ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.9.06

П.Н. Баранов

АНАЛИЗ ЭЛЕМЕНТОВ ЛАЗЕРНЫХ БАЛАНСИРОВОЧНЫХ СТАНКОВ

Проанализирован процесс лазерной балансировки изделий приборостроения, рассмотрена проблема разработки информационной системы создания лазерных балансировочных станков с помощью компьютерных технологий.

Ключевые слова: *динамическая балансировка, лазерные балансировочные станки, классификатор, информационная система.*

Введение. Для обеспечения конкурентоспособной продукции необходимо обеспечить качество и экономичность выпускаемого изделия. Поэтому проблема динамической балансировки изделий, содержащих в своём составе вращающиеся и колеблющиеся массы, в том числе и в микромеханическом исполнении, является актуальной в современном приборостроении [1]. Это объясняется тем, что от качества балансировки зависят не только общий уровень вибраций, точность и качество работы приборов, но и их ресурс. Балансировочная техника при умелой ее эксплуатации способствует экономии электроэнергии, материальных и трудовых ресурсов. С другой стороны, на балансировку большое влияние оказывают государственные и международные стандарты, регламентирующие классы точности балансировки, требования к балансировочному оборудованию. В данной работе рассматриваются изделия приборостроения, которые относятся с 0–го по 2–й классы точности балансировки [2]. Распределение масс основных типов приборов и требований к точности их балансировки приведены на рисунке 1.

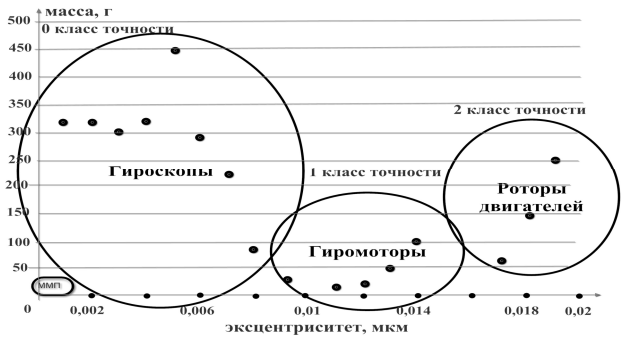


Рисунок 1 – Распределение масс основных типов приборных роторов и требований к точности их балансировки

В балансировочной технике одной из особенностей является систематический рост точности балансировки и рабочих скоростей вращения роторов приборов [2]. В связи с этим в последнее время наблюдается тенденция разработки и внедрения принципиально новых типов оборудования и методов уравновешивания подвижных частей деталей машин. Широкое разнообразие балансировочной техники привело к тому, что возникла необходимость накапливать опыт ранних разработок и создавать лазерные балансировочные станки (ЛБС) [3].

Цель работы – разработка методики построения информационной системы ЛБС, позволяющей создавать структурные и конструктивные схемы ЛБС с оптимизированными параметрами в зависимости от типов и конструкций балансируемых объектов.

Теоретическая часть. Несмотря на большое количество конструкций балансируемых изделий, методик определения и коррекции дисбалансов и конструкций ЛБС, они могут быть структурированы по определенным общим принципам построения и параметрам.

Обобщённая структурная схема ЛБС для динамической балансировки имеет следующий вид, рисунок 2. Балансируемый ротор 1 устанавливают в виброчувствительном подвесе 2, снабжённом системой датчиков, которые через интерфейс 3 измерения, АЦП 4 и параллельный интерфейс 13 передают параметры дисбаланса $\vec{D}_p$ в микро–ЭВМ 5. Последняя через ЦАП 6 и блок 7 управления формирует напряжение накачки и момент генерации импульсов корректирующего лазера 8, определяющих корректирующий дисбаланс $\vec{D}_к$, а через параллельный интерфейс 13 сигналы управления оптической

системой 9, системой 12 удаления продуктов эрозии, приводом ротора 1 и подвесом 2.

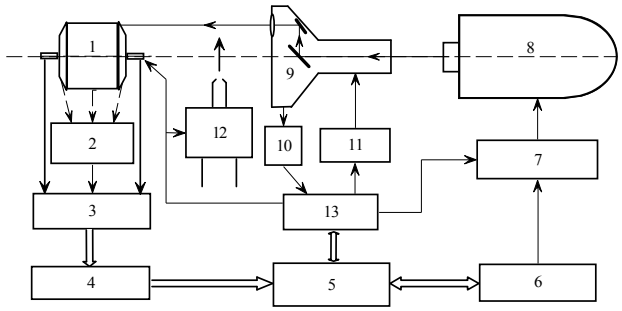


Рисунок 2 – Обобщённая структура ЛБС

Датчик 10 и привод 11 служат для управления положением оптической системы.

Структура таких систем относится к категории замкнутых нелинейных систем импульсного автоматического регулирования и в приведённом виде для одноконтурной ЛБС представлена на рисунке 3.

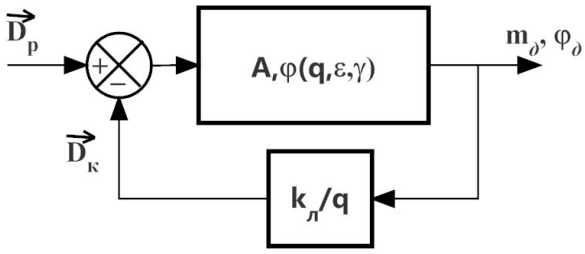


Рисунок 3 – Структура одноконтурной ЛБС

Передаточная функция такой системы определяется системой уравнений:

$$\begin{cases} k(q,\varepsilon)=\dfrac{A\cdot\left(\dfrac{\varepsilon}{\gamma}\cdot e^{q}-\dfrac{\varepsilon}{\gamma}+1\right)}{e^{q}-1+A} \text{ при } 0\le\varepsilon\le\gamma \\ k(q,\varepsilon)=\dfrac{A\cdot e^{q}}{e^{q}-1+A} \text{ при } \gamma\le\varepsilon\le 1, \end{cases} \quad (1)$$

где ε – относительное временное запаздывание;

q – безразмерная комплексная переменная;

γ – скважность лазерных импульсов;

m_∂ – неуравновешенная масса;

φ_∂ – угол дисбаланса;

A – многофакторный параметр структуры (ЛБС);

$$A=k(r_{os},l_{os},\varphi_0,J_0,\beta_{p0},\omega_{c0},f_p)\cdot k_\partial(f_p)\cdot k_u(\Delta f_p,\Delta\varphi_p)\cdot k(A)\cdot k'_{np}\cdot{}_2\cdot T_ц\cdot\cdot k_з(p_з,p_c,\kappa), \quad (2)$$

где $k(r_{os},l_{os},\varphi_0,J_0,\beta_{p0},\omega_{c0},f_p)$ коэффициент, зависящий от параметров подвеса измерительной схемы ЛБС;

r_{os} – смещение центра масс ротора, вызванное неуравновешенной массой Δm;

l_{os} – расстояние от оси колебаний рамки до центра масс рамки с ротором;

φ_0 – фазовое запаздывание сигнала неуравновешенности, создаваемое инерционностью механической системы;

J_0 – момент инерции рамки с ротором относительно оси колебаний;

β_{p0} – фактор затухания колебаний;

ω_{c0} – частота собственных колебаний системы;

f_p – частота балансировки ротора;

$k_\partial(f_p)$, $k_u(\Delta f_p,\Delta\varphi_p)$ – коэффициенты передачи датчика дисбаланса и устройства измерения величины и угла дисбаланса;

$\Delta f_p,\Delta\varphi_p$ – отклонение частоты и фазы вращения ротора от значений на резонансной частоте избирательного устройства;

$k(A)$ – передаточная функция нелинейного звена;

$k_з(p_з,p_c,\kappa)$ – коэффициент, зависящий от вида и давления защитного газа и газа окружающей среды, а также геометрии системы защиты оптики;

$k_л\left(P(t),q_л,\lambda,\tau,F,\Delta F,T,f_p\right)$ – коэффициент, зависящий от параметров лазерного излучения, фокусирующей системы, материала ротора и частоты его вращения;

$P(t)$ – изменение мощности лазерного импульса во времени;

$q_л$ – плотность мощности лазерного излучения;

λ – длина волны лазерного излучения;

τ – длительность лазерных импульсов;

F – фокусное расстояние оптической системы;

ΔF – положение фокуса относительно поверхности ротора в зоне коррекции дисбаланса;

T – теплофизические характеристики материала ротора.

Методика решения системы уравнений и оптимизации параметров в такой импульсной системе подробно изложена в работе [4].

При разработке ЛБС для уравновешивания и настройки новых типов объектов необходимо проводить большой объем теоретических и экспериментальных исследований, направленных на разработку методов определения параметров дисбалансов и определение указанных выше параметров.

В частности, в таблице 1 приведены разработанные уравнения определения параметров дисбалансов динамически настраиваемых гироскопов (ДНГ).

На рисунке 4 представлена двухфакторная математическая модель зависимости величины корректируемой массы *m, мг* от энергии излучения *W, Дж* и положения фокуса объектива оптической системы *ΔF, мм*, характерные для режимов коррекции дисбалансов приборных роторов 0–го класса точности балансировки.

Таблица 1 – Уравнения определения параметров дисбалансов в ЛБУ

Дисбаланс	Уравнения для расчёта массы m и угла φ дисбалансов ДНГ
Динамический дисбаланс ДНГ в плоскости коррекции	$\begin{cases} m_д = k \cdot \sqrt{\left(U_{x_{ср}} - U_{x0_{ср}}\right)^2 + \left(U_{y_{ср}} - U_{y0_{ср}}\right)^2}, \\ \varphi_д = arctg \dfrac{U_{y_{ср}}}{U_{x_{ср}}} \end{cases}$ где k – коэффициент пропорциональности
Статический дисбаланс ротора ДНГ	$m_{ст} = K_{дм} \cdot H \cdot \sqrt{\left(I_X - I_{Xo}\right)^2 + \left(I_Y - I_{Yo}\right)^2}$ $\varphi_{ст} = \arcsin \dfrac{\left(I_Y - I_{Yo}\right)}{\sqrt{\left(I_X - I_{Xo}\right)^2 + \left(I_Y - I_{Yo}\right)^2}}$ где $K_{дм}$ – крутизна датчика момента; I_X и I_Y – токи в каналах X и Y ДНГ от действия дисбаланса; I_{Xo} и I_{Yo} – начальные токи в каналах X и Y

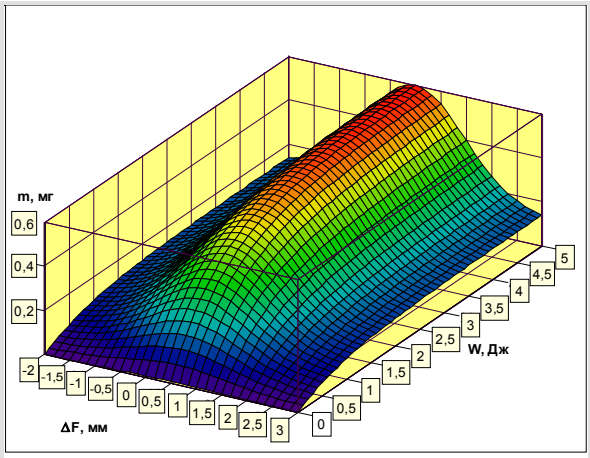


Рисунок 4 – Двухфакторная математическая модель зависимости величины удаляемой массы m, мг от энергии излучения W, Дж и положения фокуса объектива оптической системы ΔF, мм. Материал ротора – ХН70Ю, давление окружающей среды $p_c = 10^{-1}$ мм рт. ст., F=50 мм, $\tau_{им}$=1,0 мс

Применение объектно–ориентированного подхода при проектировании ЛБС позволяет осуществить оптимальный синтез функционально независимых компонентов (объектов), совместно выполняющих заданные функции системы, что позволит значительно снизить затраты на разработку, внедрение и модификацию ЛБС.

Одним из компонентов разрабатываемой информационной системы создания ЛБС является классификатор основных элементов ЛБС, на базе которого создана база данных [6].

Классификатор содержит совокупность взаимосвязанных ветвей, характеризующих основные элементы структуры ЛБС.



Рисунок 5 – Структура классификатора параметров лазерной коррекции

Пример ветви классификатора для параметров лазерной коррекции рассмотрен на рисунке 5 и в таблицах 2–5. Общий код лазера набирается в виде совокупности кодов его параметров.

Тип лазера. Определяется видами активных элементов, применяемых в лазерах балансировочных станков. Как правило, это твердотельные и газовые активные лазеры. Для газовых лазеров для данного применения характерно использование CO_2 лазеров. В качестве активных элементов твердотельных лазеров используют: стекло с Nd, АИГ:Nd и др.

Средняя мощность лазера. Из всего многообразия лазеров, используемых в балансировочной технике, были сформированы 3 группы лазеров. Группы сформированы по признаку – средняя мощность. Диапазоны средних мощностей соответствующих групп следующие:

– 1 группа: средняя мощность 2.0…10.0 Вт (код 0);

– 2 группа: средняя мощность 10.0…100.0 Вт (код 1);

– 3 группа: средняя мощность 100.0…1000.0 Вт (код 2).

Минимальная энергия излучения. Данный параметр лазера очень важен при оценке возможности применения лазера для съёма неуравновешенной массы определённой величины. Точность, с которой будет удалена неуравновешенная масса, будет во многом определяться минимальной энергией излучения, при сообщении которой удаляется минимальный объем материала для данного лазера. Диапазоны минимальных энергий излучения групп сведены в таблицу 2.

Таблица 2 – Диапазоны минимальных энергий излучения

Минимальная энергия излучения, Дж					
Код	0	1	2	3	4
Параметр	10^{-6}–0.1	0.1–2	2–10	10–50	50–100

Длина волны лазерного излучения. Длину волны как параметр лазерного излучения необ-

ходимо учитывать при подборе лазера к материалу, из которого изготовлен объект балансировки. С этой целью выделены 4 группы лазеров по признаку – длина волны излучения. Информация о них сведена в таблицу 3.

Таблица 3 – Диапазоны длин волны лазерного излучения

Длина волны лазерного излучения, мкм				
Код	0	1	1	2
Параметр	до 0.3	0.3–0.7	0.7–10.0	> 10.0

Частота генерации импульсов. По признаку – частота генерации импульсов – лазеры объединены в 5 групп, таблица 4.

Таблица 4 – Диапазоны частот лазерных импульсов

Частота генерации импульсов, Гц					
Код	0	1	2	3	4
Параметр	0.5–2	2–10	10–10^2	10^2–10^3	>10^3

Длительность импульса. По признаку длительность импульса лазеры объединены в 5 групп, информация о которых сведена в таблицу 5.

Таблица 5 – Длительность импульса

Длительность импульса, мс					
Код	0	1	2	3	4
Параметр	10^{-9}–10^{-6}	10^{-6}–10^{-3}	10^{-3}–1	1–10	>10

Управляемость лазера. Данный признак объединяет в себе три возможных варианта дистанционного управления работой лазера:

– возможность управления моментом генерации импульсов;

– возможность управления энергией импульсов;

– возможность управления включением и выключением лазера.

Разработанная информационная система, в основу которой положен данный классификатор, позволяет создавать структурные и конструктивные схемы ЛБС с оптимизированными параметрами в зависимости от типов и конструктивных особенностей балансируемого объекта, а также требований к производительности и точности балансировки.

Экспериментальные исследования. Для автоматизации процесса разработки ЛБС возникла потребность в разработке информационной системы, работающей на основе базы знаний данных о процессах универсальной балансировки как изделий машиностроения, так и изделий приборостроения.

На практике такая информационная система позволяет решить следующие задачи.

1. Сохранить и увеличить информацию о процессах балансировки.

2. Создать справочную систему по имеющейся литературе (статьи, публикации, книги) по процессам универсальной балансировки.

3. Создавать ЛБС в зависимости от требований заказчика.

4. Использовать созданную базу данных элементов ЛБС, как первый шаг к созданию единого информационного пространства на предприятиях.

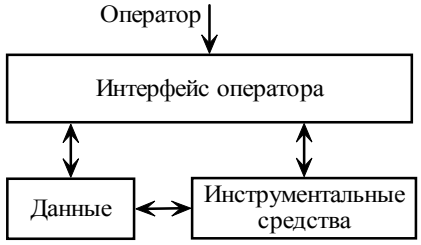


Рисунок 6 – Информационная система лазерной балансировки

Также разрабатываемая информационная система (ИС) позволит накапливать знания о балансировке, так как в последнее время есть большой пробел во многих вопросах балансировки, недостаточное количество информации и отсутствие публикаций, статей и книг по данному вопросу.

В общем виде такая система содержит базу данных, инструментальные средства работы с нею и интерфейс оператора (пользователя), взаимодействующий с обеими системами и управляющий ими, рисунок 6.

Развёрнутая архитектура информационной системы с одновременной коррекцией дисбалансов представлена на рисунке 7. Ядро информационной системы – база данных со структурированными типами данных. В среднем уровне осуществляются прикладные процедуры обращения к данным, обеспечивающие оператору доступ к ним.

Процедуры обращения к данным состоят из процедур поиска данных, процедур графического представления и модуля обновления данных, основанного на вышерассмотренном классификаторе элементов ЛБС. Аналитические инструменты включают группу математических моделей. На верхнем уровне расположены интерфейсы оператора и системы измерения и коррекции дисбалансов, содержащие модули измерения и коррекции дисбалансов, связанные с главным структурным меню, объединённым с всплывающими меню и рабочими окнами. Такое построе-

ние информационного представления должно обеспечить «дружественный» интерфейс связи с различными частями системы как в процессе измерения и коррекции дисбалансов, так и при применении и развитии базы данных.

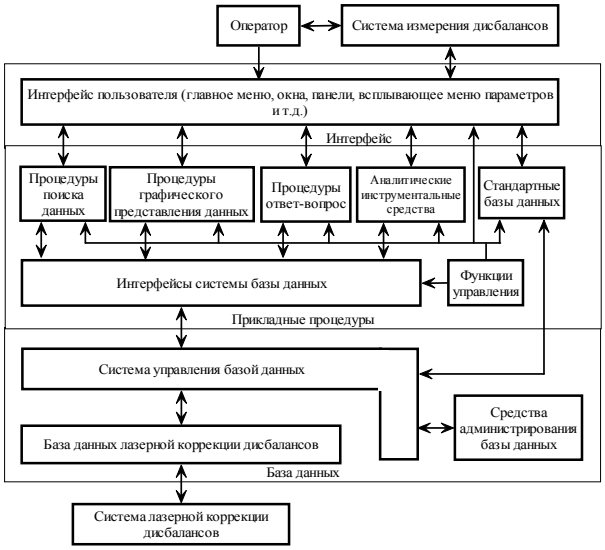


Рисунок 7 – Структура информационной системы лазерной балансировки

Программное обеспечение информационной система лазерной балансировки и регулировки объединит несколько языков программирования и специальное программное обеспечение основных, прикладных и функциональных процедур программной структуры информационной системы ЛБС, рисунок 8. В данной структуре система управления базой данных будет формировать ядро информационной системы, связанное с прикладными процедурами через процедуры поиска данных.

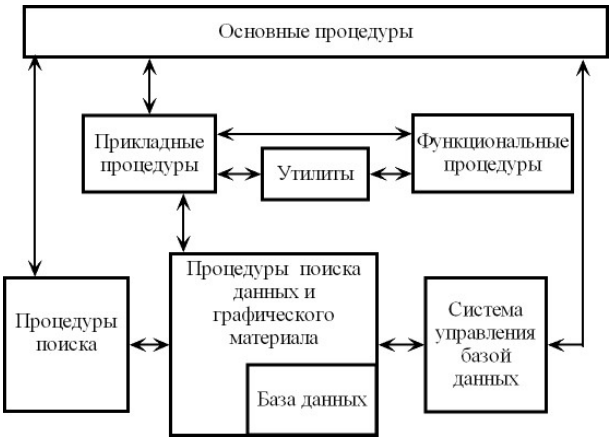


Рисунок 8 – Программная структура информационной системы ЛБС

Основные и функциональные процедуры будут взаимодействовать с функциональными процедурами и будут базой для прикладных процедур. Все прикладные процедуры будут объединены со структурой главного меню.

Для создания нужна технология, которая бы помогла сформулировать требования к ИС, спроектировать и разработать систему, отвечающую этим требованиям.

Современная технология проектирования адекватной информационной системы должна обеспечивать:

– поддержку всех жизненных циклов (ISO/IEC 12207);

– гарантированное достижение целей разработки ИС в рамках установленного бюджета, с заданным качеством и в установленное время;

– возможность декомпозиции проекта на составные части с последующей интеграцией составных частей;

– минимальное время получения работоспособных подсистем ИС;

– независимость получаемых проектных решений от средств реализации ИС (систем управления базами данных, операционных систем, языков и систем программирования);

– поддержку комплексом согласованных CASE – средств, обеспечивающих автоматизацию процессов, выполняемых на всех стадиях жизненного цикла.

Согласно современным технологиям проектирования, процесс создания ИС представляет собой процесс построения и последовательного преобразования ряда согласованных моделей на всех этапах жизненного цикла.

Разработка информационной системы ЛБС имеет следующие достоинства.

1. Понятность и простота представления данных об универсальных лазерных балансировочных станках как для специалистов, так и для простых пользователей системы за счёт применения CASE–технологии.

2. Добавление и накопление информации, что позволяет получать необходимую информацию на любом этапе производства для любого пользователя: от высококвалифицированного до начинающего инженера.

3. Логическая целостность данных, что позволяет исключать противоречия, возникающие в реальном производстве.

Заключение. В статье предложена методика и результаты построения информационной системы, которая позволяет создавать структурные и конструктивные схемы ЛБС с оптимизированными параметрами в зависимости от типов и конструктивных особенностей балансируемых объектов с помощью компьютерных технологий.

Библиографический список

1. *Джанджгава Г.И., Суминов В.М., Баранов П.Н., Будкин В.Л., Виноградов Г.М., Горелочкин Ф.Ф.* Разработка методов и средств автоматической балансировки прецизионных приборов с помо-

щью лазерного излучения // Авиакосмическая техника и технология. 2004. – № 1. – С. 29–36.

2. *ГОСТ ИСО 1940–1–2007.* Вибрация. Требования к качеству балансировки жёстких роторов. Часть 1. Определение допустимого дисбаланса // Стандартинформ. – 2008. – 26 с.

3. *Суминов В.М., Баранов П.Н.* Разработка компьютерно–управляемых лазерных балансировочных станков // Авиационная промышленность. – 2002. – № 2. – С. 44–51.

4. *Суминов В.М., Баранов П.Н., Куликов С.Н.* Разработка методов и автоматизированных лазерных комплексов для балансировки чувствительных элементов приборов // Технология машиностроения. – 2006. – № 8 (50). – С. 60–66.

5. *Баранов П.Н.* Разработка методов и оборудования для лазерной балансировки роторов прецизионных приборов // Технологии приборостроения. – 2003. – № 4 (8). – С. 63– 70.

6. *Королева Е.А., Баранов П.Н.* Моделирование информационной системы элементов универсальных балансировочных станков // Приборы. – № 6. – 2012. – С. 22 – 27.

УДК 621.382

А.В. Горечий, Н.А. Маткова, Д.В. Суворов, М.С. Тыщенко, А.Б. Ястребков

РЕЦИРКУЛЯЦИОННЫЙ ЛАЗЕРНЫЙ ДАЛЬНОМЕР

Приведены принцип действия и алгоритм работы прецизионного триангуляционного рециркуляционного лазерного дальномера, его структурная схема и результаты экспериментальных исследований. Оценена относительная погрешность измерений для данного дальномера.

Ключевые слова: лазерный дальномер, триангуляция, оптический световод.

Введение. В настоящее время в качестве прецизионных приборов измерения расстояния все чаще используют лазерные дальномеры. Триангуляционный метод измерения наиболее распространён при измерении малых расстояний (от 0,1 м – до 1 м), недостатком триангуляционного способа измерения расстояний является невысокая точность при измерении достаточно малых расстояний (меньших 1 м), которая определяется точностью измерения угла триангуляции и величиной базы триангуляции. Так, например, точность измерения расстояния L<100 мм при базе триангуляции b, равной 100 мм, фокусном расстоянии линзы, расположенной между объектом и фотоприемником (ПЗС матрицей), равном 12 мм, и составляет 0,1 % от измеряемого расстояния (10 мкм при L<100 мм). Погрешность измерения угла триангуляции $\delta\varphi$ определяется типичным размером одного пикселя и светочувствительностью стандартной ПЗС матрицы, а также зависит от диаметра лазерного пучка и расходимости лазерного излучения.

Цель настоящей работы – оценка точности измерений расстояния рециркуляционного триангуляционного лазерного дальномера.

Принцип действия и алгоритм работы рециркуляционного дальномера. Рециркуляционный дальномер с некоаксиальным способом ввода лазерного излучения в оптический световод позволяет определять расстояние до объекта триангуляционным методом (рисунок 1), но не по измерению угла триангуляции прямым способом, а по измерению частоты рециркуляции лазерного диода, величина которой зависит от угла триангуляции φ, однозначно связанного с углом ввода излучения в оптический световод, или по времени задержки лазерного излучения в световоде, которое также зависит от угла триангуляции φ. Время распространения Δt лазерного излучения по оптическому световоду существенным образом зависит от угла $\alpha_{вх}$ ввода излучения в оптоволокно. В свою очередь, угол ввода излучения в оптоволокно при использовании триангуляционной схемы связан с углом триангуляции φ и позволяет определить расстояние от лазерного диода до объекта [1].

На рисунке 2 представлен частный случай реализации триангуляционного варианта лазерного рециркуляционного дальномера с регистрацией рассеянно отраженного от объекта лазерного излучения. Если входной торец оптического световода находится в одной плоскости с выходной апертурой лазерного диода на базовом расстоянии b от нее, искомое расстояние L до объекта определяется с помощью формулы:

$$L = \frac{b}{tg\varphi} \quad , \qquad (1)$$

где b – расстояние от выходной апертуры источника лазерного излучения до входной апертуры

оптического световода в направлении, перпендикулярном к направлению зондирующего излучения (база триангуляции), φ – угол триангуляции (угол между направлением зондирующего излучения и направлением отраженного от объекта излучения на входной торец оптического световода). Выбор оптимального значения базы триангуляции определяется величиной минимального и максимального значений измеряемого расстояния.

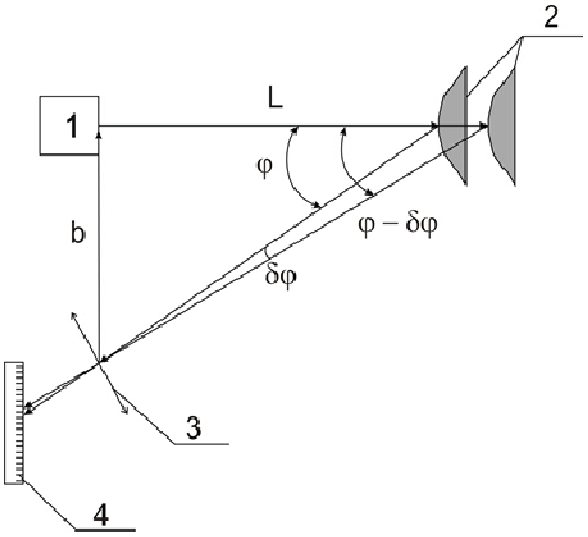


Рисунок 1 – Триангуляционная схема измерения расстояний до объекта: 1 – лазер, 2 – объект на различных расстояниях от выходной апертуры лазера, 3 – линза, 4 – ПЗС матрица

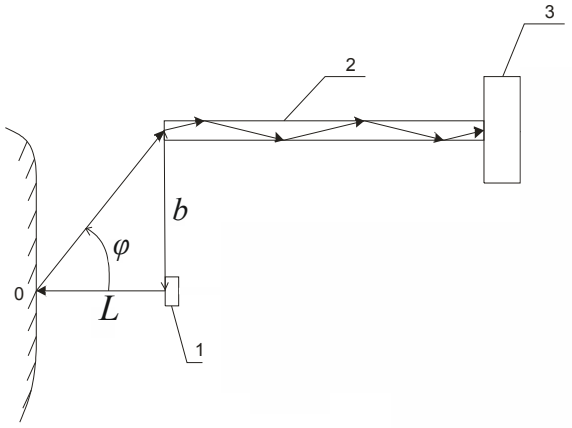


Рисунок 2 – Блок-схема триангуляционного варианта лазерного рециркуляционного дальномера: 0 – объект, 1 – лазерный диод, 2 – световод, 3 – фотодиод

В данном случае до момента регистрации фотоприемником отраженного от объекта излучения осуществляют его задержку в оптическом световоде. Причем задержка в световоде осуществляется за счет многократных отражений излучения от границы раздела сердцевины и оболочки световода. Она зависит от длины световода $l_{св}$ и угла ввода $\alpha_{вх}$ излучения в световод. В свою очередь, угол входа излучения в световод связан с углом падения $\alpha_{пад}$ на входную апертуру световода соотношением:

$$n_в \cdot \sin \alpha_{пад} = n_c \cdot \sin \alpha_{вх} \ , \qquad (2)$$

где n_c и $n_в$ – показатели преломления света световода и воздуха соответственно. В этом случае можно определить угол триангуляции φ по времени Δt распространения в световоде отраженного от объекта излучения.

Для реализации данного способа измерения расстояния необходимо ориентировать нормаль n к плоскости входной апертуры световода под углом β относительно направления зондирующего излучения (рисунок 3). Угол β выбирается в пределах от 0 до 90 градусов и определяется диапазоном измеряемых расстояний, а также базой триангуляции. Как видно из рисунка 3, между углом триангуляции φ, углом β и углом падения $\alpha_{пад}$ отраженного от объекта излучения на входную апертуру световода имеется следующее соотношение:

$$\varphi = \pm(\beta - \alpha_{пад}) . \qquad (3)$$

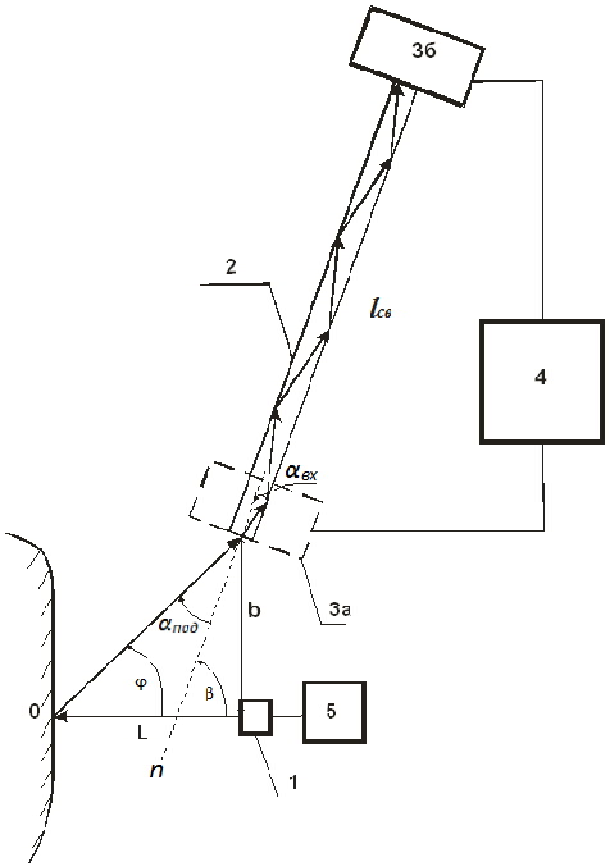


Рисунок 3 – Иллюстрация триангуляционного способа измерения расстояния по времени задержки распространения излучения, отраженного от объекта в оптическом световоде: 0 – объект, 1 – лазер, 2 – световод, 3а – первый фотоприемник, 3б – второй фотоприемник, 4 – блок измерения временных интервалов, 5 – блок управления лазерным диодом

В выражении (3) знак «+» выбирается при отсчете угла β против часовой стрелки, а знак «-» выбирается при отсчете угла β по часовой стрелке относительно направления зондирующего излучения.

Угол входа излучения в световод связан с временем Δt распространения излучения в световоде выражением

$$\alpha_{вх} = arccos[(l_{св} \cdot n_{св})/c \cdot \Delta t] , \qquad (4)$$

где $l_{св}$ – длина световода, $n_{св}$ – показатель преломления среды, по которой распространяется излучение в световоде и c – скорость распространения света в вакууме.

Таким образом, измеряя время задержки Δt, можно найти угол входа излучения в световод $\alpha_{вх}$. Далее, используя связь между углами φ, β и $\alpha_{пад}$, определяемую выражением (3), и соотношение (2), связывающее между собой углы $\alpha_{пад}$ и $\alpha_{вх}$, и зная время Δt распространения в световоде отраженного от объекта излучения, можно рассчитать расстояние L по формуле:

$$L = \frac{b}{tg[\pm(\beta - \arcsin(\frac{n_{св}}{n_в}\sqrt{(1-(\frac{l_{св}\cdot n_{св}}{c\cdot\Delta t})^2})))]} , \qquad (5)$$

где Δt – время распространения отраженного от объекта излучения в световоде, $l_{св}$ - длина световода, $n_{св}$ – показатель преломления среды, по которой распространяется излучение в световоде, $n_в$ – показатель преломления воздуха, c – скорость распространения света в вакууме.

В данном выражении учтено, что угол падения $\alpha_{пад}$ отраженного от объекта излучения определяется с помощью выражения:

$$\alpha_{пад} = \arcsin[(\frac{n_{св}}{n_в})\cdot\sqrt{1-(\frac{l_{св}\cdot n_{св}}{c\Delta t})^2}] . \qquad (6)$$

Время распространения отраженного от объекта излучения в световоде Δt измеряется путем измерения времени t_1 распространения зондирующего излучения до объекта и отраженного от объекта излучения до выходной апертуры световода, а также путем измерения времени t_2 распространения зондирующего излучения до объекта и отраженного излучения до входной апертуры световода (рисунок 3). Очевидно, что в этом случае время распространения отраженного от объекта излучения в световоде Δt определяется разностью t_2 и t_1 [2].

Экспериментальная установка. Для изучения частотных характеристик рециркуляционного дальномера была собрана экспериментальная установка (рисунок 4).

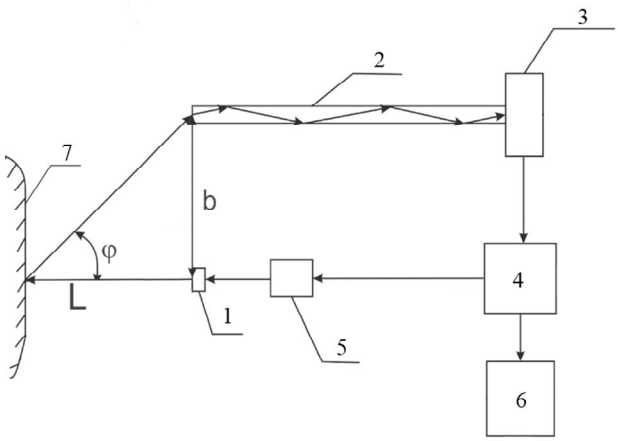


Рисунок 4 – Рециркуляционный вариант триангуляционного дальномера: 1 – лазерный диод, 2 – световод, 3 – фотоприемник, 4 – инвертор, 5 – блок управления лазерным диодом, 6 – частотомер, 7 – объект

Длину световода $l_{св}$ и угол падения $\alpha_{пад}$ излучения на входную апертуру световода выбирают достаточно большими ($l_{св} \geq 50$ м, $\alpha_{пад} \geq 45°$), чтобы небольшое изменение угла триангуляции $\delta\varphi$ приводило к существенному изменению времени распространения излучения в световоде. Такая протяженность, например, оптоволоконного световода позволяет компактно разместить его в пространстве путем свертывания в кольца аналогично пружине и получить минимальное время задержки в световоде $\Delta tmin$, равное 250 нс. Поэтому в качестве световода было выбрано полимерное оптическое волокно с $D_{сеч}$, равным 1 мм, и $l_{св}$, равным 50 м, так как при большей длине происходят потери излучения и чувствительность приемного фотодиода может оказаться недостаточной.

Алгоритм работы экспериментальной установки осуществляется следующим образом. Блок управления 5 подает напряжение на лазер 1, который начинает генерировать излучение. Зондирующее излучение отражаясь от объекта 7, попадает в оптический световод 2, далее регистрируется фотодиодом 3, который посылает сигнал на инвертор 4, после чего блок управления перестает подавать напряжение на лазер. Но в силу того что световая волна распространяется внутри световода с задержкой, в момент когда излучение перестает попадать на фотодиод, инвертор подает сигнал на блок управления, после чего блок управления подает напряжение на лазер и возникает лазерная генерация с частотой рециркуляции F, которую регистрирует частотомер 6.

Результаты эксперимента. Эксперимент проводился как при использовании линии оптической задержки, так и без нее. Частота рецир-

куляции F и длительность импульсов T определялись с помощью цифрового осциллографа.

Так, при прямом вводе лазерного излучения F была равна 3,71 МГц, а T – соответственно 269 нс (рисунок 5). Регистрация сигнала происходила на контактах фотодиода.

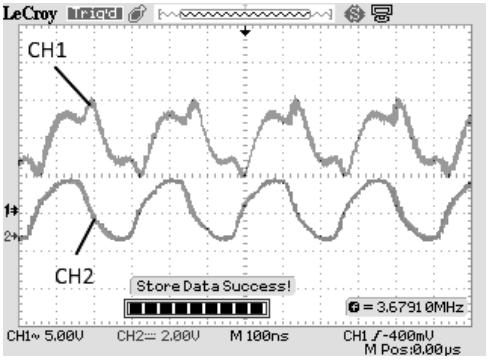


Рисунок 5 – Прямой ввод лазерного излучения в приемный фотодиод без использования оптического световода: CH1 – осциллограмма сигнала с фотодиода

При использовании оптического световода, длина которого составляла 50 м, и $\alpha_{пад}$ приблизительно равным 0°, F была равна 2,33 МГц и длительность импульса T равна 430 нс (рисунок 6). Регистрация сигнала происходила на контактах фотодиода и лазера, канал 1 и канал 2 соответственно.

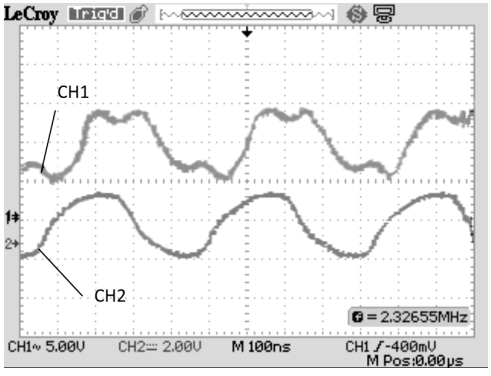


Рисунок 6 – Прямой ввод лазерного излучения в приемный фотодиод при угле падения, близком к 0°: CH1 – осциллограмма сигнала с фотодиода, CH2 – осциллограмма сигнала с лазерного диода

При использовании того же оптического световода, но при $\alpha_{пад}$, близкому к 30°, F была равна 1,96 МГц и длительность импульса T равна 510 нс (рисунок 7). Регистрация сигнала происходила на контактах фотодиода и лазера, канал 1 и канал 2 соответственно.

На основании данных результатов можно говорить о том, что данный блок управления лазерным дальномером имеет достаточное быстродействие, которое позволяет проводить измерения при использовании данной линии оптической задержки. Это было достигнуто при использовании оптоволоконных приемников AVAGO HFBR-2528Z и высокочастотных биполярных транзисторов BFG591. А также исследование частотных характеристик позволяет говорить о значительном влиянии на время распространения излучения в световоде не только длины оптического световода, но и угла падения излучения.

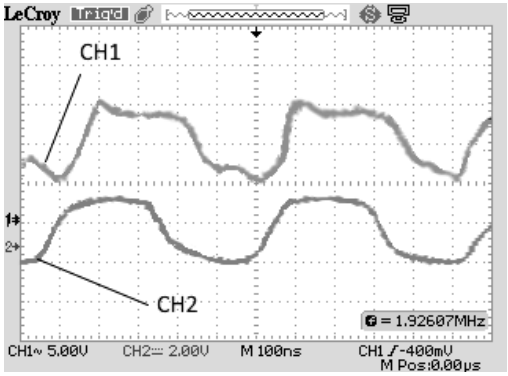


Рисунок 7 – Прямой ввод лазерного излучения в приемный фотодиод при угле падения, близком к 30°: CH1 – осциллограмма сигнала с фотодиода, CH2 – осциллограмма сигнала с лазерного диода

Оценим погрешность определения дальности до объекта в предлагаемых ранее триангуляционных способах определения расстояния.

В данном случае относительная погрешность измерений расстояния L определяется выражением:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta b}{b} + \frac{\Delta(\cos[\beta - \alpha_{пад}])}{\cos[\beta - \alpha_{пад}]} + \frac{\Delta(\sin[\beta - \alpha_{пад}])}{\sin[\beta - \alpha_{пад}]}. \quad (9)$$

Учитывая, что погрешности определения базы Δb и угла поворота нормали n к торцевой грани оптического световода $\Delta\beta$ являются систематическими и могут быть учтены с помощью калибровки прибора, основной вклад в погрешность измерения расстояний вносит величина $\Delta\alpha_{пад}$, которая связана с погрешностью определения величин $\Delta\alpha_{вх}$ и $\delta\Delta t = \delta(\Delta t_1 + \Delta t_2)$ посредством выражений:

$$\Delta\alpha_{пад} \cong \frac{n_{св} \cdot \cos\alpha_{вх}}{n_{в} \cdot \cos\alpha_{пад}} \cdot \Delta\alpha_{вх}, \quad (10)$$

$$\Delta\alpha_{вх} \cong \frac{l_{св} \cdot n_{св}}{c \cdot \sin\alpha_{вх}} \cdot \frac{\delta\Delta t}{(\Delta t)^2}, \quad (11)$$

$$\Delta\alpha_{вх} \cong \frac{l_{св} \cdot n_{св} \cdot 4\Delta F_1}{c \cdot \sin\alpha_{вх}}. \quad (12)$$

Выражение (12) справедливо при выполнении условия $\Delta t \approx \tau_{сх}$.

Так как при измерении малых расстояний относительная погрешность определения частоты рециркуляции существенно меньше относи-

тельной погрешности измерения временных интервалов, оценим погрешность измерения предлагаемого варианта триангуляционного дальномера при работе именно в рециркуляционном режиме [3,4]. В этом случае

$$\frac{\Delta L}{L} \approx 2\Delta\alpha_{пад} \approx 4\Delta\alpha_{вх} \approx \frac{4 \cdot l_{св} \cdot n_{св} \cdot 4\Delta F_1}{c \cdot \sin\alpha_{вх}}. \quad (13)$$

При длине световода, равной 50 м, абсолютной погрешности измерения частоты рециркуляции 1 Гц и угле ввода излучения в световод, приблизительно равному 45 градусам, имеем относительную погрешность $\Delta L/L \approx 6 \cdot 10^{-6}$. В этом случае при измерении расстояния L=100 мм абсолютная погрешность составляет $\Delta L \approx 0{,}6$ мкм.

Оценим погрешность определения угла триангуляции в световодном варианте рециркуляционного дальномера в том случае, когда отраженный сигнал имеет диффузный характер. В этом случае отраженное от объекта излучение будет входить в оптический световод под различными углами $\alpha_{вх}$. Рисунок 8 иллюстрирует геометрию диффузного отражения при нулевом значении угла β.

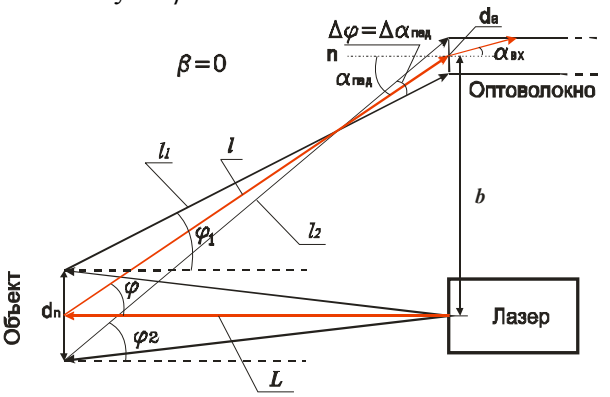


Рисунок 8 – Иллюстрация разброса угла триангуляции при диффузном характере отражения зондирующего излучения от объекта

Аналогично для относительной погрешности измерения расстояния до объекта имеем следующее выражение:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta b}{b} + \frac{\Delta(\cos\alpha_{пад})}{\cos\alpha_{пад}} + \frac{\Delta(\sin\alpha_{пад})}{\sin\alpha_{пад}}. \quad (14)$$

Погрешность измерения угла триангуляции будет определяться погрешностью определения угла падения на торцевую грань оптического световода. Диффузный характер отражения излучения от объекта вносит разброс в значения угла триангуляции φ, и максимальное значение разброса $\Delta\varphi$ можно определить геометрическим путем с помощью рисунка 8. Эту составляющую погрешности определения угла триангуляции можно назвать геометрической составляющей. Как видно из рисунка 8, значение геометрической составляющей погрешности зависит от значения следующих параметров: d_n – поперечного размера пятна лазерного излучения на объекте, d_a – диаметра апертуры световода, b – базы триангуляции, L – измеряемого расстояния.

Очевидно, что в рассматриваемом случае $\Delta\varphi=\varphi_2-\varphi_1=\Delta\alpha_{пад}$. При выполнении условия $L>>b$ и $L>>d_a$, d_n угол триангуляции будет малым и, следовательно, будет выполняться соотношение $\sin\varphi \approx \varphi$.

Тогда, используя соотношение:

$$\sqrt{1 \pm x} \cong 1 \pm \frac{1}{2}x \quad (15)$$

при x<<1, из соответствующих треугольников, представленных на рисунке 8, получим, что

$$l_1 = L\sqrt{1+\left(\frac{b-\frac{d_a+d_n}{2}}{L}\right)} \approx L\left(1+\frac{b-\frac{d_a+d_n}{2}}{2 \cdot L}\right), \quad (16)$$

$$l_2 = L\sqrt{1+\left(\frac{b+\frac{d_a+d_n}{2}}{L}\right)} \approx L\left(1+\frac{b+\frac{d_a+d_n}{2}}{2 \cdot L}\right). \quad (17)$$

Из определения синусов соответствующих углов получим следующие соотношения:

$$\sin\varphi_1 = \frac{4b - 2d_a - 2d_n}{4L + 4b - d_a - d_n}, \quad (18)$$

$$\sin\varphi_2 = \frac{4b + 2d_a + 2d_n}{4L + 4b + d_a + d_n}. \quad (19)$$

Отсюда можно найти искомое значение геометрической составляющей погрешности $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 \approx \sin\varphi_2 - \sin\varphi_1 = \frac{8(d_a+d_n)\cdot(2L+b)}{(4L+4b)^2 - (d_a+d_n)^2}. \quad (20)$$

Заключение. Таким образом, при использовании данного типа рециркулярного лазерного дальномера достигается значительное увеличение точности измерений расстояний триангуляционным способом по сравнению с существующими триангуляционными дальномерами. Упрощается конструкция, а именно отпадает необходимость в использовании дорогостоящих светочувствительных ПЗС матриц и объективов для данных матриц. Экспериментальные исследования частотных характеристик наглядно показали влияние на частоту рециркуляции как длины линии оптической задержки, так и угла падения лазерного излучения.

Рециркуляционный лазерный дальномер, прежде всего, позволяет измерять расстояние от источника лазерного излучения до объекта, но может быть использован как сверхточный датчик колебаний, что позволяет применять данный тип измерительного оборудования при использовании его различных конфигураций для решения широкого спектра задач [5].

Библиографический список

1. Патент № 2164005 РФ. СВЕТОДАЛЬНОМЕР / А.С. Будыльников., О.Б. Сторощук.

2. *Маткова Н.А*. Оценка основных оптических параметров лазерного рециркуляционного дальномера // Новые информационные технологии в научных исследованиях и в образовании: материалы XII Всероссийской науч.-техн. конф. студентов. Тез. докл. Рязань: РГРТУ, 2007. С. 134-135.

3. *Маткова Н.А*. Рециркуляционный дальномер с широким диапазоном рабочих расстояний// Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке: материалы 11-го международного молодежного форума. Тез. докл., Харьков: Харьковский национальн. универ. радиоэлектроники, 2007. С. 211.

4. *Коростик К.Н., Буйко А.С*. Температурная составляющая погрешности рециркуляционного светодальномера на основе инжекционного лазера// Инженерно-физический журнал. Т. 75. № 1. 2002. С. 174-180.

5. *Молчанов А.В., Серебряков А.Е., Чиркин М.В*. Определение порога вейвлет-фильтрации изображений сверхгладких поверхностей в пространстве радона// Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 2 (44). С. 40 – 46.

УДК 621.387.3

М.Ю. Керносов, Е.Ю. Гомозкова, В.С. Зоркин, А.А. Кондрахин, Г.В. Мельничук

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ЛАЗЕРЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Проведен краткий обзор современных моделей стабилизированных лазеров, выделены их ключевые характеристики, рассмотрен метод измерения относительной нестабильности мощности лазерного излучения, представлена модернизированная методика измерения относительной нестабильности мощности лазерного излучения, внедренная на отечественном предприятии ОАО «Плазма».

Ключевые слова: *измерительное оборудование, стабилизированный лазер, система стабилизации, мощность лазерного излучения, относительная нестабильность частоты, относительная нестабильность мощности.*

Введение. Современное производство насыщено высокотехнологичными процессами. Это требует применения соответствующих средств контроля непосредственно как в течение технологического процесса изготовления, так и измерения параметров готового изделия. В качестве примеров такого высокоточного измерительного оборудования можно привести контрольно-измерительные машины типа КИМ 1400/3000, КИМ1200С производства ООО «Лапик» (г. Саратов) [1], установки типа ЭМ-5062М, ЭМ-6729 производства ОАО «КБТЭМ-ОМО» (г. Минск) [2], а также оборудование для контроля оптических [3] и др. точных изделий. Ключевым элементом в таком оборудовании является интерферометр, а эталоном — стабильное лазерное излучение.

Целью работы является краткий обзор современных моделей стабилизированных лазеров, их ключевых параметров и методов измерения отдельных характеристик лазерного излучения.

Теоретическая часть. На сегодняшний день широко известны модели лазеров, приведенные в таблице 1[3 — 8]. Данные лазеры нашли достаточно обширное применение в промышленном технологическом и измерительном оборудовании. Кроме того, имеются сведения об использовании отдельных моделей лазеров отечественного производства в метрологических целях, в том числе и в эталонах, например в Государственном специальном эталоне шероховатости и характеризации размеров нанометрового диапазона (ВНИИМС), в Метрологическом зондовом микроскопе (Центр коллективного пользования МФТИ), в Эталоне наноиндетирования (ВНИИФТРИ).

Ключевыми характеристиками стабилизированных лазеров, определяющими их основное применение, являются стабильность оптической частоты (стабильность длины волны), воспроизводимость длины волны, когерентность лазерного излучения, нестабильность оси диаграммы направленности лазерного излучения, стабильность мощности и уровень мощности лазерного излучения. С точки зрения времени производители измеряют кратковременную и долговременную стабильность частоты (длины волны) и мощности лазерного излучения.

Таблица 1 — Основные модели выпускаемых стабилизированных лазеров

Марка лазера	Производитель
ZMI 7702	Zygo (США)
ZMI 7705	
ZMI 7714	
ЛГН-302	ОАО «Плазма» (Россия)
ЛГН-303	
05-STP-910	Melles Griot (США)
05-STP-912	
ЛГН-212-1	ОАО «Плазма» (Россия)
ЛГН-212-1 M/A/B/C/D	
ЛГН-212-1МФ	
ЛГН-212-1Di/A/B/C/D/E/F/LF	
SL 02/1	SIOS (Германия)
SL 02/2	
SL 03/1	
SL 04/1	
AT5517 A/B/C/D CL/DL/EL/FL/GL	Agilent Thechnologies (США)

Для этих параметров в зависимости от страны происхождения применяют различные единицы и методы измерения, но в целом они имеют общее сходство. Сопоставление самых важных используемых характеристик и единицы их измерения представлены в таблице 2 [3 — 7].

Таблица 2 — Ключевые характеристики лазерного излучения, используемые разными производителями

Наименование характеристики лазерного излучения	Производитель (страна)	Наименование параметра лазерного излучения	Единицы измерения
Стабильность оптической частоты или длины волны	Zygo (США)	Стабильность длины волны в вакууме	ppm
	ОАО «Плазма» (Россия)	Относительная нестабильность оптической частоты	Относительные единицы
	Melles Griot (США)	Стабильность частоты	МГц
	SIOS (Германия)	Стабильность частоты	МГц
	Agilent Thechnologies (США)	Стабильность длины волны в вакууме	ppm, ppb

Окончание таблицы 2

Наименование характеристики лазерного излучения	Производитель (страна)	Наименование параметра лазерного излучения	Единицы измерения
Стабильность мощности	ОАО «Плазма» (Россия)	Относительная нестабильность мощности	Относительные единицы
	Melles Griot (США)	Стабильность мощности	% rms
Мощность лазерного излучения	Zygo (США)	Выходная мощность излучения	мВт
	ОАО «Плазма» (Россия)	Мощность излучения	
	Melles Griot (США)	Выходная мощность	мВт
	SIOS (Германия)	Выходная мощность	
	Agilent Thechnologies (США)	Минимальная выходная мощность	

С целью упрощения сравнительного анализа лазеров по характеристикам приведем различные единицы измерения к единому стандарту [8] (таблица 3).

Таблица 3 — Таблица соответствия единиц измерения стабильности оптической частоты

Единица измерения	Приведенная величина
1ppm	$1 \cdot 10^{-6}$ отн. ед.
1ppb	$1 \cdot 10^{-9}$ отн. ед.
1МГц	$2 \cdot 10^{-9}$ отн. ед.

С учетом данных, представленных в таблице 4 (данные взяты с официальных сайтов и технической документации производителей), приведены основные известные характеристики лазеров.

Таблица 4 — Значения ключевых характеристики лазерного излучения для различных моделей лазеров

Модель лазера	Параметры лазерного излучения		
	Стабильность мощности	Стабильность оптической частоты	Мощность
Zygo ZMI 7702	—	$1\cdot10^{-8}$отн. ед (за 24 часа).	От 0.4 мВт до 0.525 мВт
Zygo ZMI 7705	—	$1\cdot10^{-8}$ отн. ед (за 1 час); $2\cdot10^{-8}$ отн. ед (за 24 часа).	От 0.25 мВт до 0.35 мВт
ОАО «Плазма» ЛГН-302	Не более 2 % (за 4часа)	$1\cdot10^{-8}$отн. ед. (за 4 часа)	Режим 1-≥0.7 мВт; Режим 2-≥0.7 мВт; Режим 3-≥ 2 мВт;
ОАО «Плазма» ЛГН-303	Не более 2 % (за 8 ч.)	$1\cdot10^{-8}$отн. ед.	≥1 мВт
ОАО «Плазма» ЛГН-212-1	10 % (за 8 часов)	$2\cdot10^{-8}$отн. ед. (за 8 часов)	≥0.2 мВт
ОАО «Плазма» ЛГН-212-1 M/A/B/C/D	2 % (за 4 часа)	$1\cdot10^{-8}$отн. ед. (за 4 часа)	≥0.2 мВт
ОАО «Плазма» ЛГН-212-1МФ	2 % (за 4 часа)	$1\cdot10^{-8}$отн. ед (за 4 часа)	≥0.2 мВт
ОАО «Плазма» ЛГН-212-1Di/A/B/C/D/E/F/LF	1 % (за 4 часа)	$1\cdot10^{-8}$ отн. ед. (за 4 часа)	≥0.25 мВт
Melles Griot 05-STP-910	±0.2 % rms	Не хуже, чем $2\cdot10^{-9}$отн. ед. (за8 ч)	0.5 мВт
Melles Griot 05-STP-912	±0.2 % rms	Не хуже, чем $2\cdot10^{-9}$отн. ед. (за8 ч)	1 мВт
SIOS SL 02/1	—	$\pm2\cdot10^{-9}$отн. ед. (за1 мин); $\pm5\cdot10^{-9}$отн. ед. (за1 час); $\pm1\cdot10^{-8}$отн. ед. (за 24 часа)	≥ 1.2 мВт
SIOS SL 02/2	—	$\pm2\cdot10^{-9}$ отн. ед. (за1 мин); $\pm5\cdot10^{-9}$ отн. ед. (за1 час); $\pm1\cdot10^{-8}$ отн. ед. (за 24 часа)	≥ 2.4 мВт
SIOS SL 03/1	—	$\pm1\cdot10^{-9}$ отн. ед. (за1 мин); $\pm2\cdot10^{-9}$ отн. ед. (за1 час); $\pm5\cdot10^{-8}$ отн. ед. (за 24 часа)	≥ 0.8 мВт
SIOS SL 04/1	—		≥ 1.2 мВт
Agilent Thechnologies AT5517 A/B/C/D CL/DL/EL/FL/GL	—	$2\cdot10^{-8}$отн. ед.	От 0.065 мВт до 0.18 мВт

Обычно измерение нестабильности мощности лазерного излучения проводят по ГОСТ 25786-83 (метод 3.3) [9]. Для этого применяется схема измерения, представленная на рисунке 1.



Рисунок 1 — Схема подключения для измерения нестабильности мощности лазерного излучения: 1 – испытуемый лазер, 2 – измеритель нестабильности мощности М3.414.083, 3 –измеритель нестабильности напряжения В8-8, 4-микроампермилливольтметр Н399

Измерение происходит следующим образом. Лазерное излучение попадает на фотоприемное устройство измерителя нестабильности мощности, где сигнал усиливается и преобразуется в

напряжение. Усиленное напряжение поступает на измеритель нестабильности напряжения, на выходе которого формируется сигнал разности измеряемого и опорного напряжений. Далее сигнал поступает на самопишущий микроампермилливольтметр, который производит запись результатов измерения на ленте. После окончания записи измеряют линейкой отклонение нарисованной пером самописца кривой от средней линии.

Полученную зависимость напряжения от времени $\beta = f(t)$ разбивают на n равных участков (n≥10).

Для каждого участка определяют максимальное и минимальное значения $\beta_{i\max}$ и $\beta_{i\min}$. Среднее значение вычисляют по формуле:

$$\overline{\beta}_i = \frac{\beta_{i\max} + \beta_{i\min}}{2}. \qquad (1)$$

Определяют среднее значение функции $\beta = f(t)$ $\overline{\beta}$ по формуле:

$$\overline{\beta} = \frac{\sum_{i=1}^{10} \overline{\beta}_i}{n}. \qquad (2)$$

Для каждого участка определяют максимальное отклонение значения от среднего за время измерения по формуле:

$$\Delta\beta_{i\max} = \left|\beta_i - \overline{\beta}\right|_{\max}. \qquad (3)$$

Определяют в процентах относительную нестабильность средней мощности лазерного излучения по формуле:

$$S_p = \frac{100}{\overline{\beta} + \frac{1}{\gamma}} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10} \Delta\beta_{i\max}^2}{n-1}}, \qquad (4)$$

где γ — масштабный коэффициент диаграммной ленты, мм.

Допускается определять в процентах относительную нестабильность средней мощности по формуле:

$$S_P = \frac{\beta_{\max} - \beta_{\min}}{\beta_{\max} + \beta_{\min}}, \qquad (5)$$

где $\beta_{\max}$ и $\beta_{\min}$ — максимальное и минимальное значения β за время измерения.

Показатели точности измерения относительной нестабильности средней мощности лазерного излучения должны соответствовать установленным в стандартах или ТУ на конкретные типы лазеров.

Границы интервала, в котором с установленной вероятностью 0.95 находится погрешность измерения относительной нестабильности средней мощности, определяют расчетным путем.

Если S_p определена по формуле (4), то в процентах:

$$\delta_{sp} = \pm \frac{5.9}{n(n-1)(1+\gamma\overline{\beta})^3 S_p^2} \times$$

$$\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left[\gamma\beta(1+\gamma\beta_i)n(1+\gamma\overline{\beta}) - \gamma\beta_i\sum_{i=1}^{n}(1+\gamma\beta_i)^2\right]^2}. \qquad (6)$$

Если S_p определена по формуле (5), то δ_{sp} в процентах:

$$\delta_{sp} = \pm 11.8 \times \sqrt{\frac{\left[(\beta_{\min} + \frac{1}{\gamma})\beta_{\max}\right]^2 + \left[(\beta_{\max} + \frac{1}{\gamma})\beta_{\min}\right]^2}{(\beta_{\max} + \beta_{\min} + \frac{2}{\gamma})^2(\beta_{\max} - \beta_{\min})^2}}. \qquad (7)$$

Недостатком данной методики является использование прибора Н399, так как он содержит механику, требует специальных чернил и сложен в техническом обслуживании. Перед началом испытаний необходимо выбрать скорость протяжки ленты, установить ручки регулировки приборов в положения, при которых максимальная ширина ленты будет соответствовать выбранному масштабу. Таким образом, при ошибочно выбранном масштабе и неполадках в тракте подачи чернил измерения придется проводить повторно.

ГОСТ 25786-83 позволяет проводить измерение относительной нестабильности мощности методом 3.2 путем прямого измерения нестабильности напряжения. Поэтому для измерения относительной нестабильности мощности лазерного излучения возможно применение новой схемы (рисунок 2) и методики измерения.



Рисунок 2 — Схема подключения для измерения нестабильности мощности лазерного излучения: 1 – испытуемый лазер, 2 – измерительная головка блока приемного устройства ЩФ 3.435.082, 3 – цифровой мультиметр АРРА-207, 4 – персональный компьютер (ПК)

При испытаниях данные измерений напряжения, снимаемого с измерительной головки блока приемного устройства, поступают на ПК и с помощью программного обеспечения WinDMM300, входящего в комплект мультимера АРРА-207.

Полученную зависимость напряжения от времени $U = f(t)$ разбивают на n равных участков ($n = 10$).

Для каждого участка определяют максимальное и минимальное значения напряжения $U_{\max}$, и $U_{\min}$.

Определяют среднее значение напряжения

для каждого участка $\overline{U}_i$ по формуле:

$$\overline{U}_i = \frac{U_{i\max} + U_{i\min}}{2}. \quad (8)$$

Определяют среднее значение напряжения за время измерения по формуле:

$$\overline{U} = \frac{\sum_{i=1}^{10} \overline{U}_i}{10}. \quad (9)$$

Для каждого участка определяют максимальное отклонение напряжения от среднего значения за время измерения $\Delta U_{i\max}$ по формуле:

$$\Delta U_{i\max} = \left| U_i - \overline{U} \right|_{\max}. \quad (10)$$

Определяют в процентах относительную нестабильность средней мощности по формуле:

$$S_p = \frac{100}{\overline{U}} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10} \Delta U_{i\max}^2}{9}}. \quad (11)$$

Показатели точности измерения относительной нестабильности средней мощности должны соответствовать установленным в стандартах или ТУ на конкретные типы лазеров.

Границы интервала δ_{Sp}, в котором с установленной вероятностью 0.95 находится погрешность измерения относительной нестабильности средней мощности, определяют расчетным путем:

$$\delta_{Sp} = \pm \frac{6.7}{9 S_p^2 \overline{U}^3} \times \sqrt{\sum_{i=1}^{10} \left(U_i^2 10\overline{U} - U_i \sum_{i=1}^{10} U_i^2 \right)^2}. \quad (12)$$

Экспериментальные исследования. В настоящей работе проведено сравнительное измерение нестабильности мощности лазерного излучения по двум вышеописанным методикам. На рисунке 3 представлена копия ленты с записью за 4.5 часа непрерывной работы (включая 0.5 часа предварительного прогрева лазера). На рисунке 4 показан график, полученный по данным с мультиметра.

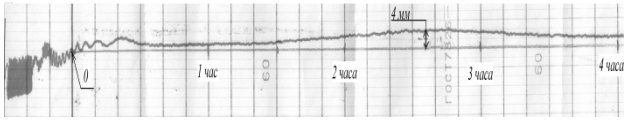


Рисунок 3 — Лента относительной нестабильности мощности с самописца Н399

После обработки результатов с ленты получено значение нестабильности мощности, равное 0.4 %.

Обработка данных с мультиметра дала результат нестабильности мощности лазерного излучения, равный 0.44 %.

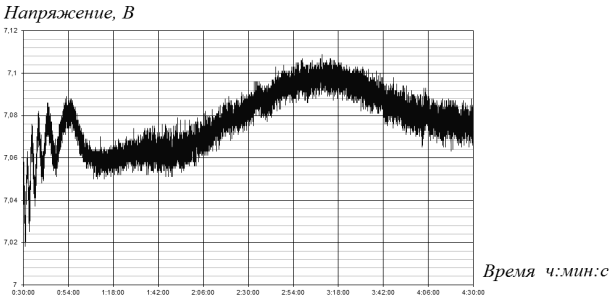


Рисунок 4 — График нестабильности напряжения по данным мультиметра APPA 207 USB

Сравнивая результаты измерений, представленные на рисунках, можно сделать вывод о их сопоставимости.

Очень важным преимуществом схемы измерения с использованием мультиметра и ПК является то, что можно легко выделить необходимый промежуток времени и произвести точный расчет. Минимальный промежуток времени, за который допустимо проводить расчет результатов, определяется только частотой дискретизации регистрирующего прибора (в данном случае — мультиметра APPA 207USB).

Заключение. В статье сделан краткий обзор современных стабилизированных лазеров, рассмотрены методика измерения относительной нестабильности мощности и ее модернизированный вариант. Показано, что измерение относительной нестабильности мощности по новой методике позволяет значительно упростить сами измерения и ускорить обработку их результатов, а также, расширить возможности измерений за счет того, что имеется свобода выбора необходимого участка измерений и его детальное исследование.

Библиографический список

1. Сайт фирмы ООО «Лапик». URL: http://www.lapic.ru/prod/kim/ (дата обращения 30.01.2015).

2. Сайт ОАО «КБТЭМ-ОМО». URL: http://kb-omo.by (дата обращения 30.01.2015).

3. Лазерные интерферометры. URL: http://www.zygo.com/?/met/interferometers/mini/minixp.htm (дата обращения 30.01.2015).

4. Сайт фирмы ОАО «Плазма». URL: http://www.plasmalabs.ru/ (дата обращения 30.01.2015).

5. Сайт корпорации Melles Griot. URL: http://mellesgriot.com/ (дата обращения 30.01.2015).

6. Стабилизированные гелий-неоновые лазеры URL: http://www.sios.de (дата обращения 30.01.2015).

7. Сайт фирмы Agilent Technologies. URL: http://www.agilent.com/home (дата обращения 30.01.2015).

8. Стандарты на методы контроля. Лазеры непрерывного режима работы. Методы измерения не-

стабильности частоты излучения [Текст]: ГОСТ 25918-83. — Введ. 01.01.85. — М.: Изд − во стандартов, 1984. — 33 с.

9. Стандарты на методы контроля. Лазеры. Методы измерений средней мощности, средней мощности импульса, относительной нестабильности средней мощности лазерного излучения [Текст]: ГОСТ 25786-83. — Введ. 01.07.84. — М: Изд − во стандартов, 1983. — 25 с.

УДК 621.316.721.1

М.С. Лурье, А.С. Фролов, О.М. Лурье

СНИЖЕНИЕ ПУЛЬСАЦИЙ МОЩНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ДЛЯ ПИТАНИЯ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ

В работе рассмотрен метод снижения пульсаций напряжения мощных выпрямителей для питания магнитных систем электрофизической аппаратуры, основанный на введении в цепь нагрузки компенсирующего напряжения, равного по величине и противоположного по фазе напряжению пульсаций. Рассмотрены схемы пассивных и активных компенсаторов пульсаций. Даны практические схемы компенсаторов пульсаций и основные соотношения для их расчета. Приведены результаты имитационного моделирования активных компенсаторов пульсаций, и даны рекомендации для проектирования таких устройств.

Ключевые слова: *мощные выпрямители, пульсации напряжения, компенсация, моделирование, имитационная модель.*

Введение. В современных системах точного электропривода и автоматизированных установках для физических исследований, в радиоэлектронной, электрохимической и других отраслях промышленности необходимы мощные (более 10 кВт) источники питания магнитных систем. Такие источники должны иметь малые (менее 0,01 %) пульсации тока и напряжения и широкий (до 100) диапазон изменения тока в нагрузке. Они строятся на управляемых выпрямителях (УВ) или широтно-импульсных преобразователях (ШИП).

Использование пассивных фильтров для снижения пульсаций в мощных выпрямителях нецелесообразно, так как требует наличия дросселей со значительной индуктивностью и конденсаторов большой емкости.

На выходе УВ и ШИП всегда присутствуют пульсации напряжения, которые существенно возрастают при регулировании выходного напряжения преобразователей [1].

Недостатком ШИП является высокий уровень электромагнитных помех, которые нарушают работу расположенной вблизи электронной аппаратуры, что вынуждает принимать сложные меры по экранированию всего силового оборудования. В УВ частота пульсаций и уровень гармоник выходного напряжения даже при глубоком регулировании значительно ниже, чем в ШИП, поэтому они создают меньше электромагнитных помех, но требуют специальных мер по снижению пульсаций напряжения и тока в нагрузке.

Нагрузкой в данных устройствах является мощный электромагнит с кованым или литым сердечником. Индуктивный характер нагрузки способствует снижению пульсаций тока, но наличие потерь энергии в цельном сердечнике и значительная индуктивность рассеяния приводят в конечном итоге к тому, что реальная проводимость такой нагрузки для первой гармоники пульсаций может быть значительно (в несколько раз) больше, чем у идеальной активно-индуктивной цепи.

В качестве примера (рисунок 1) приведем амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) электромагнита ядерного магнитного анализатора на ток 100 А (сплошная линия) в сравнении с АЧХ идеальной активно-индуктивной цепи с теми же параметрами активного сопротивления и индуктивности (пунктирная линия). Там же, на рисунке приведена схема замещения электромагнита.

Цель данной работы – исследование и разработка активных и пассивных компенсаторов пульсаций напряжения мощных источников тока для питания магнитных систем.

Теоретическая часть. В работе рассмотрена возможность применения компенсаторов пульсаций (КП), которые представляют собой

генераторы переменного компенсирующего напряжения, противоположного по фазе напряжению пульсаций. Такие генераторы включаться параллельно или последовательно с нагрузкой.

Можно показать [1,2], что в большинстве случаев, когда внутреннее сопротивление выпрямителя мало по сравнению с сопротивлением нагрузки, предпочтительна последовательная схема КП. Поэтому она рассматривается в настоящей статье.

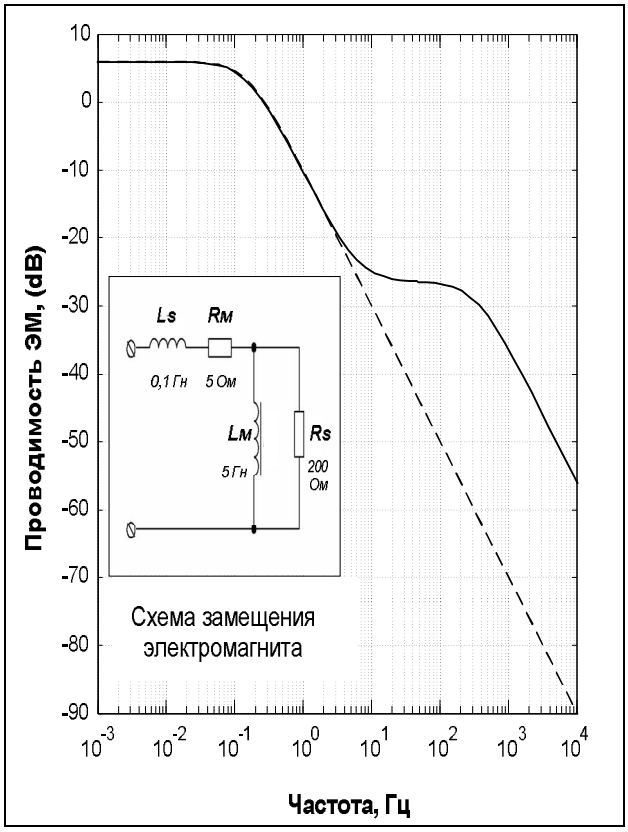


Рисунок 1 – Амплитудно-частотная характеристика и схема замещения мощного электромагнита: Rм и Lм – сопротивление и индуктивность обмотки электромагнита; Ls и Rs – индуктивность рассеяния и эквивалентное сопротивление потерь в сердечнике

Для введения компенсирующего напряжения в силовую цепь можно использовать трансформаторы. Основными недостатками последовательной компенсации пульсаций являются необходимость применения трансформатора, рассчитанного на полный ток нагрузки, и подмагничивание его сердечника. Поэтому трансформатор изготавливается с зазором или размагничивающей обмоткой.

Очевидно, что для эффективной работы устройства амплитуда компенсирующего напряжения должна быть равна, а фаза сдвинута на 180°·(2k – 1) по отношению к компенсируемой гармонике пульсаций. На практике, между компенсирующими и компенсируемыми напряжениями гармоник есть некоторые сдвиги по фазе, отличающиеся от требуемых, и амплитуды их неточно соответствуют друг другу. Определим требования, которые должны предъявляться к амплитудам и фазам компенсирующих напряжений. Для этого найдем результирующее напряжение, полученное как разность напряжений *i*-й гармоники компенсируемого и компенсирующего напряжений (ΔU_i), и получим выражение для коэффициента подавления напряжения *i*-й гармоники K_i:

$$K_i = \frac{U_i}{\Delta U_i} = \frac{1}{\sqrt{A_i^2 + 1 - 2A_i \cos\phi_i}}, \qquad (1)$$

где $A_i = U_{ki}/U_i$ – амплитудная характеристика компенсатора пульсаций на *i*-й гармонике (U_{ki} – амплитуда компенсируемого напряжения *i*-й гармоники, U_i – амплитуда компенсирующего напряжения *i*-й гармоники); ϕ_i – допустимое рассогласование фаз между компенсируемым и компенсирующим напряжениями.

По формуле (1) можно рассчитать области, в которых должны лежать A_i и ϕ_i на частоте *i*-и гармоники, чтобы осуществить подавление пульсаций в K_i раз.

По методу получения компенсирующего напряжения схемы КП можно разделить на пассивные и активные.

На рисунке 2, а показана схема одного из разработанных пассивных КП. Обмотка ω_1 представляет собой датчик пульсаций напряжения выпрямителя. Конденсатор *C* в данной схеме служит для исключения постоянной составляющей напряжения. Переменная составляющая напряжения трансформируется в обмотку ω_2, которая включена последовательно с нагрузкой. Напряжение данной обмотки представляет собой компенсирующее напряжение. Обмотка ω_3 с дросселем *Др* является обмоткой размагничивания.

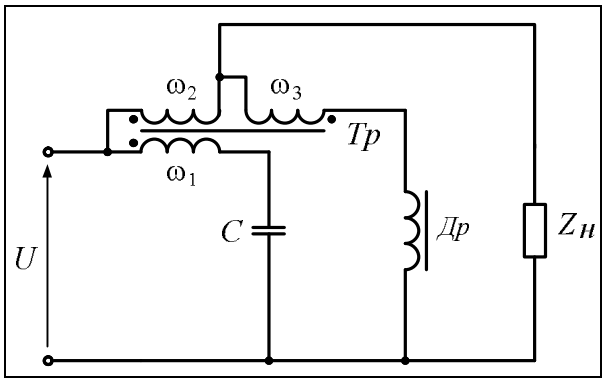
В простейшем случае КП может быть построен по схеме, изображенной на рисунке 2, б. Цепь компенсирующей обмотки настроена в резонанс с первой гармоникой пульсаций, при этом коэффициент сглаживания пульсаций определяется добротностью резонансного контура. Для обеспечения требуемого фазового сдвига и амплитудных соотношений компенсирующего напряжения относительно напряжения пульсаций наиболее эффективно использовать режим резонанса в компенсирующей обмотке. Коэффициент сглаживания пульсаций K_3 определяется соотношением:

$$K_3 = K_1 \cdot Q, \quad (2)$$

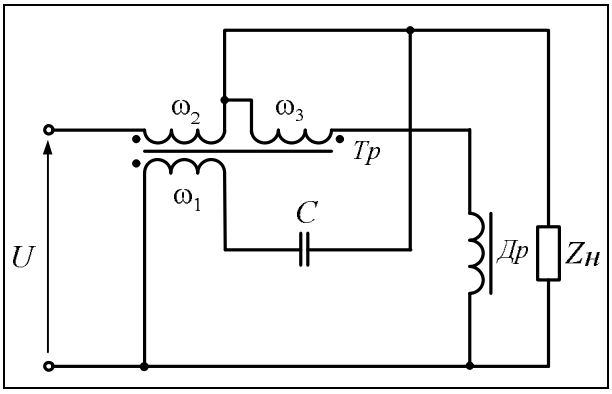
где K_1 – коэффициент сглаживания пульсаций, определяемый наличием в цепи нагрузки индуктивности обмотки ω_2 трансформатора *Тр*; Q – добротность контура. Коэффициент K_1 находится по известной формуле для L – фильтров [3]:

$$K_1 = \frac{2\pi m f_C L}{R_H},$$

где m – эквивалентное число фаз выпрямления; f_C – частота сети; R_H – сопротивление нагрузки.



а



б

Рисунок 2 – Пассивные компенсаторы пульсаций

Для схемы, изображенной на рисунке 2, а, при равенстве чисел витков обмоток ω_1 и ω_2 потенциалы их правых (по схеме) концов одинаковы. Поэтому конденсатор С не только выполняет функции разделительного в цепи обмотки ω_1, но и образует совместно с индуктивностью обмотки ω_2 фильтр *LC*, который дополнительно сглаживает пульсации. Коэффициент сглаживания K_4 рассчитывается по формуле:

$$K_4 = K_2 \cdot Q, \quad (3)$$

где K_2 – коэффициент сглаживания пульсаций, определяемый наличием в цепи нагрузки индуктивности обмотки ω_2 трансформатора *Тр* и конденсатора *С*, который находится по известной формуле для LC – фильтров [3]:

$$K_2 = (2\pi m f_C) LC - 1.$$

Поскольку коэффициенты сглаживания пульсаций для L и LC – фильтров имеют соотношение $K_2 > K_1$, то $K_4 > K_3$. Следовательно, эффективность второй из представленных схем выше, чем первой.

Экспериментальные исследования. Рассмотренные КП экспериментально опробованы в схеме трехфазного мостового выпрямителя с током нагрузки 35 А. В качестве трансформатора использовался стандартный двухобмоточный дроссель типа Д261Т. Дроссель рассчитан на ток подмагничивания до 50 А, поэтому специальное размагничивание не требовалось. Добротность настроенной в резонанс обмотки дросселя на частоте первой гармоники составила около 150.

Для первой гармоники измеренная величина K_1=14, а K_2= 50. Соответственно K_3 = 2060, что близко к результату измерения (расчет по формуле (2) дает $K_3 = K_1 \cdot Q$=2100). Величина коэффициента сглаживания пульсаций в схеме, показанной на рисунке 2, а, K_4=7350 (согласно формуле (3) $K_4 = K_2 \cdot Q$ = 7500).

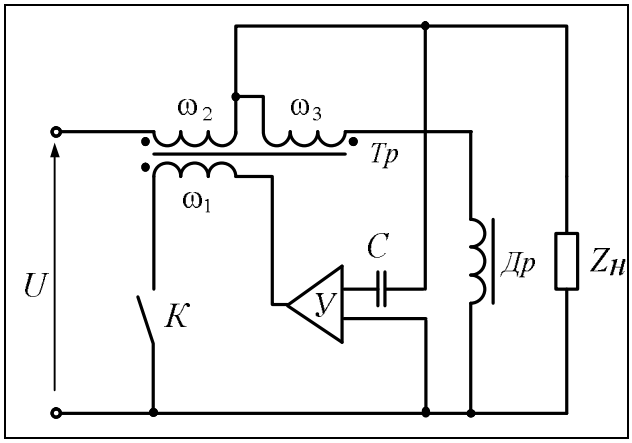
Некоторое снижение экспериментально определенного коэффициента сглаживания в сравнении с теоретическим объясняется погрешностью измерений, связанной с несинусоидальной формой пульсаций сглаженного напряжения.

Недостатком рассмотренных устройств является то, что большой коэффициент сглаживания пульсаций может быть получен только в режиме резонанса напряжений первичной обмотки трансформатора. При колебаниях частоты сети и изменениях тока нагрузки, которые ведут к изменениям индуктивности обмоток трансформатора вследствие нелинейности свойств магнитного сердечника (даже при его размагничивании специальной обмоткой), трансформатор КП выходит из резонанса и коэффициент сглаживания резко снижается. Для обеспечения устойчивой работы таких КП приходится снижать добротность резонансного контура. При этом настройка в резонанс сохраняется при небольших вариациях параметров, но падает коэффициент сглаживания, который в реальных условиях не превышает нескольких десятков.

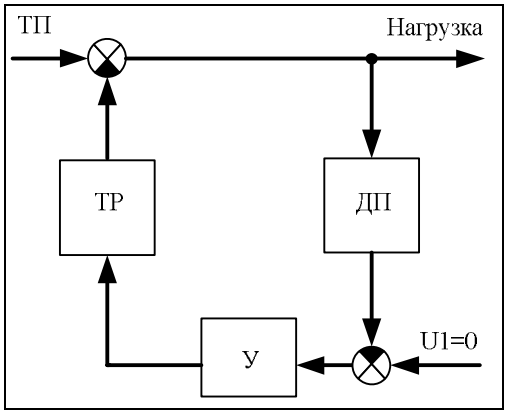
Существует другой тип КП, который может быть назван активным компенсатором пульсаций (АКП) [1] (рисунок 3, а). Переменная составляющая напряжения на нагрузке выделяется на входном сопротивлении усилителя *У*, усиливается и через трансформатор *Тр* подается в цепь нагрузки в противофазе с напряжением пульса-

ций. Как и ранее, обмотка ω_3 служит для размагничивания сердечника. Ключ *К* служит для включения АКП в работу.

Активный КП представляет собой замкнутый автоматический контур (рисунок 3, б). Коэффициент сглаживания пульсаций в АКП определяется коэффициентом усиления усилителя У в цепи обратной связи. Напряжение пульсаций от датчика пульсаций ДП с инверсией проходит на вход усилителя У, при (U1=0), усиливается и через трансформатор ТР подается в цепь нагрузки в противофазе с напряжением пульсаций ТП.



а



б

Рисунок 3 – Активный компенсатор пульсаций: а – принципиальная схема; б – структурная схема

Мощность пульсаций рассчитывается по формуле:

$$P_П = U_1^2 / Z_Н , \qquad (4)$$

где U_1 – действующее значение первой гармоники пульсаций напряжения; $Z_Н$ – полное сопротивление нагрузки на частоте первой гармоники пульсаций.

Поскольку мощность пульсаций составляет 1 % – 0,01 % мощности нагрузки на постоянном токе, то усилитель пульсаций может быть маломощным.

Основной проблемой при разработке АКП является обеспечение равенства амплитуд компенсирующей и компенсируемой гармоник, а также сдвига фаз между ними 180°. Трансформатор АКП, нагруженный электромагнитом на частоте первой гармоники, из-за наличия потерь в обмотках и сердечнике не является идеальным устройством для компенсации пульсаций.

Для количественной оценки степени неидеальности в качестве примера рассчитан трансформатор для АКП. Сердечник трансформатора ПЛ25х50х80 из стали 3425 с толщиной ленты 0,05 мм. Первичная обмотка имеет $\omega_1 = 7$ витков медного провода ПЭЛ-2 диаметром 1,1 мм, компенсирующая обмотка $\omega_2 = 7$ витков медной шины 6х8 мм по ГОСТ 434-78, обмотка размагничивания $\omega_3 = 700$ витков провода ПЭВ-2 диаметром 1,1 мм.

Расчет показал, что трансформатор на частоте первой гармоники 300 Гц (для мостовой трехфазной схемы выпрямления) имеет коэффициент трансформации 0,912 и фазовый сдвиг между напряжениями первичной и компенсирующей обмоток 2°. Такие параметры, согласно (1), позволяют получить коэффициент сглаживания не более 15 – 20, что явно недостаточно. Требуемые характеристики магнитных устройств целесообразней, дешевле и проще получать путем введения электронного усилителя, охватывающего трансформатор цепью отрицательной обратной связи (ООС). Такие устройства называются магнитоэлектронными [4]. Введение усилителя с коэффициентом усиления 100 повышает коэффициент трансформации до 0,995 и уменьшает фазовый сдвиг до 0,02°.

Питание размагничивающей обмотки удобнее всего осуществлять от генератора тока на ОУ с мощным выходным высоковольтным транзистором с параллельно включенным защитным диодом. В качестве входного сигнала генератора тока следует использовать напряжение, снимаемое с шунта или другого датчика тока, включенного последовательно с нагрузкой. Величина сопротивления шунта $R_{Ш}$ рассчитывается по формуле:

$$R_{Ш} = R_M \frac{\omega_{РАБ}}{\omega_{РАЗМ}} , \qquad (5)$$

где R_M – сопротивление обмотки электромагнита; $\omega_{РАБ}$ – число витков рабочей (вторичной) обмотки трансформатора КП; $\omega_{РАЗМ}$ – число витков размагничивающей обмотки.

Для анализа работы АКП разработана его имитационная модель [5] в пакете Simulink программы Matlab в соответствии со схемой, пока-

занной на рисунке 3. Параметры трансформатора в модели соответствуют приведенным выше значениям. В качестве нагрузки принята схема замещения, приведенная на рисунке 1, с параметрами, соответствующими показанной на данном рисунке АЧХ. Модель состоит из стандартных блоков, представленных в библиотеки SimPowerSystems [6].

Результат моделирования при коэффициенте усиления усилителя в цепи отрицательной обратной связи $K_y = 6000$ приведен на рисунке 4.

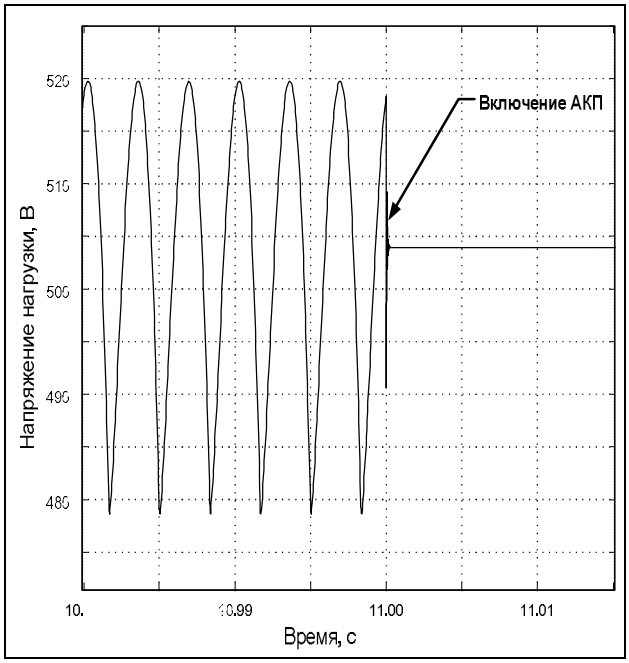


Рисунок 4 – Результаты моделирования АКП

Коэффициент сглаживания пульсаций напряжения в данном случае равен 2000 при номинальном токе 100 А, и его значение не зависит от частоты сети. Увеличение коэффициента усиления при обеспечении устойчивости системы позволит получить и большое значение коэффициента сглаживания.

Применение АКП, как показало моделирование, особенно целесообразно в тех случаях, когда производится глубокое регулирование тока в нагрузке. В данном случае АКП позволяет уменьшить пульсации в 10000 раз. Это объясняется более точной компенсацией напряжения пульсаций, так как трансформатор работает практически в режиме холостого хода и амплитудные и фазовые сдвиги между напряжением первичной и компенсирующей обмоток стремятся к нулю.

Заключение. Таким образом, можно сделать следующие выводы:

– активные КП по своим показателям могут заметно превосходить обычные фильтры, в особенности в цепях питания сильноточных нагрузок с относительно низким напряжением, так как при тех же условиях имеют значительно (на несколько порядков) больший коэффициент сглаживания, чем обычные LC фильтры;

– устройства обладают высокой надежностью, а также просты по конструкции и в настройке;

– сглаживание высших гармоник в компенсаторах пульсаций может достигаться путем введения дополнительных первичных обмоток, настроенных в резонанс с заданной гармоникой. Такое решение повышает эффективность работы фильтра, что особенно важно в процессе работы управляемых выпрямителей.

Библиографический список

1. *Кривцов А.Н.* Мощные стабилизаторы тока / *А.Н Кривцов, М.С Лурье, В.П Николаев.* – Л.: ЛДНТП, 1976. – 24 с.

2. *Лурье М.С., Лурье О.М.* Компенсаторы пульсаций для мощных выпрямителей // Межвуз. сборник науч. трудов «Оптимизация режимов работы электроприводов» / под ред. А.Н. Пахомова. – Красноярск: Сиб. федер. Ун-т, 2008. С. 5 – 9.

3. *Забродин Ю.С.* Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. - М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.

4. *Гусев В.Г.* Электроника / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. - М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.

5. *Лурье, М.С., Лурье О.М., Баранов Ю.С.* Активные компенсаторы пульсаций для мощных выпрямителей // Вестник КрасГАУ. 2010. – № 6. – С. 149 – 154.

6. *Черных И.В.* Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink / И.В. Черных. – М.: ДМК Пресс «Питер», 2008. – 288 с.

УДК 531.717.81, 621.373.8

Ю.В. Воробьев, А.А. Куприн, А.В. Молчанов, Н.С. Плешаков, А.Е. Серебряков, М. В. Чиркин

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ФЛУКТУАЦИЙ ВЫСОТЫ СВЕРХГЛАДКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДИЭЛЕКТРИКА

Выполнена оценка влияния собственных шумов атомно-силового микроскопа и интерференционного микроскопа белого света на результаты измерений спектральной плотности флуктуаций высоты для диэлектрических поверхностей со среднеквадратичной шероховатостью менее 0,5 нанометра. Развит подход к оценке собственного шума на основе регистрации последовательности отсчетов высоты в фиксированной точке поверхности образца. С помощью метода дисперсии Аллана проанализированы возможности для уменьшения случайной погрешности при усреднении изображений одного и того же участка рельефа.

Ключевые слова: *атомно-силовой микроскоп, интерферометр белого света, спектральная плотность, автокорреляционная функция, дисперсия Аллана.*

Введение. Использование кольцевых лазерных гироскопов в инерциальных навигационных системах первого класса точности, характеризующихся погрешностью определения координат (2σ) не более 0,9 км за час автономной работы, требует обеспечить точность измерения угловой скорости не хуже 0,005 ^{o}/час и шумовую составляющей дрейфа выходного сигнала - 0,001 ^{o}/час$^{1/2}$ [1]. Для этого необходимо комплектовать кольцевые лазеры зеркалами, для которых мощность излучения, рассеянного по всем направлениям, составляет менее 10^{-5} от мощности падающего на зеркало оптического пучка [2].

Векторная теория [3, 4] позволяет рассчитать угловое распределение рассеянного монохроматического излучения по известной спектральной плотности флуктуаций высоты шероховатой поверхности диэлектрика (PSD-функции). Как правило, среднеквадратичная шероховатость зеркала, рассеяние на котором соответствует сформулированному выше требованию, находится в пределах 0,2 ÷ 0,3 нанометра.

В работах [5, 6] показано, что трехмерные изображения нанорельефа, зарегистрированные с помощью атомно-силового микроскопа (AFM), являются достоверным источником информации для определения рассеивающих свойств. Требуемым разрешением по высоте обладают также интерференционные микроскопы (интерферометры) белого света (WLI). Однако отсчеты высоты сопровождаются случайными погрешностями, вызванными шумами различного происхождения. В условиях сканирования поверхности собственные шумы измерительных приборов создают потенциальную возможность регистрации ложного хаотического рельефа, не имеющего никакого отношения к свойствам исследуемого образца.

Цель работы – определить влияние собственных шумов атомно-силового микроскопа и интерферометра белого света на спектральную плотность флуктуаций высоты, рассчитанную по изображениям оптической поверхности, полученным экспериментально.

Оценка собственного шума атомно-силового микроскопа. Чтобы получить исходную информацию, с помощью атомно-силового микроскопа «ИНТЕГРА» фирмы NT-MDT, в прерывисто-контактном режиме зарегистрированы отсчеты высоты z_k ($k = 0 \ldots 2N$, $2N = 1{,}6 \cdot 10^6$) с частотой выборки f_s = 16 кГц в фиксированной точке поверхности отполированной подложки, изготовленной из оптической стеклокерамики СО-115М. Измерения выполнены в двух ситуациях: 1) измерительная головка AFM и подложка помещены под защитный колпак; 2) защитный колпак отсутствует. Рисунок 1 содержит последовательности отсчетов высоты (слева) и модули частотных спектров (справа), вычисленные с помощью быстрого преобразования Фу-

рье. Если защитный колпак установлен, последовательность отсчетов содержит медленный систематический тренд и случайную составляющую $\tilde{z}_k$. Удаление колпака сопровождается появлением помех, расширяющих частотный спектр.

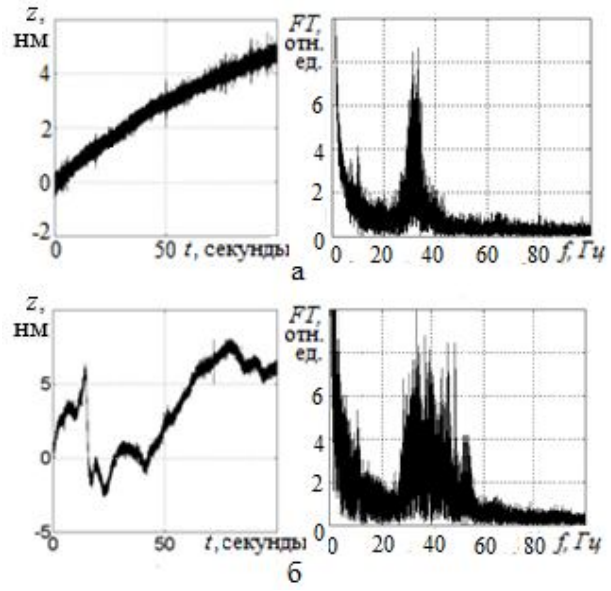


Рисунок 1 – Последовательности отсчетов высоты в фиксированной точке подложки (слева) и их частотные спектры (справа): а – AFM с защитным колпаком; б – защитный колпак отсутствует

На рисунке 2 представлена автокорреляционная функция $r(\tau)$, рассчитанная для случайной составляющей $\tilde{z}_k$, измеренной с помощью AFM с защитным колпаком:

$$r(\tau_m) = \frac{\sum_{k=1}^{2N-m} \tilde{z}_k \cdot \tilde{z}_{k+m}}{2N-m}, \quad \tau_m = m/f_s, \quad m = 0, 1 \ldots \quad (1)$$

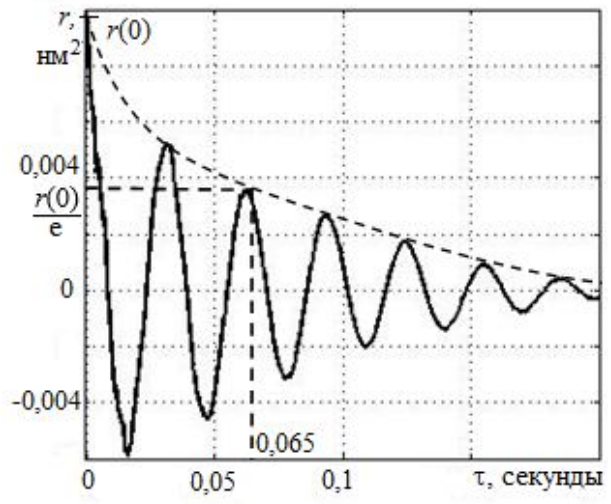


Рисунок 2 – Автокорреляционная функция для последовательности отсчетов высоты в фиксированной точке поверхности подложки. Измерения выполнены с защитным колпаком

Время корреляции, за которое амплитуда осцилляций автокорреляционной функции уменьшается в $e \approx 2{,}72$ раза, составляет около 65 мс.

Возможность уменьшения случайной погрешности с помощью усреднения проанализирована с помощью метода дисперсии Аллана [7]. Для этого последовательность отсчетов высоты z_k разбита на $K = 2N/M$ не перекрывающихся кластеров по M отсчетов в каждом:

$$\underbrace{z_1, z_2, \ldots, z_M}_{k=1}, \quad \underbrace{z_{M+1}, \ldots, z_{2M}}_{k=2}, \ldots, \underbrace{z_{2N-M}, \ldots, z_{2N}}_{k=K}. \quad (2)$$

Для кластеров вычислены средние значения:

$$\overline{z_k}(M) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M} z_{(m-1)\cdot M+k}; \quad k = 1 \ldots K \quad (3)$$

и дисперсия Аллана σ_A^2:

$$\sigma_A^2(M) = \frac{1}{2(K-1)} \sum_{k=1}^{K-1} (\overline{z}_{k+1}(M) - \overline{z}_k(M))^2. \quad (4)$$

На рисунке 3 представлена зависимость корня из дисперсии Аллана σ_A от количества отсчетов M, по которым выполнено усреднение.

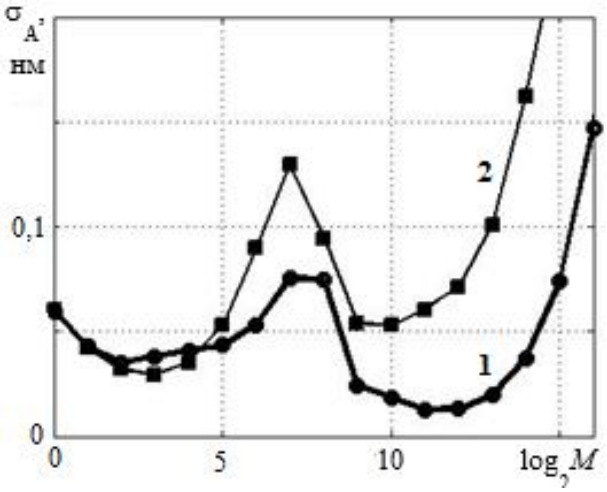


Рисунок 3 – Дисперсия Аллана для отсчетов высоты с помощью атомно-силового микроскопа в фиксированной точке на поверхности подложки: 1 – защитный колпак установлен; 2 – защитный колпак удален; *M* – количество отсчетов высоты при усреднении

Наименьшая величина $\sigma_A = 0{,}03$ нм достигается при $M = 2^{11}$. Интервал усреднения, содержащий $M = 2^7$ отсчетов, для которого дисперсия Аллана имеет локальный максимум, близок к четверти периода осцилляций автокорреляционной функции.

Определение спектральной плотности флуктуаций высоты по результатам AFM-сканирования. В процессе сканирования кантилевер атомно-силового микроскопа движется с постоянной скоростью v вдоль поверхности образца. Измерения высоты осуществляются через интервал времени Δt, за который кантилевер пе-

ремещается вдоль оси 0x на шаг сканирования $h = v\Delta t$. В условиях эксперимента реализована скорость перемещения v = 85,3 мкм/с, шаг сканирования h выбран равным 58,7 нм. В данном случае система накопления данных регистрирует каждый одиннадцатый отсчет – произведение $f_s\Delta t = 11$. Как только количество отсчетов достигает заданной величины N_c, кантилевер возвращается в начало строки, смещается на расстояние h вдоль оси 0y и снова движется вдоль оси 0x.

Трехмерное изображение участка поверхности, зарегистрированное с помощью атомно-силового микроскопа, является матрицей, компоненты которой $z_{j,k}$ представляют собой значения высоты в точках с координатами $x_j = jh$, $y_q = qh$, $j,q = 0 \ldots N_c - 1$. Регистрация N_c = 512 отсчетов высоты в каждой строке длиной 30 мкм требует времени 351,7 мс. Такое же время необходимо для возвращения кантилевера из последней точки k-й строки в начальную точку k+1-й строки.

При обработке результатов сканирования первичное трехмерное изображение рельефа было аппроксимировано поверхностью второго порядка, которая затем удалялась из матрицы $z_{j,k}$. Такая процедура необходима для компенсации наклона из-за неизбежной неточности горизонтальной установки образца и искажений вследствие медленного систематического тренда показаний AFM (см. рисунок 1, а). После удаления поверхности второго порядка среднеквадратичная шероховатость рельефа составила 0,4 нм.

Переход от отсчетов $\tilde{z}_{j,k}$, полученных в результате вычитания поверхности второго порядка из трехмерного изображения рельефа, к спектральной плотности флуктуаций высоты S осуществлен с помощью дискретного преобразования Фурье [8], квадрат модуля которого усреднен по углу α:

$$S(f) = \frac{h^2}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left|\sum_{j,q=0}^{N_c-1}\tilde{z}_{j,q}\exp\left(2\pi ih\left(jf_x + qf_y\right)\right)\right|^2 d\alpha, \quad (5)$$

где $f_x = f\cdot\cos\alpha$, $f_y = f\cdot\sin\alpha$, $-1/2h \le f_x, f_y \le 1/2h$, $i = \sqrt{-1}$, $f = \sqrt{f_x^2 + f_y^2}$ – модуль пространственной частоты. Рассчитанная по экспериментальным отсчетам с помощью соотношения (5) спектральная плотность флуктуаций высоты представлена на рисунке 4 как функция модуля пространственной частоты (кривая 1).

В условиях сканирования поверхности собственный шум AFM, описанный в предыдущем разделе, создает предпосылку для регистрации ложного хаотического рельефа. При определении влияния ложного рельефа на спектральную плотность S следует учитывать, что интервал времени 351,7 мс, соответствующий переходу к следующей строке скана, более чем в 5 раз превышает время корреляции у собственного шума измерительного прибора (см. рисунок 2). Следовательно, корреляционная связь между соседними строками матрицы отсчетов высоты при наличии лишь собственного шума AFM отсутствует.

В пределах одной строки корреляция отсчетов определяется функцией (1), аргументом которой в данном случае является интервал времени, за который кантеливер переместится на расстояние jh. В такой ситуации дискретный аналог соотношения Винера – Хинчина, связывающего спектральную плотность флуктуаций высоты с автокорреляционной функцией, принимает вид:

$$S(f_x) = h^2\left[r(0) + 2\sum_{j=0}^{N_c/2} r\left(\frac{jh}{v}\right)\cos(2\pi jhf_x)\right]. \quad (6)$$



Рисунок 4 – Спектральная плотность флуктуаций высоты поверхности подложки (кривая 1) и порог чувствительности (кривая 2), связанный с шумами атомно-силового микроскопа

Для определения спектральной плотности флуктуаций высоты ложного рельефа как функции модуля пространственной частоты f необходимо в (6) выполнить усреднение по углу α аналогично соотношению (5).

Кривая 2 на рисунке 4 – спектральная плотность высоты ложного рельефа, созданного собственным шумом атомно-силового микроскопа. Локальный максимум соответствует пространственной частоте 0,4 мкм$^{-1}$, равной отношению частоты осцилляций автокорреляционной функции на рисунке 2 к скорости v перемещения кантилевера. Атомно-силовой микроскоп позволяет получить адекватный результат лишь в случае, если у подлинного рельефа спектральная плотность флуктуаций высоты хотя бы на порядок

больше, чем приведенный на рисунке 4 порог чувствительности (кривая 2).

Оценка собственного шума интерференционного микроскопа белого света. В интерферометре белого света матрица отсчетов высоты формируется на основе сравнительного анализа интерференционных картин, зарегистрированных при различных расстояниях от объекта до интерференционного микроскопа. В настоящей работе рельеф подложек исследован с помощью интерферометров белого света Zygo New View 7100 и Zygo New View 7300. Были зарегистрированы по 1500 изображений рельефа одного и того же участка поверхности. Расстояние по горизонтали h между соседними точками, в которых определены высоты, в случае интерферометра Zygo New View 7300 составляет 219,3 нм, а Zygo New View 7100 – 293,1 нм. В процессе измерений микроскоп Zygo New View 7300 находился в защитном корпусе и был оснащен автоматизированной системой юстировки положения столика, на котором закреплен исследуемый образец.

В матрицах, соответствующих зарегистрированным изображениям, выделялась компонента $z_{j,k}$ с одними и теми же значениями индексов для формирования последовательности отсчетов высоты в соответствующей точке на поверхности подложки. Расчет дисперсии Аллана выполнен с помощью соотношений (2) и (3).

Зависимости σ_A от числа усреднений M для обоих интерферометров представлены на рисунке 5. Если усреднение не выполнять, величина корня из дисперсии Аллана у интерферометров белого света почти на порядок больше, чем у атомно-силового микроскопа. Минимум дисперсии Аллана для отсчетов высоты, полученных с помощью интерферометра Zygo New View 7100, достигается при усреднении 64 изображений рельефа поверхности. Рост σ_A за этим пределом вызван медленными изменениями положения подложки относительно интерференционного микроскопа в латеральной плоскости. Для интерферометра Zygo New View 7300 зарегистрирована монотонно убывающая зависимость σ_A от количества изображений, использованных для усреднения.

Чтобы оценить спектральную плотность флуктуаций высоты ложного рельефа, предположим отсутствие корреляций между отсчетами высоты в любых двух точках ложного рельефа. В такой ситуации в соотношении (6) остается лишь первое слагаемое, что соответствует не зависящей от пространственных частот спектральной плотности флуктуаций высоты.

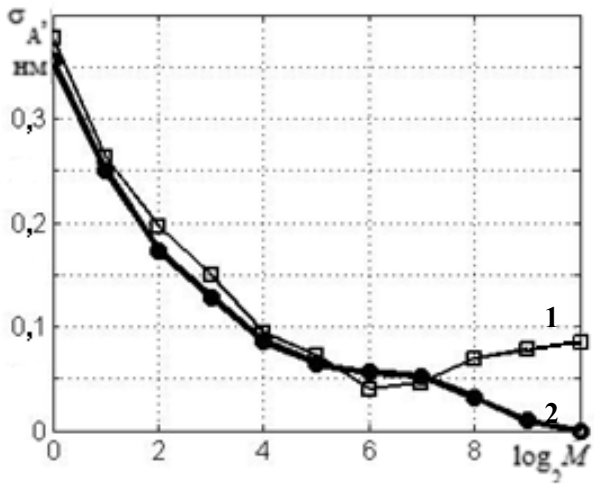


Рисунок 5 – Дисперсия Аллана для интерферометров белого света Zygo New View: 1 – 7100; 2 – 7300

В качестве оценки для величины $r(0)$ воспользуемся вычисленными значениями дисперсии Аллана:

$$S = h^2 \sigma_A^2 . \qquad (7)$$

На рисунке 6 представлены спектральные плотности флуктуаций высоты, вычисленные с помощью соотношения (5) на основе экспериментально зарегистрированных отсчетов высоты. Количество изображений, по которым проводилось усреднение, указано около каждой кривой. Горизонтальными прямыми линиями выделены уровни спектральной плотности, рассчитанные с помощью соотношения (7), в которое подставлялись соответствующие значения дисперсии Аллана. По мере роста пространственной частоты спектральные плотности каждый раз асимптотически приближаются к величинам, обусловленным ложным рельефом.

Полученные зависимости показывают, что хаотический рельеф, зарегистрированный без усреднения, является ложным и обусловлен собственными шумами интерферометра. Усреднение отсчетов по 64 изображениям рельефа позволяет измерять спектральную плотность флуктуаций высоты лишь на частотах, не превышающих 0,3 мкм$^{-1}$ в случае интерферометра Zygo New View 7100 и 0,4 мкм$^{-1}$ для Zygo New View 7300. Усреднение по 512 изображениям, зарегистрированным с помощью интерферометра Zygo New View 7300, позволяет получить изображение, отражающее подлинный рельеф для пространственных частот менее 1 мкм$^{-1}$. Быстрый спад спектральной плотности флуктуаций высоты на пространственных частотах, превышающих 1 мкм$^{-1}$, соответствует ограничению разрешения интерференционного микроскопа по плоскости, соответствующего дифракционному пределу. Однако для расчета обратного рассеяния излучения с длиной волны 632,8 нм в четы-

рехзеркальном кольцевом лазере на основе векторной теории [4] требуется информация о величине спектральной плотности флуктуаций высоты на пространственной частоте 2,235 мкм$^{-1}$. Следовательно, интерферометр Zygo New View 7300 не позволяет получить данные, необходимые для оценки одного из ключевых параметров, определяющих пригодность зеркала для кольцевого резонатора лазерного гироскопа.

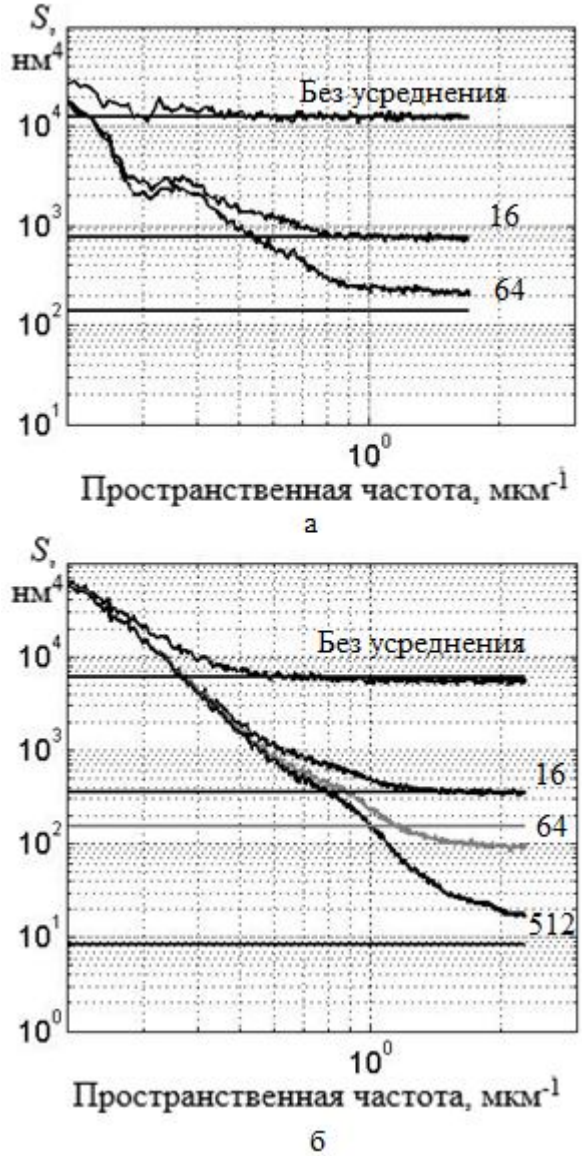


Рисунок 6 – Спектральные плотности флуктуаций высоты, измеренные с помощью интерферометров белого света: Zygo New View: а – 7100; б – 7300: а – 7100; б – 7300. Около кривых указано количество изображений, по которым осуществлено усреднение. Горизонтальные линии - оценки спектральной плотности флуктуаций высоты ложного рельефа с помощью соотношения (7)

Рельеф, полученный в результате усреднения 512 изображений поверхности, зарегистрированных с помощью интерферометра Zygo New View 7300, представлен на рисунке 7, а в виде диаграммы, на которой высоту отражают градации серого цвета. Ниже (рисунок 7, б) приведены сечения изображений вдоль одного и того же направления, полученные без усреднения (кривая 1) и после усреднения по 512 изображениям (кривая 2), сопоставление которых наглядно иллюстрирует влияние собственного шума измерительного прибора на полученные результаты.

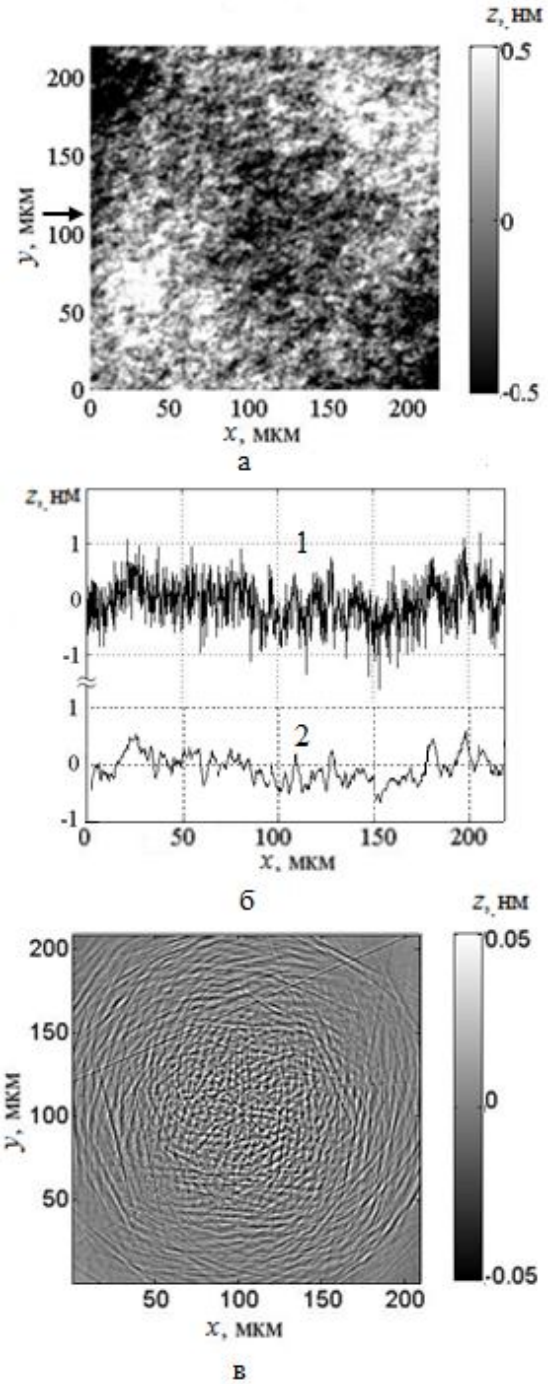


Рисунок 7 – Результаты обработки данных, полученных с помощью интерферометра Zygo New View 7300: а – рельеф, усредненный по 512 изображениям одного и того же участка поверхности; б – сечения одного из изображений (кривая 1) и усредненного рельефа (кривая 2); в – линейно структурированные особенности, выделенные из усредненного рельефа. Стрелка показывает положение сечения

Применение к усредненному рельефу процедуры выделения линейно структурированных особенностей, выполненной по методике работ [6,9], позволяет обнаружить царапины, оставленные зернами абразива после полирования (рисунок 7, в).

Таким образом, интерферометр белого света дает возможность получить объективную информацию о шероховатом нанорельефе лишь при условии усреднения не менее, чем 500 изображений одного и того же участка поверхности подложки. Накопить необходимый объем информации позволяет защитный корпус интерференционного микроскопа Zygo New View 7300. В противном случае смещения исследуемого объекта за время накопления данных исключают возможность получить результат, близкий к истинному рельефу.

Заключение. Результаты исследований приводят к следующим выводам.

1. Развита методика оценки собственных шумов атомно-силового микроскопа и интерференционного микроскопа белого света с помощью метода дисперсии Аллана, основанная на регистрации последовательности отсчетов высоты в фиксированной точке на поверхности образца. Методика позволяет оценить возможность повышения точности регистрации рельефа при усреднении результатов серии измерений.

2. Ложный хаотический рельеф, связанный с собственным шумом атомно-силового микроскопа «ИНТЕГРА» фирмы NT-MDT, не оказывает влияния на результат измерения спектральной плотности флуктуаций высоты, превышающей 10^3 нм^4 на пространственных частотах в десятые доли мкм$^{-1}$.

3. Для достоверного определения спектральной плотности флуктуаций высоты с помощью интерференционного микроскопа белого света Zygo New View необходимо усреднение изображения, как минимум, по 500 сканам одного и того же участка поверхности.

4. Интерференционный микроскоп белого света не позволяет получить информацию о шероховатом рельефе поверхности зеркал, необходимую для оценки обратного рассеяния в четырехзеркальном кольцевом гелий-неоновом лазере с длиной волны 632,8 нм.

Работа выполнена с использованием оборудования Регионального центра зондовой микроскопии коллективного пользования (РЦЗМкп) РГРТУ за счет средств Минобрнауки РФ в рамках государственного задания по проекту № 2051.

Библиографический список

1. ГОСТ РВ 52 339-2005. Системы бесплатформенные инерциально-навигационные на лазерных гироскопах. - М., 2005. - С. 15.

2. *Stedman G.E.* Ring-laser tests of fundamental physics and geophysics // Reports on Progress in Physics. 1997. – V. 60. - P. 615–688.

3. *Germer T.A.* Polarized light scattering by microroughness and small defects in dielectric layers // Journal of the Optical Society of America. 2001. – V. A-18.– P. 1279-1288.

4. *Азарова В.В., Дмитриев В.Г., Лохов Ю.Н., Малицкий К.Н.* Теория дифференциального и интегрального рассеяния лазерного излучения прецизионной поверхностью диэлектрика // Квантовая электроника. 2000. – Т. 30. № 4. – С. 360-364.

5. *Asadchikov V.E., Duparre A., Jakobs S., Karabekov A.Yu., Kozhevnikov I.V., Krivonosov Yu.S.* Comparative study of the roughness of optical surfaces and thin films by use X-ray scattering and atomic force microscopy// Applied Optics. 1999. – V.38, №.4. – P.684-690.

6. *Молчанов А.В., Серебряков А.Е., Чиркин М.В.* Анизотропия рассеивающих свойств сверхгладких подложек зеркал для прецизионных лазерных гироскопов// Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2012. № 42-2. С. 42-48.

7. Lawrence C. Ng., Darryll J. P. Characterization of ring laser gyro performance using the Allan variance method// Journal of Guidance.1993. - V. 20, No.1.

8. Stoica P., Moses R. L. Spectral analysis of signals// Prentice Hall. 2005. – 452 pp.

9. *Молчанов А.В., Серебряков А.Е., Чиркин М.В.* Определение порога вейвлет-фильтрации изображений сверхгладких поверхностей в пространстве Радона// Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 2 (44). С. 40-46.

УДК 621.313.075

И.Е. Синицын, Е.С. Корочкин

ЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Рассмотрены вопросы разработки конструкции и построения математической модели линейного электромеханического преобразователя возвратно-поступательного действия, адаптированного к условиям работы машин ударного действия – молотов при существующих технологических ограничениях для новых разработок, и возможность управления преобразователем.

Ключевые слова: *преобразователь, конструкция, адаптация, математическая модель, управление, линейный цилиндрический двигатель.*

Введение. Сегодня в сфере тяжелого машиностроения наблюдается значительный подъём. Требования заказчика к оборудованию растут, и это, в свою очередь, обусловлено требованиями потребителей конечной продукции и наличием конкуренции. Необходимо новое, высокопроизводительное и энергоэффективное оборудование. На большинстве сохранившихся и действующих российских предприятий станочный парк изношен и не обновлялся долгие годы, в цехах можно найти оборудование 60-х и даже 50-х годов, перенесшее не один капитальный ремонт и обладающее не очень высоким КПД. Ярким примером является парк кузнечного оборудования. Большинство молотов с низкой и средней энергией удара – пневматические молоты, а с большой энергией удара – гидравлические. Однако используются ещё и паровоздушные молоты. Большим минусом такого оборудования является потребность его в специально подготовленном энергоносителе. В случае пневматических молотов это воздух, который под давлением подаётся в рабочий цилиндр, для работы такого молота необходим компрессор как источник энергоносителя. Гидравлические молоты используют в качестве энергоносителя жидкость, как правило, масло или эмульсию, в этом случае добавляется проблема чистоты производства и экологии при утилизации отработанного носителя. Всё это обусловило необходимость разработки и внедрения новых видов электромеханических преобразователей для кузнечно-прессового оборудования. Разработки в этом направлении ведутся многими известными фирмами Японии, Германии, Франции и ряда других государств. Российская наука также занималась разработкой подобных устройств, особенно в послевоенные годы, однако, в силу определённых обстоятельств, этому направлению не было уделено должного внимания. В настоящее время работа по созданию электромеханических преобразователей с линейным перемещением подвижной части активизировалась и проводится, в том числе, и на кафедре АИТП Рязанского государственного радиотехнического университета совместно с одним из ведущих предприятий города Рязани ОАО «Тяжпрессмаш». В основу разработки положена идея создания линейного электромеханического преобразователя возвратно-поступательного действия, в котором отсутствует необходимость использования промежуточного энергоносителя, приспособленного для использования в ковочном оборудовании при условии соблюдения ряда технологических ограничений для новых разработок, таких как:

1) возможность использования разрабатываемой конструкции в составе имеющихся на предприятии станин ковочного оборудования (ограничение габаритных – установочных размеров);

2) наличие технологических возможностей для изготовления отдельных элементов и узлов разрабатываемой конструкции;

3) ограничение пределов перемещения (хода) подвижной части преобразователя;

4) приемлемая управляемость и достаточно высокие энергетические показатели;

5) минимально-возможная металлоёмкость и приемлемая технологичность изготовления;

6) использование источников электроэнергии, распространённых на предприятии, в качестве первичных.

Созданное таким образом оборудование лишено недостатков, присущих ряду действую-

щих машин, одним из которых является требование иметь на предприятии постоянно действующий источник или генератор промежуточного энергоносителя, что порождает дополнительные производственные издержки.

Цель работы заключается в создании конструкции линейного электромеханического преобразователя возвратно-поступательного действия, адаптированного к условиям работы машин ударного действия – молотов при существующих технологических ограничениях для новых разработок, и его адекватной математической модели.

Разработка конструкции линейного электромеханического преобразователя.

Задача создания работоспособных линейных электромеханических преобразователей, в частности линейных электрических двигателей, продиктована требованиями развивающейся промышленности и строительной индустрии. Возможность решения такой задачи связана с появлением электричества и электромагнитного поля, открытого М.Фарадеем. В 1888 году был построен первый работоспособный линейный двигатель постоянного тока, так и не нашедший промышленного применения. Исследование состояния проблемы на момент начала работ на кафедре АИТП совместно с ОАО «Тяжпрессмаш», по сведениям ФИПС, показало, что выбранное направление перспективно. В опубликованных патентах по данному направлению [1, 2, 3, 4] представлены описания линейных цилиндрических электромагнитных двигателей постоянного тока. Подробный анализ содержания найденных патентов показал, что достигнутый в них технический результат может быть улучшен. С учётом технологических возможностей предприятия был создан опытный образец линейного цилиндрического электромеханического преобразователя. В основу данного образца положен линейный электрический двигатель постоянного тока с независимым возбуждением. При разработке учитывались требования к габаритным размерам конструкции, величина хода подвижной части – якоря и ряд других требований, касающихся безопасности эксплуатации преобразователя и управления им.

По материалам, представленным в ФИПС на данный преобразователь, в частности на линейный цилиндрический двигатель, получен патент на изобретение, в котором подробно описана конструкция преобразователя и приведены основные законы физики и электротехники, положенные в основу работы преобразователя [5].

Разработанный линейный электромеханический преобразователь – линейный цилиндрический двигатель постоянного тока имеет возможность регулирования скорости, ускорения, перемещения и энергии движения исполнительного органа при обеспечении максимальной длины рабочего хода исполнительного органа не менее 400 мм, высокий КПД, экологически безопасен и предполагается к использованию в ковочном оборудовании.

Математическая модель электромеханического преобразователя.

Электромагнитные процессы в линейных электромеханических преобразователях – линейных цилиндрических двигателях постоянного тока аналогичны процессам в обычных электрических двигателях постоянного тока, однако в короткоходовых линейных двигателях, при их работе, наблюдается непрерывный переходный процесс, связанный с необходимостью постоянного реверсирования двигателя [6, 7].

При построении математической модели линейного электромеханического преобразователя условимся считать, что рассеяние основного магнитного потока статора равно нулю, а его распределение в рабочем воздушном зазоре равномерное. Ход якоря ограничен в пределах от нуля до величины X_{max}. Полагаем, что основной магнитный поток статора создаёт в рабочем воздушном зазоре индукцию магнитного поля величиной B (Тл). Якорь преобразователя представляет собой сложную электромагнитную систему из ряда катушек, расположенных в пазах ферромагнитного сердечника из мягкой стали. Все катушки соединены последовательно и разделяются с помощью щёток на две параллельные ветви подобно якорю электрической машины постоянного тока [8]. Для подключения катушек якоря к управляющей системе на поверхности якоря предусмотрен плоский коллектор, содержащий число ламелей, равное числу катушек якоря [9]. В качестве скользящих контактов используются щётки, установленные таким образом, что к системе управления подключается только часть катушек якоря из их общего числа, необходимая для работы в данный момент времени. Плоский коллектор перемещается линейно вместе с якорем в предусмотренном для этого пазу магнитной системы статора. Обозначим индуктивность соединения катушек якоря, участвующих в работе, через L (Гн), а активное сопротивление через R (Ом). Движение якоря в магнитном поле статора происходит под действием силы Ампера F (Н), определяемой в виде:

$$F=B\cdot l\cdot I\cdot W, \qquad (1)$$

где B – индукция магнитного поля (Тл); l – средняя длина витка (м); I – суммарный ток катушек

якоря (А); W – число витков катушек, участвующих в создании силы Ампера [7].

Процессы, происходящие в магнитной и электрической цепях электромеханического преобразователя, удобно рассмотреть поэтапно для определённых временных интервалов, связывая их с процессом перемещения якоря, считая, что статор включён и в рабочем воздушном зазоре создаётся индукция B (Тл) [8, 10]. Обозначим через $X(t)$ закон движения якоря. За положительное направление изменения переменной $X(t)$ примем направление прямого хода якоря, т.е. направление возрастания переменной.

1. Этап включения якоря до начала движения (временной интервал $0 \le t \le t_{тр}$). При подаче напряжения на якорные катушки процесс нарастания тока в них описывается обычным линейным дифференциальным уравнением вида:

$$L\cdot(dI/dt)+I\cdot R=U(t), \qquad (2)$$

где $U(t)$ – напряжение на якоре.

При $0 \le t \le t_{тр}$ $U(t) = U_0$ =const, $X(t)=0$, $t_{тр}$ – время трогания якоря, т.е. время, за которое ток в катушках якоря достигает тока трогания, при котором электромагнитная сила, действующая на якорь в положительном направлении (сила Ампера), становится равной весу якоря. Ток трогания $I(t)= I_{тр}$ определяется из равенства:

$$m\cdot g=B\cdot l_{\Sigma}\cdot I(t), \qquad (3)$$

где $I(t)$ определяется из (2); m – масса якоря; g – ускорение свободного падения; B – индукция магнитного поля; l_{Σ} – суммарное число витков обмотки якоря, подключенных к источнику ($l_{\Sigma}= l \cdot W$). Выполнение равенства (3) определяет момент $t = t_{тр}$ начала движения якоря, начиная с которого переменная $X(t)$ положительна и отлична от нуля.

2. Этап движения якоря определяется промежутком времени $t_{тр} \le t< t_{дв}$, для которого выполняются условия $0 < X(t) < X_{max}$, $(dX/dt)>0$.

Во время движении якоря в магнитном поле в катушках якоря наводится противо-ЭДС, определяемая скоростью движения якоря и индукцией B в рабочем воздушном зазоре:

$$e=B\cdot l_{\Sigma}\cdot(dX/dt), \qquad (4)$$

где dX/dt – скорость движения якоря. В этом случае электромеханические процессы в преобразователе описываются системой дифференциальных уравнений вида:

$$L\cdot(dI/dt)+ I\cdot R = U(t) – B\cdot l_{\Sigma}\cdot(dX/dt),$$
$$m\cdot(d^2X/dt^2)+m\cdot g=B\cdot l_{\Sigma}\cdot I(t), \qquad (5)$$

где m – масса якоря; g – ускорение свободного падения; dX/dt – скорость якоря; d^2X/dt^2 – ускорение якоря. Трением якоря о скользящие подшипники пренебрегаем. Из системы (5) определяются $X(t)$ и $I(t)$ как функции времени и оценивается длительность промежутка времени движения $t_{дв}$, за которое якорь перемещается из своего нижнего положения в верхнее граничное положение, определяемое величиной X_{max}, совершая рабочий ход. По результатам решения системы (5) принимается решение о корректировке значения управляющего напряжения, прикладываемого к якорной обмотке для достижения требуемой величины времени движения в соответствии с технологическим процессом.

3. Этап $t_{дв} \le t< t_{отп}$ удержания якоря в верхней точке X_{max}. В конце перемещения якоря, при $t = t_{дв}$, якорь достигает своего верхнего положения, определяемого как $X(t)= X_{max}$, дальнейшее перемещение прекращается и $dX/dt = 0$, $I= I_{удерж}$. Напряжение на якорной обмотке уменьшается до нуля, $U(t) = 0$, однако ток якоря продолжает протекать в том же направлении, убывая по величине. Якорь находится в верхней мёртвой точке до момента времени $t = t_{отп}$, определяющего равенство тока якорной обмотки току отпускания $I= I_{отп.}$, т.е. току, при котором электромагнитное усилие, действующее на якорь, станет равным весу якоря согласно выражению:

$$m\cdot g=B\cdot l_{\Sigma}\cdot I_{отп}. \qquad (6)$$

Система (5) преобразуется к виду:

$$L\cdot (dI/dt) + I\cdot R = 0,$$
$$m\cdot(d^2X/dt^2)+m\cdot g=B\cdot l_{\Sigma}\cdot I(t), \qquad (7)$$
$$I(0)= I_{max},$$
$$X(t)= X_{max},\ dX/dt = 0.$$

Выражения (7) определяют процессы в электромеханической системе преобразователя на промежутке времени $t_{дв} \le t< t_{отп}$, при неподвижном якоре.

Равенство $I(t) = I_{отп}$ из (7) определяет момент времени отпускания $t = t_{отп}$, начиная с которого якорь движется в обратном направлении.

4. Этап обратного хода якоря соответствует промежутку времени $t\ge t_{отп}$. На этом этапе состояние механической системы преобразователя определяется требованиями технологического процесса и может развиваться по двум направлениям:

а) якорь возвращается в исходное состояние (нижнюю мёртвую точку) под действием собственной силы тяжести без принудительного ускорения. В этом случае направление движения меняет знак, $X(t) <0$, $dX/dt <0$ и в результате система уравнений (5) преобразуется к виду:

$$L\cdot(dI/dt) + I\cdot R = B\cdot l_{\Sigma}\cdot(dX/dt),$$
$$m\cdot(d^2X/dt^2)–m\cdot g = –B\cdot l_{\Sigma}\cdot I(t). \qquad (8)$$

Выражения (8) определяют переходные процессы в электромеханической системе преобразователя при свободном падении якоря, когда обмотка якоря отключена от источника питания, однако на якорь действует небольшая тормозная сила, создаваемая током, возникающим в катушках якоря от противо-ЭДС, замыкающейся через цепи искрогашения;

б) к обмотке якоря прикладывается напряжение противоположной полярности – $U(t)$ и якорь движется под действием двух сил – силы тяжести и силы Ампера, ориентированных в одном направлении. Для этого случая система дифференциальных уравнений имеет вид:

$$L\cdot(dI/dt)+I\cdot R = -U(t)+B\cdot l_{\Sigma}\cdot(dX/dt),$$
$$m\cdot(d^2X/dt^2)-m\cdot g = -B\cdot l_{\Sigma}\cdot I(t). \qquad (9)$$

Из системы (9) определяются $X(t)$, dX/dt и $I(t)$ как функции времени и оценивается длительность промежутка времени движения $t_{дв}$ в обратном направлении, за которое якорь, перемещаясь из своего верхнего положения X_{max} в нижнее граничное положение $X=0$, приобретает необходимую скорость и энергию для совершения заданной работы. По результатам решения системы (9) проводится корректировка формы и значения управляющего напряжения, прикладываемого к якорной обмотке, и времени его экспозиции для достижения требуемой технологическим процессом величины скорости якоря и его энергии в конце обратного хода. Величина тока $I(t)$ определяется для оценки его допустимых пределов в проводниках катушек и возможных потерь на нагрев.

Для устойчивой работы электромеханического преобразователя и безыскровой коммутации катушек якоря при смене направления движения якоря напряжение $U(t)$, прикладываемое к якорю, желательно изменять по гармоническому закону:

$$U(t)=U_m\cdot Sin(\omega t), \qquad (10)$$

где $\omega = 2\cdot\pi\cdot f$ – угловая частота. Частота собственных колебаний f должна находиться в пределах 1-3 Гц, что соответствует частоте работы ковочного оборудования. В настоящее время в открытой печати отсутствуют сведения о частотных преобразователях достаточной мощности в области низких частот с однофазным выходом, поэтому задача оптимального управления электромеханическим преобразователем весьма актуальна. В работе рассматривается вариант использования в качестве низкочастотного питающего напряжения аналогового сигнала ступенчатой формы вида:

$$U(t) = 0, \text{ если } t \le 0,$$
$$U(t) = k\cdot U_m, \text{ если } 0 \le t < t_{тр},$$
$$U(t) = U_m, \text{ если } t_{тр} \le t < t_{дв}, \qquad (11)$$
$$U(t) = k\cdot U_m, \text{ если, } t_{дв} \le t < T/2,$$
$$U(t) = 0, \text{ если } t = T/2,$$

где $0<k<1$ – коэффициент пропорциональности, T – период управляющего напряжения. Выражения (11) определяют форму одного полупериода управляющего напряжения, для которого $U_m > 0$. Форма второго полупериода определяется аналогично, но для $U_m < 0$. Форма (11) управляющего напряжения может быть реализована с помощью одного источника с двухуровневым выходом или двух разноуровневых источников постоянного тока с независимыми выходами и механического или электронного коммутатора. При активно-индуктивной нагрузке, чем является обмотка якоря электромеханического преобразователя для источника питания, использование ступенчатой формы напряжения при переходе с высокого уровня на низкий или выключении напряжения требует обязательного использования элементов защиты контактных групп от перенапряжения и искрообразования. Задача защиты контактов особенно актуальна при реверсивной активно-индуктивной нагрузке, малых промежутках времени между реверсами и больших коммутируемых мощностях. Решению этой задачи уделено должное внимание при проектировании электромеханического преобразователя.

Решение задачи оптимального управления электромеханическим преобразователем возможно при использовании импульсной системы управления с разрядными конденсаторами, в частности с двумя разрядными конденсаторами, как показано, например, в А.С. №1568087 [11]. Значительная мощность, требуемая для работы электромеханического преобразователя, накапливается поочерёдно в каждом конденсаторе за время разряда одного из них на обмотку якоря и паузы между разрядами. При соответствующем подборе емкостей конденсаторов достигается апериодический разряд, при котором к концу разряда заканчиваются почти все переходные процессы в цепи конденсатор – обмотка якоря, и к моменту коммутации напряжение на обмотке якоря имеет небольшое значение, не вызывающее критического искрения на коллекторе якоря. Заряд конденсаторов осуществляется от источника постоянного тока с помощью управляемых ключей и элементов, ограничивающих ток заряда конденсаторов, включённых последовательно с ключами. По мнению авторов, этот способ управления электромеханическим преобразователем экономичен и перспективен.

Другим возможным вариантом реализации низкочастотного управляющего напряжения с различной степенью приближения к гармониче-

скому закону является использование однополярной ШИМ с синусоидальной функцией построения для управления силовыми ключами на основе IGBT транзисторных сборок, отечественных или зарубежных производителей, типа PM50B6LA060 фирмы MITSUBISHI ELECTRIC. Используя различное число импульсов в полупериоде и определённые углы коммутации импульсов, можно добиться необходимой аппроксимации гармонического управляющего низкочастотного сигнала при однополярном источнике питания [12]. Реверсирование в этом случае осуществляется за счёт использования мостовой схемы соединения силовых ключей, в диагональ которой включается обмотка якоря. Для развязки силовых каналов прямого и обратного направлений используются специальные драйверы для силовых ключей с оптоэлектронными входными цепями. Формирование ШИМ-модулированного сигнала и управление драйверами силовых ключей осуществляются микроконтроллером любого типа, в котором реализуются требуемые функции. Это направление формирования управляющего напряжения для электромеханического преобразователя, доступная элементная база и несложная техническая реализация всего устройства управления весьма перспективны, так как существующие в настоящее время частотные преобразователи ориентированы на управление трёхфазными и двухфазными двигателями на частотах 50-60 Гц.

Заключение. Разработанный линейный электромеханический преобразователь – линейный цилиндрический двигатель даёт возможность решить одну из острых проблем – создание нового промышленного оборудования для тяжёлого машиностроения. Экономический эффект от использования преобразователя в масштабах РФ подсчитать сложно, однако можно предположить, что он существен и, кроме того, социальная значимость его достаточно велика.

Библиографический список

1. Патент №2405237 РФ на изобретение, МПК H02K33/02. Линейный электромагнитный двигатель / Нейман В.Ю., Смирнова Ю.Б., Петрова А.А., Евринов Д.М.

2. Патент №2454777 РФ на изобретение, МПК H02K41/035. Электромеханический преобразователь для машин ударного действия / Синицын И.Е., Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С.

3. Патент №106056 РФ на полезную модель, МПК H02K33/00. Линейный цилиндрический электромагнитный двигатель / Синицын И.Е., Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С.

4. Патент №2454778 РФ на изобретение, МПК H02K41/035. Линейный цилиндрический электромагнитный двигатель / Синицын И.Е., Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С.

5. Патент №2483418 РФ на изобретение, МПК H02K41/035. Линейный цилиндрический двигатель / Синицын И.Е., Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С.

6. *Копылов И.П.* Электрические машины. – М.: Высшая школа, 2006. – 607 с.

7. Общая электротехника: учеб пособие для вузов; под ред. А.Т. Блажкина. – Л.: Энергия, 1979. – 472 с.

8. *Брускин Д.Э.* Электрические машины и микромашины. – М.: Высшая школа, 1981. – 482 с.

9. Патент №113616 РФ, на полезную модель, МПК H02K41/035. Линейный цилиндрический двигатель и плоский коллектор для его осуществления /Синицын И.Е., Володин А.М., Мусолин А.К., Корочкин Е.С.

10. *Савельев И.В.* Курс общей физики. Том 2. – М., 1978. – 480 с.

11. А.С. № 1568087 СССР, МКИ HOIF 7/18. Устройство для импульсного управления электромагнитным исполнительным механизмом /Синицын И.Е. Опубликовано 1990, Бюл. №20.

12. *Моин В.С.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 375 с.