов определялись выборочные дисперсии:

$$S_1^2 = \frac{\sum_{u=1}^{m=3} (y_{iu} - \bar{y}_u)^2}{m-1}. \quad (6)$$

Находилась сумма дисперсий $\sum_{i=1}^N S_i^2$ и составлялось отношение

$$G_{\max} = \frac{S_{\max}^2}{\sum_{i=1}^N S_i^2}, \quad (7)$$

где S_{\max}^2 – максимальное значение выборочной дисперсии. Если дисперсии однородны, то

$$G_{\max} < G_{\alpha}(N, m-1), \quad (8)$$

где $G_{\alpha}(N, m-1)$ – табулированное значение критерия Кохрена при уровне значимости α . В рассматри-

ваемом нами случае расчетные значения критерия Кохрена были равны соответственно $G_{\max} = 0,307$ и $G_{\max}^* = 0,324$. Табличное значение критерия Кохрена $G_{\alpha}(N, m-1) = 0,4775$.

Так как соотношение (8) выполняется для обоих рассматриваемых случаев, то выборочные дисперсии однородны. Дисперсия воспроизводимости в случае однородных дисперсий рассчитывается по формуле

$$S_{\text{воспр}}^2 = \frac{\sum_{i=1}^N S_i^2}{N}. \quad (9)$$

Число степеней свободы дисперсии f равно $f = N(m - 1)$. Дисперсия воспроизводимости необходима для оценки значимости коэффициентов регрессий (2) и (3) и их адекватности. Величины дисперсий воспроизводимости были равны соответственно: $S_{\text{воспр}}^2 = 0,000162$, $S_{\text{воспр}}^{*2} = 0,00083$. Значимость коэффициентов в уравнениях регрессий оценивалась по критерию Стьюдента. Для этого рассчитывалось среднестатистическое отклонение каждого из коэффициентов по формулам:

$$S_{b0} = \sqrt{\frac{c_1 S_{\text{воспр}}^2}{m}}, \quad (10)$$

$$S_{bj} = \frac{S_{\text{воспр}}}{\sqrt{m(2 + 2^n)}}, \quad (11)$$

$$S_{bjk} = \frac{S_{\text{воспр}}}{\sqrt{m \times 2^n}}, \quad (12)$$

$$S_{bij} = S_{\text{воспр}} \sqrt{\frac{c_2}{m}}, \quad (13)$$

где $c_1 = \frac{(2 + 2^n \times n)}{(n-1)^2 \times 2^{n+1}} = \frac{5}{4}$; $c_2 = \frac{[n(n-3)+3]2^n + 2}{(n-1)^2 \times 2^{n+1}} = \frac{3}{4}$.

Среднеквадратические отклонения b_j коэффициентов находили по выражениям (10)–(13). Расчетные значения критериев Стьюдента для коэффициентов регрессий (2) и (3) приведены ниже:

$$t_0 = \frac{|b_0|}{S_{b0}} = \frac{0,4413}{0,00827} = 53,36; \quad t_{11} = \frac{|b_{11}|}{S_{b11}} = \frac{0,0183}{0,0064} = 2,86;$$

$$t_{12} = \frac{|b_{12}|}{S_{b12}} = \frac{0,0078}{0,00369} = 2,11; \quad t_1 = \frac{|b_1|}{S_{b1}} = \frac{0,0552}{0,003} = 18,4;$$

$$t_2 = \frac{|b_2|}{S_{b2}} = \frac{0,0038}{0,003} = 1,26; \quad t_{22} = \frac{|b_{22}|}{S_{b22}} = \frac{0,0183}{0,0064} = 2,86.$$

$$t_0^* = \frac{|b_0^*|}{S_{b0}^*} = \frac{0,913}{0,0187} = 48,8; \quad t_1^* = \frac{|b_1^*|}{S_{b1}^*} = \frac{0,102}{0,0068} = 15;$$

$$t_2^* = \frac{|b_2^*|}{S_{b2}^*} = \frac{0,0058}{0,0068} = 0,85; \quad t_{11}^* = \frac{|b_{11}^*|}{S_{b11}^*} = \frac{0,031}{0,014} = 2,2;$$

$$t_{22}^* = \frac{|b_{22}^*|}{S_{b22}^*} = \frac{0,0285}{0,014} = 2,1; \quad t_{12}^* = \frac{|b_{12}^*|}{S_{b12}^*} = \frac{0,008}{0,00838} = 0,96;$$

Табличное значение критерия Стьюдента для числа степеней свободы $f = N(m - 1) = 9 \times 2 = 18$ и уровня значимости $\alpha = 0,05$ равно 2,101.

Все коэффициенты, для которых расчетное значение критерия Стьюдента меньше, чем табличное значение этого критерия, исключаем из уравнений (2) и (3) и получаем:

$$Y = 0,4413 + 0,0552x_1 - 0,0183x_1^2 - 0,0183x_2^2 + 0,0078x_1x_2, \quad (14)$$

$$Y^* = 0,913 + 0,102x_1 - 0,031x_1^2 - 0,0285x_2^2. \quad (15)$$

Адекватность уравнений (14) и (15) оценивали по критерию Фишера. Для этого определяли остаточную дисперсию $S_{\text{ост}}^2$ по формуле

$$S_{\text{ост}}^2 = \frac{\sum_{i=1}^N (y_i^P - \bar{y}_i)^2}{N - l},$$

где y_i^P – расчетное значение функции отклика (коэффициента пропитки) по формуле (14) или (15) в каждой i -й точке плана; l – число значимых коэффициентов в уравнении (14) или (15). Величины остаточных дисперсий были равны $S_{\text{ост}}^2 = 0,0000332$ и $S_{\text{ост}}^{*2} = 0,00027284$ соответственно. Расчетные значения критерия Фишера определялись по формуле

$$F = \frac{S_{\text{ост}}^2}{S_{\text{воспр}}^2} \quad \text{и были равны соответственно } F = 0,205$$

и $F^* = 0,324$. Табличное значение критерия Фишера для уровня значимости $\alpha = 0,5$ и степеней свободы $f_1 = N - l, f_2 = N(m - 1)$ равны соответственно $F_{\alpha}(f_1 = 4, f_2 = 18) = 2,77; F_{\alpha}(f_1 = 5, f_2 = 18) = 2,93$. Так как в обоих случаях расчетные значения критерия Фишера меньше табличных, то уравнения (14) и (15) адекватно описывают эксперимент.

Обсуждение результатов

Таким образом, в результате проделанной работы было установлено, что предлагаемая технология пропитки обмоток статоров электродвигателей смесью компаунда КП-34 с ультрадисперсным магнитномягким никель-цинковым наполнителем марки 400НН имеет существенные преимущества по сравнению с типовой пропиткой чистым компаундом КП-34. Это преимущество заключается в том, что основной показатель качества – коэффициент пропитки обмоток $K_{\text{пр}}^*$ по предлагаемой технологии – почти в 2 раза превышает коэффициент пропитки $K_{\text{пр}}$, достигаемый при типовой пропитке. Это обусловлено тем, что при подаче на обмотку сразу после пропитки греющего тока компаунд из обмоток, пропитанных по тепловой технологии, разогревается, вязкость его снижается, и он интенсивно начинает вытекать из обмотки. При подаче же на обмотки,

пропитанные смесью ультрадисперсного никель-цинкового порошка, такого же по величине греющего тока происходит определенная ориентация частиц указанного магнитного ультрадисперсного порошка, и они перекрывают межвитковые полости в обмотке, тем самым препятствуя вытеканию пропиточного состава из неё.

Заключение

В результате проведенных опытов были получены адекватные уравнения, связывающие коэффициент пропитки с величиной напряжения подогрева и дозой пропиточного состава, подаваемого на лобовые части обмотки. Как следует из уравнений (14) и (15), наиболее сильное влияние на коэффициенты пропитки оказывает доза пропиточного состава, тогда как напряжение предварительного подогрева обмоток оказывает менее заметное влияние. Наилучший результат, как это следует из табл. 2, был получен при дозе пропиточного состава $V = 103$ мл и $U = 41$ В в опыте 6. При указанных сочетаниях параметров коэффициент пропитки смесью компаунда КП-34 с ультрадисперсным никель-цинковым порошком был более чем в 2 раза выше коэффициента пропитки компаундом КП-34. Предлагаемый способ пропитки компаундом КП-34 с ультрадисперсным никель-цинковым порошком может быть использован для любых намоточных изделий, применяемых в электротехнике и радиоэлектронике: в трансформаторах, микродвигателях, сельсинах, индуктивных элементах.

Литература

1. Смирнов Г.В. Применение магнитодиэлектрического композита на основе ультрадисперсного порошка никель-цинковых частиц для ресурсосберегающей технологии пропитки обмоток электрических машин / Г.В. Смирнов, О.Л. Хасанов, Д.Г. Смирнов, В.В. Полисадова, М.С. Петюкевич, З.Г. Бикбаева // Изв. Том. политех. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2015. – Т. 326, № 11. – С. 106–117.
2. Смирнов Г.В. Тепловые свойства магнитодиэлектрических композиционных составов на основе компаунда КП-34 и ультрадисперсного никель-цинкового порошка / Г.В. Смирнов, Л.О. Хасанов, В.В. Полисадова, М.С. Пе-

тюкевич, С.А. Понамарева // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 6/2. – С. 291–296.

3. Пат. 2568144 РФ, МПК G 01 N 27 /00. Способ контроля качества пропитки обмоток электрических машин / Г.В. Смирнов (РФ), Д.Г. Смирнов (РФ). – № 2014108633/28; заявл. 05.03.14; опубл. 10.11.15, Бюл. № 31. – 15 с.

4. Смирнов Г.В. Электропропитка обмоток электротехнических изделий // Г.В. Смирнов, С.А. Волков // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2004. – № 2(10). – С. 107–111.

5. Магнитодиэлектрический компаунд с добавками ультрадисперсного порошка Zn-Ni для улучшения свойств обмоток электрических изделий / Г.В. Смирнов, Л.О. Хасанов, Д.Г. Смирнов и др. // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 6/2. – С. 296–301.

Смирнов Геннадий Васильевич

Д-р техн. наук, профессор,
директор НИИ электронной технологической аппаратуры
и систем связи (НИИ ЭТОСС) ТУСУРа
Тел.: +7-913-829-44-47
Эл. почта: Smirnov@main.tusur.ru

Смирнов Дмитрий Геннадьевич

Канд. техн. наук, инженер НИИ ЭТОСС
Тел.: +7-952-182-81-25
Эл. почта: Smirnov@main.tusur.ru

Smirnov G.V., Smirnov D.G.

Impregnation of electrical machine windings with magnetodisc parametric composite containing ultrafine nickel-zinc filler

The results of the study on impregnation of the windings with a compound containing ultrafine Nickel-zinc filler are described. A comparative analysis of the quality of traditional impregnating compound KP-34, with the impregnating compound KP-34 with Nickel-zinc ultrafine filler is carried out. The assessment of the quality of the impregnation was performed by the impregnation ratio showing the degree of saturation of the cavities winding with impregnating composition. A complete factorial experiment was used.

Keywords: ultradispersed powders, magnetic composite, impregnating, winding, thermal conductivity, coefficient of impregnation.

Уважаемые авторы!
С 2016 года изменяется формат печати журнала,
вводятся новые правила и требования к оформлению статьи.

**Требования к подготовке рукописей статей, представляемых для публикации в журнале
«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»**

1. Электронный вариант статьи должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

2. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4, без помарок и вставок. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, который размещен на сайте: **journal.tusur.ru**. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские и греческие символы набираются прямым шрифтом, а латинские – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation, MathType) программы Word. Русские буквы, греческие символы, математические знаки (+, -, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры всегда набираются прямым не жирным шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими буквами – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input; $\sin x(t_1)$; U_{in} ; $I_{вх}$; T_z ; β_2 ; H_2O , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – A_1 , $M(f)$, β . Шаблоны для набора формул необходимо взять из шаблона статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел

(х, ГГц; 20 ГГц; T , град; 7°C). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи – Times New Roman, 9 пт, не жирным, не курсивом, переменные – также как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

10. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

11. Иллюстрации, должны быть разрешением не менее 600 dpi. Масштаб изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии читаемости всех надписей, выполненных шрифтом Times New Roman 9 кегля).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперiodических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографий).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и (для сторонних авторов) иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Плата за публикацию рукописей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

Контактная информация

Адрес: 634050, Томск, пр. Ленина, 40, 414-ГК. Эл. почта: vnmas@tusur.ru. Тел.: +7 (3822) 51-21-21.

