

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

НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ

Сборник
научных трудов

г. Новосибирск, 02 декабря – 06 декабря 2024 г.
в восьми частях

Часть 3

НОВОСИБИРСК
2025

УДК 62(063)
ББК 72.5я431
НЗ4

НЗ4 НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ // Сборник научных трудов
в 8 ч. / под редакцией Захаровой Е. В. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2025.

ISBN 978-5-7782-5342-1
Часть 3: – 164 с.
ISBN 978-5-7782-5345-2

В сборнике публикуются материалы по научным направлениям:
«Электротехника, электромеханика и электротехнологии», «Электроника и биомедицинская техника».

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Председатель Оргкомитета:

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

Зам. председателя Оргкомитета:

Отто А. И., к.т.н., проректор по научной работе и инновациям НГТУ

Программный комитет:

Драгунов В. П., д.т.н., профессор, начальник ОПК ВК,

Корель И. И., к.ф.-м.н., доцент, декан ФТФ

Осьмук Л. А., д.соц.н., профессор, директор ИСТР

Рева И. Л., к.н.т., доцент, декан АВТФ

Мелехина Е. А., к.п.н., доцент, декан ФГО

Чинахов Д. А., д.т.н., доцент, декан ФЛА

Тимофеев В. С., д.т.н., доцент, декан ФПМИ

Эзрох Ю. С., д.э.н., доцент, декан ФБ

Стрельцов С. А., к.т.н., доцент, декан РЭФ

Вильбергер М. Е., к.т.н., доцент, декан ФМА

Тюрин А. Г., к.т.н., доцент, декан МТФ

Русина А. Г., д.т.н., профессор, декан ФЭН

УДК 62(063)
ББК 72.5я431

ISBN 978-5-7782-5345-2 (Ч.3)
ISBN 978-5-7782-5342-1

© Коллектив авторов, 2025
© Новосибирский государственный
технический университет, 2025

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

Секция ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

К ВОПРОСУ ВЫБОРА ТИПА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ВЫСОКОТОЧНЫХ СИСТЕМАХ

К.Е. Анциферова, Г.О. Гейнрих
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, antsiferova.33@gmail.com

В данной работе рассматриваются вопросы разработки и оптимизации синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ) и беспазовой конструкцией статора для применения в высокоточных системах электроприводов. Основное внимание уделено проблеме пульсаций электромагнитного момента.

This paper deals with the development and optimization of permanent magnet excitation (PME) synchronous motors with slotless stator design for application in high-precision electric drive systems. The main attention is paid to the problem of electromagnetic torque ripples.

На данный момент существует широкий спектр отраслей промышленности, в которых точность является важным фактором. В таких отраслях используются высокоточные (прецизионные) преобразователи энергии. Одним из наиболее эффективных решений для прецизионных приводов являются электрические машины. И если ранее в прецизионных системах электродвигатели, как правило, использовались вместе с редукторами, то современные тенденции требуют акцентировать внимание на разработке безредукторных приводов.

Одним из решений для прецизионного электропривода являются синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ). Существует ряд работ, в которых обоснованы преимущества электродвигателей с обмотками, у которых число пазов на полюс и фазу $q < 1$ [1]. Такие электрические двигатели имеют ряд преимуществ: возможность отказа от редуктора (т.к. такой двигатель можно сделать в классических размерах, но с большим числом полюсов), широкий диапазон регулирования частоты вращения, жёсткость механических характеристик, наличие вариаций алгоритмов управления и высокое быстродействие (за счёт большого отношения вращающего момента к моменту инерции ротора).

Однако в СДПМ имеется и недостаток: колебание электромагнитного момента (пульсации момента). Есть несколько причин возникновения пульсаций момента, но значительную часть общего уровня составляют зубцовые пульсации момента, возникающее ввиду наличия поля постоянных магнитов, которое взаимодействует с изменяющейся из-за зубчатости статора проводимостью воздушного зазора. Зубцовые пульсации характерны даже для обесточенного статора и могут являться основной причиной вибраций и шума от электродвигателя.

Величина этих пульсаций может достигать до 20–30% от номинальной величины. Для высокочастотных систем этот процент не сильно влияет на колебания мгновенной скорости, но для низкочастотных систем такая величина критична, поэтому, при проектировании данного типа электродвигателя для прецизионных систем, необходимо учитывать эту особенность. Вместе с этим, для некоторых систем превышение 1% пульсаций является недопустимым.

Обеспечить наименьшее значение зубцовых пульсаций момента можно, если рационально подойти к проектированию конструкции ротора и статора, но некоторые из вариантов подавления зубцовых пульсаций влекут сильное усложнение технологии производства и удорожания конструкции. В связи с этим, хорошее решение для электроприводов, зависящих от уровня пульсаций момента, – синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов и беспазовым статором (БЭМПМ). Такой вариант конструкции двигателя исключает зубцовые пульсации момента благодаря отсутствию зубов на статоре.

Считается, что БЭМПМ из-за большой ширины немагнитного зазора уступает машинам с пазовой конструкцией по величине удельного момента. Однако, для многих областей применения прецизионного электропривода массоэнергетические показатели не так важны, как точность позиционирования и постоянство момента. Кроме того, в ряде случаев БЭМПМ не уступают машинам с классическим статором.

Так как в БЭМПМ отсутствуют зубцовые пульсации момента, то основным источником пульсаций момента (за исключением технологических) является результат взаимодействия гармоник МДС ротора и статора. Форма МДС обмотки статора в БЭМПМ зависит от величины коэффициента формы k_ϕ [2], который характеризует то, как распределены проводники катушек обмотки статора по ярму – сосредоточенно, либо рассредоточено (т.е. какую форму будет иметь распределение МДС), иначе то какую форму будет иметь распределение МДС – прямоугольный меандр, трапеция или треугольник.

Коэффициент формы одной катушки для ν -ой гармоники k_{ϕ} определяется формулой:

$$k_{\phi\nu} = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi\nu \cdot (T_0 - T_1)}{2T}\right)}{\frac{\pi\nu \cdot (T_0 - T_1)}{2T}} \right]$$

Для того чтобы показать, что означают величины T_0 и T_1 лучше воспользоваться рисунком:

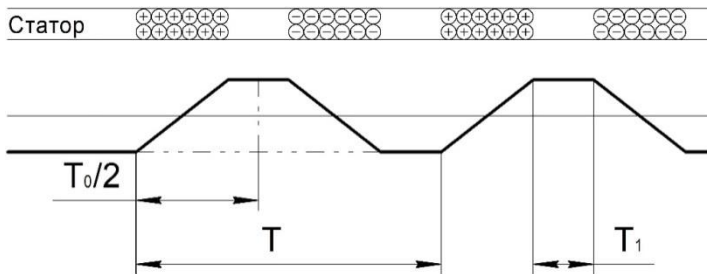


Рис.1 - Распределение проводников с током и форма МДС в беспазовых машинах

Таблица 1

		Угол магнита, эл. град						
		120	130	140	150	160	170	180
k_{ϕ} , о.е.	0,93	5,186	2,198	1,937	3,009	3,071	6,752	3,969
	0,946	3,048	1,883	2,144	1,986	2,613	3,493	6,877
	0,96	1,966	2,441	1,846	0,726	2,406	3,521	3,784
	0,972	2,506	2,003	2,346	2,391	3,569	3,566	5,06
	0,982	8,434	2,136	2,396	2,112	0,81	2,541	3,583
	0,99	2,114	2,449	2,086	0,82	2,988	2,807	6,969
	0,995	4,645	4,276	2,028	2,124	2,158	2,981	5,193
	0,999	2,467	3,359	2,446	1,993	2,509	2,897	3,946
	1	2,31	2,929	2,297	2,213	2,597	2,982	4,104

Для исследования влияния распределения проводников в катушках на результирующий уровень пульсаций момента была составлена цифровая

модель беспазового двигателя [3] – аналога электродвигателя усилителя руля с обмоткой с числом катушек на полюс и фазу $q=2/5$ в программе *FEMM*. Варьировались величины, входящие в формулу определения k_ϕ и ширины магнитов ротора. Размер T_1 изменялся в интервале от 0 до 8 мм. Соответственно, было получено 9 значений коэффициента формы. Ширина магнитов задавалась в промежутке от 120 до 180 эл.град. Результаты исследования представлены в таблице 1.

Полученные результаты говорят о том, что общий уровень пульсаций момента в исследуемом БЭМПМ, в целом, низок, достигает не более 8,5%, что позволяет применять БЭМПМ для большинства высокоточных систем. Более того, в рассматриваемом массиве полученных значений были и значения общего уровня пульсаций момента менее 1%.

Таким образом можно говорить о том, что БМПЭМ, благодаря отсутствию зубцовых пульсаций, могут обладать таким низким общим уровнем пульсаций момента, что их можно задействовать в прецизионных системах электропривода. Причём такой низкий уровень пульсаций может быть получен, не прибегая к сложным конструкционным техническим решениям, а только благодаря подбору ширины магнитов на роторе и определению оптимального распределения катушек обмотки статора по окружности ярма.

Литература:

1. *Шевченко А.Ф.* Многополюсные синхронные машины с дробными ($q < 1$) зубцовыми обмотками с возбуждением от постоянных магнитов / А. Ф. Шевченко // *Электротехника*. – 2007. – № 9. – С. 3–9.
2. *Гейнрих Г.О.* Магнитодвижущие силы беспазовых электрических машин с дробными обмотками с числом катушек на полюс и фазу $q < 1$ / Г.О. Гейнрих, А.Ф. Шевченко, Д.Ю. Бабицкий // *Электротехника*. – 2024. – № 2. – С. 27-34. – doi 10.53891/00135860-2024-2-27-34.
3. *Гейнрих Г.О.* Пульсации электромагнитного момента синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов беспазовой конструкции / Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко // *Электротехника*. – 2024. – № 5. – С. 32-35. – doi 10.53891/00135860-2024-5-32-35.

ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПРОВОЛОЧНЫМ ЯКОРЕМ, ПРИМЕНЯЕМЫЙ В СЕРВОПРИВОДЕ ДЛЯ КВАДРАКОПТЕРОВ

Д.А. Гончаров

Новосибирский государственный технический университет.

Г. Новосибирск, goncharov.2020@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Приступ А.Г., к.т.н., доцент

Исследована конструкция двигателя постоянного тока с проволочным якорем. Найден способ математического описания электромагнитных процессов, протекающих в исследуемой машине. Было найдено конструктивное решение, которое может способствовать уменьшению габаритов двигателя при той же выдаваемой мощности.

The design of a DC motor with a wire anchor is investigated. A method has been found for the mathematical description of electromagnetic processes occurring in the machine under study. A constructive solution has been found that can help reduce the size of the engine with the same output power.

В рамках данной работы принимается тот же ряд допущений, что и в классической теории электрических машин [1]. Для проектирования двигателя необходимы формулы, учитывающие конструктивные особенности машины – главными из них являются устройство магнитной цепи (Рис. 1) и обмотки (Рис. 2).

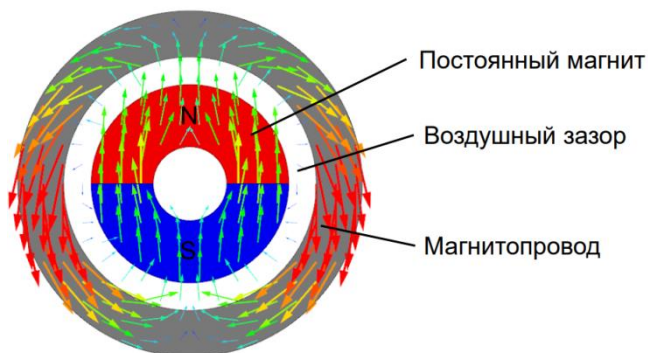


Рис. 1 – Устройство магнитной цепи

Магнит, представленный на рисунке 1, намагничен параллельно, что позволяет добиться синусоидального распределения магнитной индукции в воздушном зазоре.

В классических машинах постоянного тока часть витков объединяются в катушки, в каждом таком витке наводится равная по величине и фазе ЭДС, но в исследуемой машине витки распределены равномерно по всей обмотке, из-за чего в каждом из них наводится разная по фазе ЭДС. Для учета этого явления необходимо рассматривать каждый виток как отдельную катушку, благодаря чему задача решается тем же способом, что и для классических машин [1].

В результате анализа были получены следующие выражения для ЭДС и момента соответственно:

$$E = \frac{2 \sin^2\left(\frac{\alpha_N}{2}\right)}{\alpha_N} \frac{p}{\sin\left(\frac{\pi a}{w}\right)} \omega \Phi_\tau = k_N k_M \omega \Phi_\tau,$$

$$M = \frac{2 \sin^2\left(\frac{\alpha_N}{2}\right)}{\alpha_N} \frac{p}{\sin\left(\frac{\pi a}{w}\right)} I \Phi_\tau = k_N k_M I \Phi_\tau,$$

где α_N – пространственный угол, занимаемый половиной ширины витка, рад;

p – число пар полюсов;

a – число параллельных ветвей;

w – число витков в обмотке;

$$k_N = \frac{2 \sin^2\left(\frac{\alpha_N}{2}\right)}{\alpha_N} \text{ – коэффициент, учитывающий ромбовидность}$$

витка;

$$k_M = \frac{p}{\sin\left(\frac{\pi a}{w}\right)} \text{ – коэффициент, учитывающий распределение}$$

витков в обмотке;

ω – угловая частота вращения двигателя, рад;

Φ_τ – поток, пронизывающий полюс двигателя, Вб;

I – ток якоря, А.

В современных двигателях с проволочным якорем: $\alpha_N = \pi/4$, однако я допускаю изменение этого значения для улучшения параметров

машины. На рисунке 4 построена зависимость коэффициента k_N от α_N .

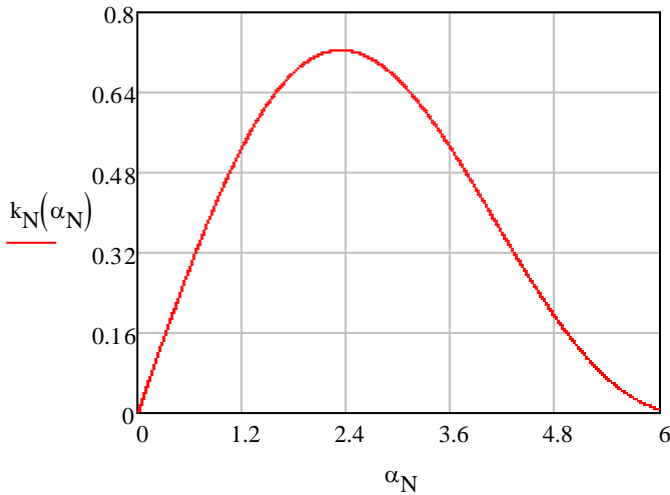


Рис. 4 – Зависимость k_N от α_N

Из графика видно, что наибольшее значение коэффициента достигается при $\alpha_N \approx 2,331$, что соответствует большему по величине ЭДС и моменту при прочих равных.

В результате проделанной работы было исследовано влияние конструктивных особенностей двигателя на электромагнитные процессы, протекающие в машине. Полученные результаты в дальнейшем будут использованы для синтеза методики проектирования.

Литература:

1. *Костенко М.П.* Электрические машины: учебник для энергоэнергет. И электротехн. Спец. Вузов / М.П. Костенко, Л.М. Пиотровский. – 3-е изд., перераб. – Ленинград: Энергия, 1972 – (в пер.). Ч. 1: Машины постоянного тока. Трансформаторы / М. П. Костенко, 1972. – 543 с.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С КОМБИНИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

А.С. Лобачева

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, lobacheva.2018@stud.nstu.ru**

Научный руководитель: Приступ А.Г., к.т.н., доцент

В представленной работе рассматривается синхронный генератор с комбинированным возбуждением. Описаны конструкция и принцип действия; выполнен электромагнитный расчет. Для нахождения параметров магнитной цепи и дальнейшего построения характеристик проведено моделирование трехмерного магнитного поля.

In the presented work a synchronous generator with combined excitation is considered. The design and principle of operation are described; electromagnetic calculation is performed. In order to find the parameters of the magnetic circuit and further construction of characteristics, modeling of the three-dimensional magnetic field is carried out.

В последние годы все шире становятся сферы применения автономных источников электроэнергии (АИЭ), которые обеспечивают бесперебойную работу и независимость от внешних источников передвижных, резервных потребителей. К АИЭ предъявляют жесткие требования. Основные из них – минимальная масса и габаритные размеры, энергоэффективность, надежность.

Магнитоэлектрические генераторы характеризуются высокой надежностью, сравнительно малыми массогабаритными показателями, простотой конструкцией, улучшенными выходными характеристиками, а также малой инерционностью при переходных процессах [1].

АИЭ зачастую имеют относительно небольшие мощности, поэтому в их работе наблюдаются значительные отклонения напряжений при изменении величины и характера нагрузки. В связи с этим актуальным является вопрос регулирования выходного напряжения синхронного генератора с постоянными магнитами.

Данную проблему может решить использование синхронного генератора с комбинированным возбуждением (СГВК). Комбинированное возбуждение подразумевает, что возбуждение машины совершается от магнитных потоков постоянных магнитов и обмотки возбуждения. Такой вид возбуждения позволит использовать более дешевые и надежные выпрямители, а регулирование выходного напряжения будет осуществляться путем изменения тока возбуждения.

Для проведения электромагнитного расчета была выбрана методика для проектирования индукторных машин с дополнительной обмоткой возбуждения [2]. В источнике также приводятся рекомендации по выбору геометрии активных частей машины. Также применялась методика расчета синхронных машин с постоянными магнитами [3,4] и дробно-зубцовой обмоткой [5].

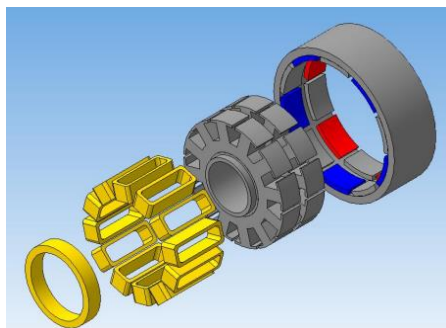


Рис. 1 – Конструкция разрабатываемого СГКВ

Статор состоит из двух шихтованных пакетов, закрепленных в свою очередь на стальной втулке (оси). Пазы пакетов в осевом направлении совпадают. Обмотка пакетов общая. Между пакетами, на втулке, располагается кольцевая обмотка возбуждения. Ротор наружный, состоит из литой стальной втулки, на внутреннюю поверхность которой клеивают два набора разнополярных магнитов. Магниты сдвинуты относительно друг друга на полюсное деление. Обмотка – дробно-зубцовая с $q=2/5$.

Главной и наиболее трудоемкой частью расчета является получение характеристик генератора, для этого нам необходимо определиться с параметрами обмотки возбуждения. Магнитодвижущая сила обмотки возбуждения найдена путем расчета магнитной цепи (рис.2), включающей в себя ряд нелинейных сопротивлений.

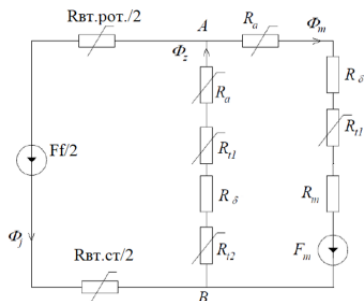


Рис. 2 – Схема замещения магнитной цепи

Магнитные потоки имеют общие участки только во втулке статора и ярме ротора, в других участках магнитопровода они не пересекаются. Поскольку машина имеет нестандартную конструкцию, и магнитный поток внутри машины замыкается в нескольких плоскостях, необходимо провести моделирование трехмерного магнитного поля. Для нахождения параметров машины и построения внешних характеристик воспользуемся программным пакетом ANSYS Maxwell 3D. На рисунке 3 представлена построенная модель.

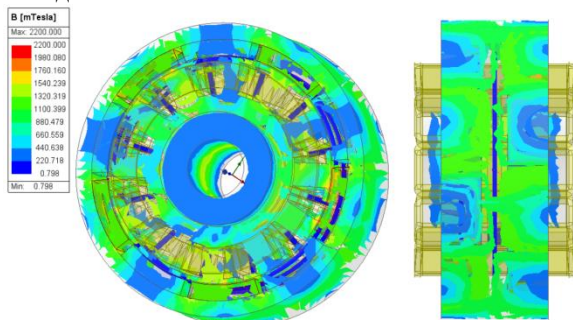


Рис. 3 – Модель синхронного генератора с комбинированным возбуждением в программном пакете ANSYS Maxwell 3D

Внешняя характеристика- зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. Семейство внешних характеристик построено путем применения программного пакета ANSYS Maxwell 3D. Для построения характеристики необходимо менять ток нагрузки путем изменения сопротивления нагрузки. Графики построены для величин тока возбуждения $I_f = 0,5, 10 \text{ A}$.

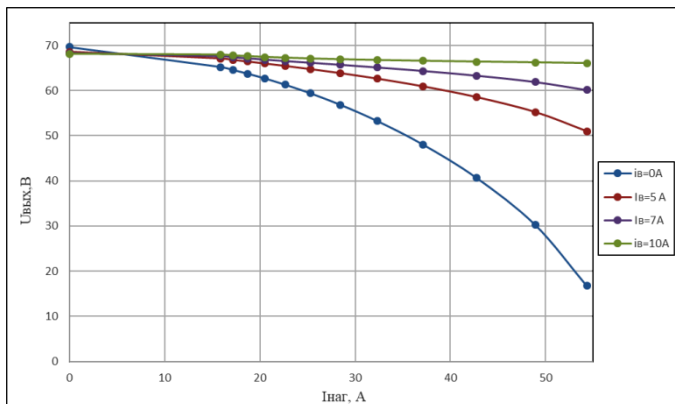


Рис. 4 – Внешние характеристики разработанного генератора

В результате проведения работы была спроектирован двухпакетный синхронный генератор с комбинированным возбуждением. Электромагнитный расчет проводился при использовании программного пакета ANSYS Maxwell 3D.

Исследования комбинированного возбуждения синхронного генератора позволят в будущем, сохранив достоинства синхронного генератора с постоянными магнитами, получить машину с более дешевым и простым управлением, а также это позволит расширить области ее применения.

Литература:

1. Домбур Л.Э. Аксиальные индукторные машины / Л. Э. Домбур; Физико-энергетический институт АН Латв. ССР: - Рига: Зинатне, 1984. – 247 с.
2. Балагуров В.А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока: Учеб. пособие для студентов вузов. - М.: Высш. школа, 1982. – 272 с.
3. Балагуров В.А. Электрические генераторы с постоянными магнитами / В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев. - М.: Энергоатомиздат, 1988. – 280 с.
4. Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф., Ларионов А.Н. Электрические машины с постоянными магнитами [Текст] / В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев, А.Н. Ларионов. – М. – Л.: Энергия, 1964. – 480 с.
5. Шевченко А.Ф. Проектирование электрических машин с постоянными магнитами: учебное пособие / А.Ф. Шевченко,

А.Г. Приступ., Честюнина Т.В., Топорков Д.М., Вяльцев Г.Б. –
Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2020.

ПОДБОР КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ АСИНХРОННОГО КОРОТОКЗАМКНУТОГО ГЕНЕРАТОРА

Е.А. Медведева

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

Научный руководитель: Честюнина Т.В., к.т.н., доцент

В данной работе показан выбор конденсаторов для самовозбуждения, подключенных параллельно обмотке статора, для асинхронного короткозамкнутого генератора мощностью 4 кВт. Рассмотрены процесс самовозбуждения и принципиальная схема подключения батарей конденсаторов. Приведён расчет ёмкости конденсатора для компенсации реактивной мощности.

This paper discusses the selection of self-excitation capacitors connected in parallel to the stator for a 4 kW asynchronous squirrel-cage generator. The process of self-excitation and the principle diagram of connecting battery capacitors are considered. The calculation of the capacitance of the capacitor for the effect of reactive intensity is given.

Дизель генераторные установки выпускаются на основные и резервные мощности и, чаще всего, находят применение в бытовом использовании, и ремонтном оборудовании. В качестве генератора используются синхронные и асинхронные машины. По отношению к синхронным, асинхронные генераторы отличаются невысокой стоимостью, надежностью в эксплуатации и легким подключением к параллельной работе. Они активно применяются для производства электроэнергии в автономных электроэнергетических установках для производства электроэнергии, например, дизельных энергетических установках.

Как известно, асинхронному генератору необходим источник реактивной мощности для создания магнитного поля. Работа генератора возможна при различных способах возбуждения: независимом, самовозбуждении и инверторном [1,2].

Рассмотрим режим самовозбуждения с батареями конденсатора, подключенными параллельно обмотке статора.

Данный способ подключения компонентов имеет преимущество за счет более легкой эксплуатации, конструктивной простоты, так как в машину не будет введен коллектор. Принципиальная схема

асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением приведена на рис.1

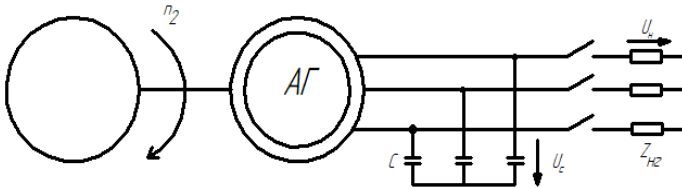


Рис.1 – Принципиальная схема АГ с конденсаторным возбуждением

Асинхронный генератор потребляет реактивный ток для создания реактивной мощности из конденсаторных батарей. Емкость должна находиться в определенном диапазоне значений, иначе останавливается процесс самовозбуждения. Для этого, можно ступенчато изменять емкость батареи конденсатора. Рассмотрим более подробно процесс самовозбуждения асинхронного генератора в режиме холостого хода. При наличии остаточного магнитного потока в режиме холостого хода в обмотке статора индуцируется некая остаточная ЭДС. Под действием этой ЭДС в конденсаторах начинает протекать начальный ток, который, протекая по обмотке статора машины, усиливает ее поток. В результате индуцируемая ЭДС растет, а значит, растет ток, создаваемый ею. Для создания ЭДС в обмотке статора необходимо наличие остаточного магнитного потока. Процесс самовозбуждения заканчивается, когда наступает равенство:

$$(x_{\sigma 1} + x_m) \cdot I_c = x_c \cdot I_c$$

где $x_{\sigma 1}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, x_m – индуктивное сопротивление индуктивное сопротивление ветви намагничивания, x_c – емкостное сопротивление батареи конденсаторов, I_c – ток конденсатора.

В режиме нагрузки конденсаторная батарея должна обеспечивать реактивной мощностью не только сам генератор, но и нагрузку. Любой конденсатор выбирается из посчитанной результирующей реактивной мощности:

$$Q_B = Q_G + Q_H = (Q_m + q_1 + q_2) + (P \cdot \operatorname{tg} \varphi_1)$$

где Q_G – реактивная мощность, необходимая для генератора, квар; Q_H – реактивная мощность нагрузки, квар; q_1 – реактивная мощность статора, квар; q_2 – реактивная мощность ротора, квар; P –

номинальная мощность, Вт; $\operatorname{tg} \varphi_1$ – коэффициент реактивной мощности.

Все расчеты подбора конденсатора выполняются при условии $C = \text{const}$ [3].

Формула нахождения емкости имеет следующий вид:

$$C_B = \frac{3 \cdot I_c \cdot 10^6}{\omega_1 \cdot U_1} = \frac{3 \cdot Q_B \cdot 10^6}{m_1 \cdot \omega_1 \cdot U_1^2} = \frac{3 \cdot (Q_\Gamma + Q_H) \cdot 10^6}{m_1 \cdot \omega_1 \cdot U_1^2}$$

где m_1 – количество фаз; ω_1 – частота вращения, мин^{-1} ; U_1 – номинальное напряжение, В; I_c – ток батареи конденсатора, А.

Исходя из требований к асинхронному генератору, работающий при коэффициенте мощности равно $\cos \varphi_1 = 0,982$, получаем значение $\operatorname{tg} \varphi_1 = 0,401$. Далее находим реактивную мощность нагрузки:

$$Q_H = P \cdot \operatorname{tg} \varphi_1 = 4000 \cdot 0,401 = 1600 \text{ вар}$$

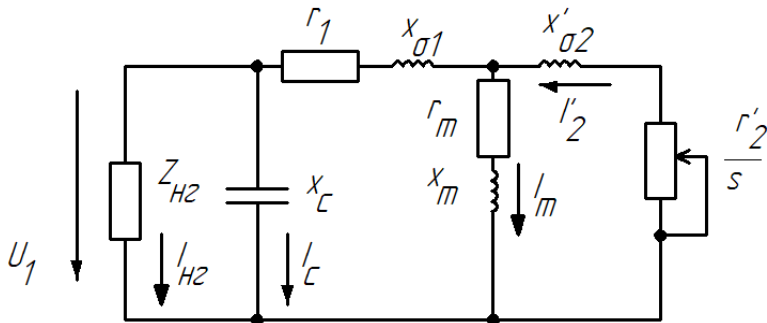


Рис.2 – Схема замещения самовозбуждающегося асинхронного генератора с нагрузкой и емкостным сопротивлением конденсаторной батареи

По рис.2, реактивная мощность генератора состоит из нескольких составляющих – намагничивающая, рассеяния статора и ротора:

$$Q_\Gamma = Q_m + q_1 + q_2 = m_1 \cdot I_0^2 \cdot x_m + m_1 \cdot I_1^2 \cdot x_{\sigma 1} + m_1 \cdot I_2'^2 \cdot x'_{\sigma 2}$$

x_m – индуктивное сопротивление, Ом; I_0 – ток холостого хода, А; I_1 – ток статора, А; I'_2 – ток ротора, А; $x'_{\sigma 2}$ – сопротивление, Ом; $x_{\sigma 1}$ – сопротивление, Ом.

Подставляя известные значения получаем: $Q_r = 2380,17$ вар . Значит, сумма двух реактивных мощностей будет равна суммарной мощности батареи конденсатора $Q_6 = 3980,17$ вар. Находим ёмкость батареи:

$$C_B = \frac{3 \cdot 3980,17 \cdot 10^6}{3 \cdot 314 \cdot 220^2} = 229,21 \text{ мкФ}$$

Исходя из расчетов, нужно подобрать определенный силовой конденсатор. Для таких целей есть следующие виды конденсаторов: СВВ60, СВВ61, СВВ65, CD60, МБГО, МБГЧ, МБГВ. Выбираем CD60 250mkF, общего применения 250 мкФ с номинальным допуском по емкости $\pm 20\%$. Размеры выбранного конденсатора (рис.3): 46 x 85 мм. [4]

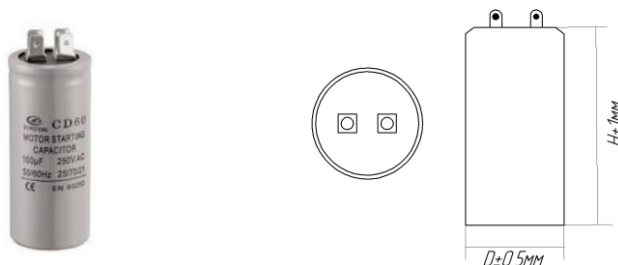


Рис.3 – Конденсатор CD60 250mkF

Литература:

1. *Гришуков Л.С., Колесова А.В., Колесов С.Л.* Инверторное возбуждение асинхронного генератора // Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2010. – № 4. – С. 98–109.

2. Специальные электрические машины: Источники и преобразователи энергии: Учебное пособие для вузов / А.И. Бертинов, Д.А. Бут, С.Р. Мизюрин и др.; Под ред. А.И. Бертинова. - М.: Энергоиздат, 1982. - 547, [4] с.: ил.

3. *Топорцев Н.Д.* Асинхронные генераторы для автономных электроэнергетических установок. М.: НТФ «Энергопрогресс», 2004 – 88 с.; ил. [Библиотечка электротехника, приложение к журналу «Энергетик». Вып. 7(67)].

4. Технические характеристики пусковых конденсаторов. Технический каталог марки CD60 общего применения. [Электронный ресурс]. – URL: <https://static.chipdip.ru/lib/104/DOC001104788.pdf> (дата обращения: 26.10.2024).

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ УМЕНЬШЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ МОМЕНТА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

А.А. Муращенко

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, murashchenko.artem@gmail.com
Научный руководитель: Приступ А.Г., к.т.н., доцент**

Исследованы методы уменьшения пульсаций момента синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе. Рассмотрено несколько способов усовершенствования конструкции электродвигателя для уменьшения пульсаций момента.

The ways to reduce the torque ripple of synchronous motor with permanent magnets on the rotor are investigated. Several methods of improving motor design to reduce torque ripple are considered.

Исследованный синхронный электродвигатель с постоянными магнитами на роторе используется в качестве электропривода вентилятора. Выбор данного электродвигателя обусловлен целым рядом преимуществ: простая и надежная конструкция, низкие затраты на обслуживание, высокая перегрузочная способность, меньшие массогабаритные характеристики по сравнению с асинхронными электродвигателями аналогичной мощности или крутящего момента, широкий диапазон регулирования частоты вращения, а также высокие энергетические и динамические показатели.

Одним из важнейших критериев электропривода на базе СДПМ является величина пульсаций момента, имеющих разные причины возникновения. Данные пульсации отрицательно сказываются на точности управления, динамике электропривода и приносят дополнительные потери. В динамических режимах они вызывают дополнительные шумы, вибрации и резонансные явления. Поэтому в современных электроприводах накладывается ограничение уровня пульсаций электромагнитного момента, который должен находиться в пределах 1-2% от номинального момента.

В соответствии с [1] исследованы пульсации момента синхронных машин, обусловленные зубчатостью статора и эксцентриситетом ротора. Исходя из исследований было получено, что минимальными пульсациями момента и небольшим влиянием на их увеличение при наличии эксцентриситета ротора при обесточенной обмотке статора обладает конструктивное решение магнитопровода со спрямленными коронками зубцов статора. Это же конструктивное решение имеет меньшее снижение развиваемого электромагнитного момента при существенном уменьшении пульсаций момента и меньшей их зависимости от эксцентриситета ротора. Исследованные варианты конструктивных решений магнитной системы электродвигателя представлены на рисунке 1.

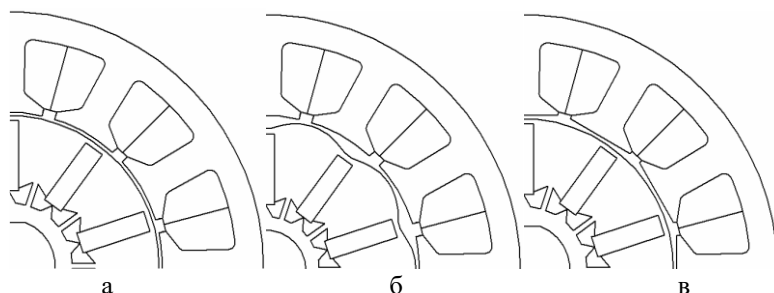


Рис.1 – Магнитопровод электродвигателя: а – с цилиндрической расточкой статора и ротора; б – с профилированными полюсами ротора; в – со спрямлёнными коронками статора

Также исследовано влияние ширины коронок зубцов статора на величину зубцовых пульсаций момента. На рисунке 2 представлены зависимости относительной величины пульсаций момента для машин с цилиндрической расточкой статора и ротора (кривая 1) и с цилиндрическим ротором и спрямленными коронками зубцов статора (кривая 2). Установлено, что рекомендуемая величина открытия паза статора составляет от 0 до 0,23 зубцового деления статора.

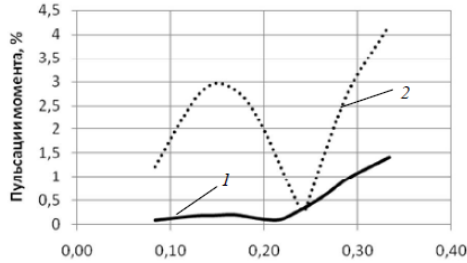


Рис. 2 – Зависимость величины зубцовых пульсаций момента от ширины открытия паза: 1 – схема рис. 1, б; 2 – схема рис. 1, в

В соответствии с [2] рассмотрены особенности проектирования роторов синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов. Выяснено, что конструкция ротора оказывает существенное влияние на уровни гармонических составляющих поля в зазоре, которые приводят к пульсациям электромагнитного момента и, следовательно, к повышенным вибрациям электрической машины. Исследовано влияние коэффициента полюсной дуги индуктора на высшие гармонические составляющие электромагнитного момента. Для исследования выбраны СДПМ с индуктором с постоянными магнитами, уплощёнными со стороны вала (Рис. 3) и с индуктором с неравномерным зазором (Рис. 4). Кривые момента для коэффициента полюсной дуги 0,7 и 0,79 для СДПМ с индуктором с постоянными магнитами, уплощёнными со стороны вала приведены на рисунке 5 и рисунке 6 соответственно. Кривая момента СДПМ с индуктором с неравномерным зазором представлена на рисунке 7.

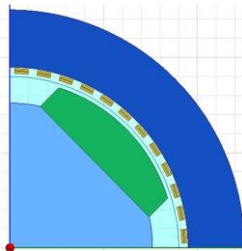


Рис. 3 – Конструкция индуктора с постоянными магнитами, уплощёнными со стороны вала

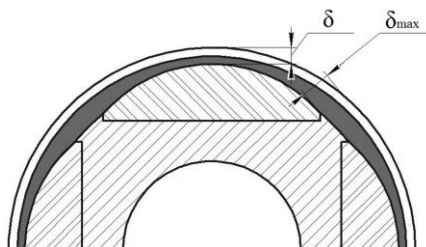


Рис. 4 – Конструкция индуктора с неравномерным зазором

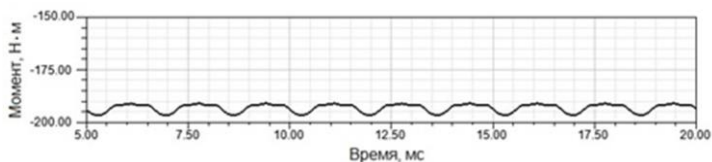


Рис. 5 – Кривая момента СДПМ с индуктором с постоянными магнитами, уплощёнными со стороны вала, с коэффициентом полюсной дуги 0,7

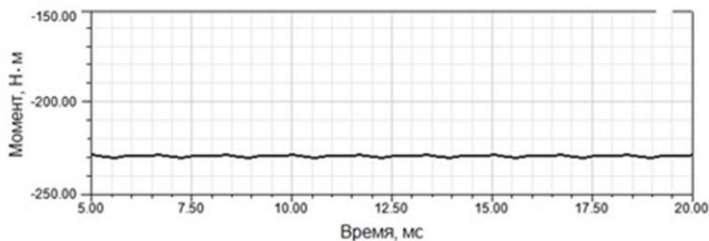


Рис. 6 – Кривая момента СДПМ с индуктором с постоянными магнитами, уплощёнными со стороны вала, с коэффициентом полюсной дуги 0,79

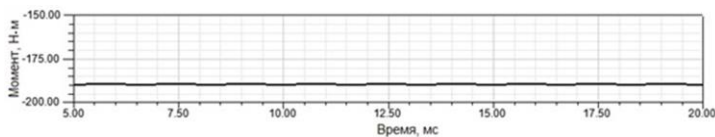


Рис. 7 – Кривая момента СДПМ с индуктором с неравномерным зазором

Проведенное исследование позволило установить, что уменьшение пульсаций момента возможно несколькими методами. Выяснено, что

уменьшить пульсации момента можно путём усовершенствования конструкции статора, а именно спрямление коронок зубцов и подбором оптимальной ширины открытия паза. Также в целях уменьшения пульсаций момента могут применяться различные конструкции ротора, например ротор с профилированными полюсами, ротор с постоянными магнитами, уплощенными со стороны вала и ротор с неравномерным зазором. Данные методы позволяют предотвратить дополнительные шумы, вибрации и резонансные явления.

Литература:

1. *Приступ А.Г., Топорков Д.М.* Исследование способов уменьшения пульсаций момента в магнитоэлектрических синхронных машинах с дробными зубцовыми обмотками // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2013. – № 6. – С. 14-18.
2. *Магин В.В.* Особенности проектирования роторов малощумных синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов // Вопросы электромеханики. – 2015. – №144. – С. 3-15.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПОЛЮСНОГО НАКОНЕЧНИКА СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ДРОБНОЙ-ОДНОЗУБЦОВОЙ ОБМОТКОЙ

И.Л. Попов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, select12345@yandex.ru**

Научный руководитель: Топорков Д.М. к.т.н., доцент

В ходе исследования определены оптимальные значения коэффициентов, характеризующих конструкцию полюса ротора, с учетом особенностей дробной-однозубцовой обмотки статора. Параметры, эмпирически подобранные для машин с классической распределенной обмоткой, оказались неприменимы к данному типу обмотки, что обусловило необходимость уточнения их значений для обеспечения качественной формы ЭДС.

The study determined the optimal values of coefficients defining the rotor pole design, taking into account the specifics of fractional-slot concentrated windings. Parameters empirically selected for machines with conventional distributed windings proved unsuitable for this type of winding, necessitating their adjustment to ensure a high-quality EMF waveform.

В последние годы наблюдается устойчивый рост интереса к синхронным генераторам с постоянными магнитами благодаря их высокой надежности и простоте конструкции. Однако синхронные

генераторы с электромагнитным возбуждением продолжают занимать важное место в энергетике, предлагая уникальные преимущества, которые делают их незаменимыми в ряде областей. Их ключевой особенностью является возможность регулирования основного магнитного потока, что позволяет адаптировать параметры машины под текущие эксплуатационные условия.

Одной из главных задач при проектировании таких генераторов является достижение низкой частоты вращения вала. Традиционный способ достижения низкой частоты вращения заключается в увеличении количества пар полюсов ротора. Однако данный подход имеет конструктивные ограничения, связанные с геометрическими параметрами статора. Увеличение числа полюсов без соответствующего увеличения диаметра расточки статора приводит к уменьшению размеров зубцово-пазовой зоны. Это вызывает перенасыщение магнитного потока в зубах статора и приводит к повышенной плотности тока в обмотке, что, в свою очередь, снижает надежность и эффективность машины.

Альтернативным методом снижения частоты вращения является использование дополнительных механических передач или частотных преобразователей. Однако такие решения сопряжены с рядом существенных недостатков:

1. Снижение общего КПД системы из-за введения дополнительных узлов.
2. Увеличение сложности конструкции и, как следствие, снижение надежности.
3. Увеличение капитальных и эксплуатационных затрат.
4. Усложнение процессов обслуживания и ремонта.

В связи с этим особый интерес представляет использование дробной-однозубцовой обмотки статора. Такая конструкция обмотки позволяет значительно увеличить количество пар полюсов без необходимости увеличения диаметра расточки статора. Применение дробной-однозубцовой обмотки позволяет сохранить компактность машины, повысить ее надежность и исключить необходимость дополнительных механических узлов, избегая перечисленных выше негативных последствий.

Для обеспечения синусоидальной формы ЭДС, генерируемой машиной, требуется равномерное распределение магнитной индукции в воздушном зазоре между статором и ротором. В генераторах с электромагнитным возбуждением этого добиваются путем изменения величины воздушного зазора вдоль полюсного наконечника. Идеальная форма полюсного наконечника должна обеспечивать синусоидальное

распределение индукции, однако ее реализация связана с серьезными технологическими трудностями. На практике чаще всего используется упрощенная форма полюсного наконечника с уменьшением зазора по меньшему радиусу, что позволяет достичь приемлемого результата при снижении производственных затрат.

Определение оптимальных параметров полюсного наконечника имеет важное значение для работы машины. Основными параметрами являются:

1. Отношение максимального воздушного зазора между краем полюса и статором к минимальному.
2. Расчетный коэффициент полюсного перекрытия.
3. Высота полюсного наконечника, влияющая на геометрию магнитного поля.

Существующие рекомендации по выбору данных параметров были разработаны для генераторов с классическими распределенными обмотками. Прямое применение этих рекомендаций к машинам с дробной-однозубцовой обмоткой может привести к неудовлетворительной форме ЭДС и снижению эффективности работы генератора.

Для изучения влияния геометрических параметров ротора на распределение магнитной индукции в воздушном зазоре была проведена серия итеративных вычислений методом конечных элементов. Моделирование охватывало различные конфигурации полюсных наконечников, включая вариации формы и размеров воздушного зазора, а также изменения коэффициента полюсного перекрытия. Полученные результаты позволили выявить закономерности.

Анализ данных моделирования позволил определить оптимальные значения параметров полюсного наконечника для синхронных явнополюсных генераторов с дробной-однозубцовой обмоткой. Эти параметры обеспечивают равномерное распределение магнитной индукции в воздушном зазоре, минимизируют искажения формы ЭДС и повышают эффективность работы машины.

Таким образом, использование дробной-однозубцовой обмотки открывает новые возможности для проектирования высокоэффективных синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением.

Литература:

1. *Попов И.Л., Топорков Д.М.* Оптимизация геометрии ротора гидрогенератора с дробной однозубцовой обмоткой для нужд ПЭС и малых ГЭС // *Электротехника*. – 2022. – №10. – С. 58-62.

2. Шевченко А.Ф. Многополюсные синхронные машины с дробными q меньше 1 зубцовыми обмотками с возбуждением от постоянных магнитов // Электротехника. – 2007. – №9. – С. 3-9.

3. Бухгольц Ю.Г., Комаров А.В., Шевченко А.Ф., Шевченко Л.Г. Многополюсные синхронные машины с дробными однозубцовыми обмотками часть 1; Новосибирский государственный технический университет. – Новосибирск, 1996.

4. Бухгольц Ю.Г., Комаров А.В., Шевченко А.Ф., Шевченко Л.Г. Многополюсные синхронные машины с дробными однозубцовыми обмотками часть 2; Новосибирский государственный технический университет. – Новосибирск, 1996.

КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ПРИЁМЫ ПОВЫШЕНИЯ МОЩНОСТНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

**И.А. Просолупов, О.И. Новокрещенов, М.Е. Вильбергер
Новосибирский государственный технический университет,**

г. Новосибирск, ladakalina418@mail.ru

Научный руководитель: Вильбергер М.Е., к.т.н., доцент

В современном мире автомобильный генератор является одним из ключевых компонентов системы электропитания автомобиля. Он отвечает за производство электрической энергии, необходимой для работы всех электрических устройств в автомобиле. Синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов представляют собой технологические решения, которые обеспечивают высокую эффективность, надежность. Они находят все большее применение в различных отраслях, что делает их одними из ведущих типов в области электромашиностроения.

In the modern world, an automobile generator is one of the key components of a car's power supply system. He is responsible for the production of electrical energy necessary for the operation of all electrical devices in the car. Synchronous machines with permanent magnet excitation are technological solutions that ensure high efficiency and reliability. They are increasingly being used in various industries, making them one of the leading types in the field of electrical engineering.

В автомобильных синхронных генераторах в качестве индуктора используется ротор с когтеобразными полюсами (рис.1). Применение такого ротора обусловлена простотой и технологичностью изготовления в условиях массового производства.



Рис.1 – Ротор с когтеобразными полюсами

Для повышения энергетических показателей автомобильных генераторов предлагается вместо статора с «классической» трёхфазной обмоткой использовать статор с дробно-зубцовой обмоткой (рис.2).



Рис.2 – Статор с дробно-зубцовой обмоткой

Обмотка с числом пазов на полюс и фазу $q=2/5$ [3] укладывается в трапециевидных пазах сердечника, как и классическая. Схема обмотки показана на рисунке 3. Применение таких обмоток на статоре позволяет существенно облегчить технологию изготовления, повысить надежность и существенно уменьшить вылет лобовых частей.

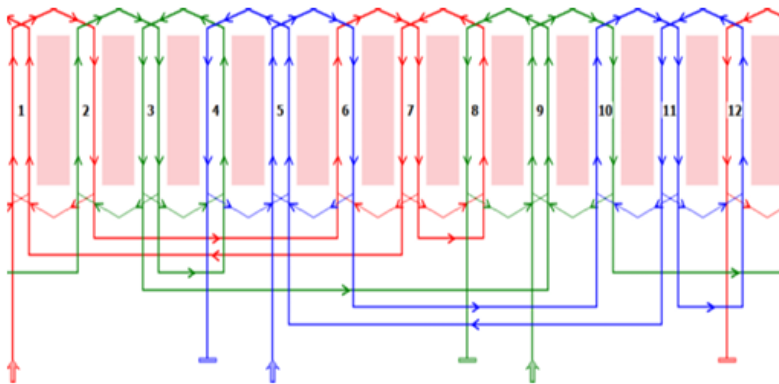


Рис.3 – Схема дробно-зубцовой обмотки с числом пазов на полюс и фазу $q=2/5$

Длина вылета лобовой части для традиционных всыпных обмоток определяется соотношением:

$$l_{\text{выл}} = K_{\text{выл}} \cdot b_{\text{кт}} + B, \quad (1)$$

где $K_{\text{выл}} = 0,5$ – для диаметральных всыпных обмоток [1];

$b_{\text{кт}}$ – средняя ширина катушки, мм;

$B = 15$ – вылет прямолинейной части катушек для диаметральных всыпных обмоток, мм [1].

Если рассматривать обмотку с числом катушек на полюс и фазу меньше единицы, у которых шаг $y = 1$, то вследствие того, что $B = 5$ мм [2] вылет лобовых частей таких обмоток существенно меньше.

Заключение: рассматривая габариты синхронного генератора при всех прочих равных условиях можно сделать вывод о том, что за счет уменьшения вылета лобовых частей при применении дробной-зубцовой обмотки есть возможность увеличения длины сердечника машины, по сравнению с традиционно применяемыми генераторами, а следовательно и увеличения полезной мощности, как минимум на (10 – 15)%.

Литература:

1. Копылов И.П. Проектирование электрических машин: учебник для электромеханических и электроэнергетических специальностей вузов/ И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев. – М.: Высшая школа, 2005. – 766 с.

2. Шевченко А.Ф. Многополюсные синхронные машины с дробными однозубцовыми обмотками Часть 1. Основы теории и конструкция: методическое руководство по курсовому и дипломному проектированию/Ю.Г. Бухгольц, А.В. Комаров, А.Ф. Шевченко, Л.Г. Шевченко – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1995 – 39 с.

3. Жерве Г.К. Обмотки электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние, 1989. – 400 с.: ил.

АНАЛИЗ КОЭФФИЦИЕНТА ФОРМЫ ФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ РЕГУЛИРУЕМОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

А.А. Темляков, В.В. Гречкин, В.Ю. Нейман
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, maksidor@inbox.ru
Научный руководитель: Нейман В.Ю., д.т.н., профессор,
заведующий кафедрой теоретических основ электротехники

В системах управления двигателями широко используется преобразователь частоты. При его работе происходит изменение формы напряжения, которое подается на двигатель. При этом изменение формы напряжения не соответствует требованиям ГОСТ. В данной статье, на основании экспериментальных данных, проведен анализ коэффициента формы напряжения обмотки якоря в соответствии с требованиями государственного стандарта.

A frequency converter is widely used in motor control systems. During its operation, a change in the shape of the voltage that is applied to the engine occurs. At the same time, the change in the voltage shape does not meet the requirements of GOST. In this article, based on experimental data, the analysis of the voltage form factor of the armature winding is carried out in accordance with the requirements of the state standard.

В современных приводах частота вращения электрического двигателя регулируется преобразователем частоты. Существуют схемы и подходы для изменения выходного напряжения, однако при любых подходах существуют высшие гармоники, приводящие к негативным последствиям:

- Повышается дифференциальное рассеяние обмотки статора;
- Появляются вибрации электрической машины;
- Появляется дополнительное перемагничивание сердечников магнитопровода, что приводит к повышению перегрева электрической машины.

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором проектируются для формы напряжения, которое удовлетворяет нормам государственного стандарта, в данном стандарте регламентируется отклонения напряжения от синусоиды [1]. Напряжение, формируемое преобразователем частоты, не удовлетворяет требованию стандарта. Для определения уровня отклонения от стандарта в работе получены осциллограммы фазных напряжений, полученные экспериментальным путем.

На Рисунках 1, 2 представлены осциллограммы напряжения и тока. Данные определялись по схеме на Рисунке 3, где для управления двигателем использовался преобразователь частоты Unidrive SP4401. Для более точного измерения тока использовался шунт $R_{ш}$.

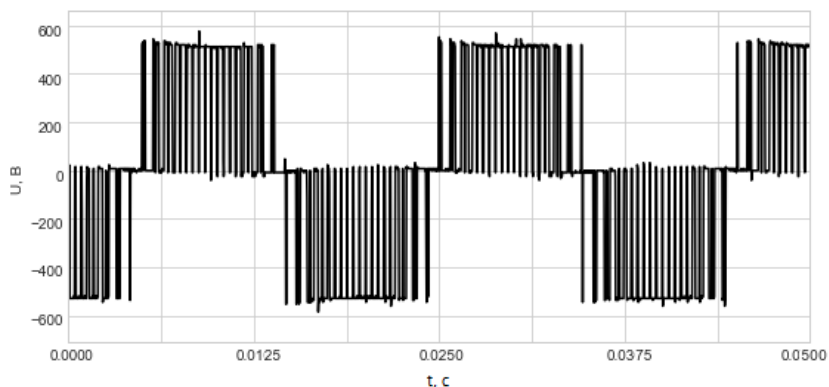


Рис. 1 - Осциллограмма напряжения фазы

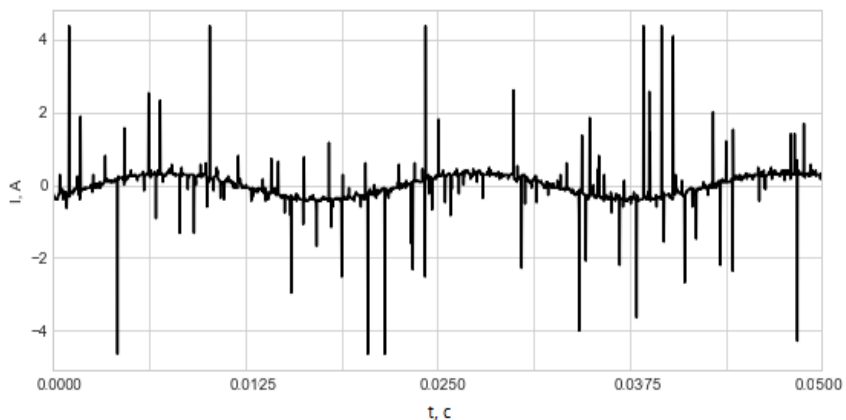


Рис. 2 - Оциллограмма тока фазы

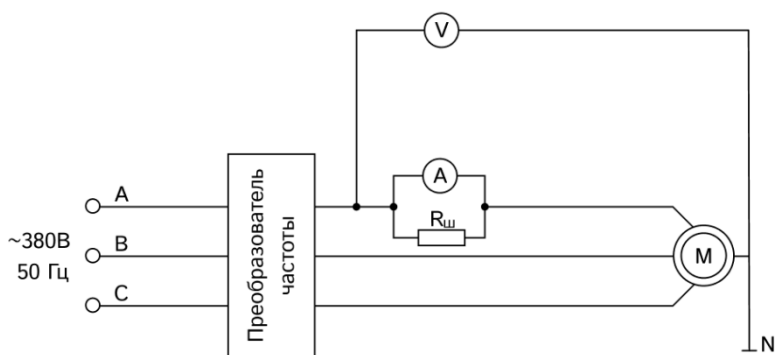


Рис. 3 – Электрическая схема, согласно которой были получены данные

Экспериментальные значения коэффициентов гармонических составляющих, а также допустимые значения согласно государственному стандарту приведены на Рисунке 4. Фактическое значение данного коэффициента для гармоник превышает допустимое значение, причем в некоторых случаях допустимое значение превышает в десятки и сотни раз. Суммарные коэффициент гармонических составляющих также превышает допустимое значение из стандарта (фактическое значение – 36,3%, допустимое согласно государственному стандарту – 8%). Можно сделать вывод, что напряжение, формируемое преобразователем частоты, не удовлетворяет

требованиям государственного стандарта, из чего следует, что двигатели, работающие с таким частотным преобразователем, будут подвержены риску перегрева.

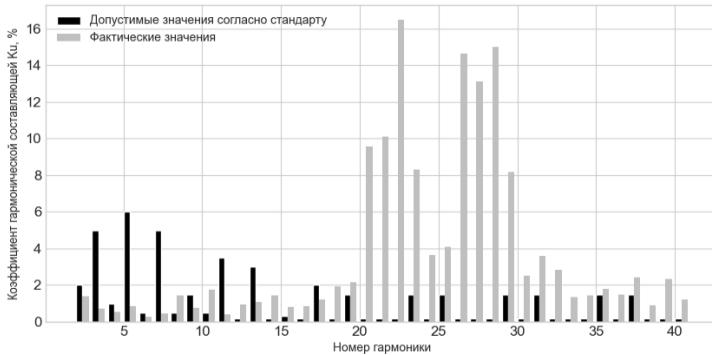


Рис. 4 – Коэффициенты гармонической составляющей

Асинхронный двигатель, спроектированный для работы с преобразователем частоты, должен учитывать ряд особенностей:

- Повышенные потери в электродвигателе
- Повышенное дифференциальное рассеяние
- Дополнительное перемагничивание стали и дополнительные вибрации.

Для уменьшения влияния дифференциального рассеяния необходимо подбирать конструкцию обмотки, магнитопровода и иметь меньшие электромагнитные нагрузки [2]. Конструкция зубцово-пазовой зоны должна обеспечивать приближенное к синусоиде распределение магнитной индукции в воздушном зазоре [2, 3]. Также важную роль в значении дифференциального рассеяния играет величина воздушного зазора: его увеличение уменьшит дифференциальное рассеяние до определенной степени, однако это повлечет за собой увеличение потерь на возбуждение [2, 4]. Для уменьшения потерь, вызванных дополнительным перемагничиванием, следует выбирать материалы магнитопровода с меньшими удельными магнитными потерями. Для устранения негативного эффекта от вибраций следует проводить регулярное обслуживание двигателя.

Литература:

1. ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М: Стандартинформ, 2014.

2. Оценка добавочных потерь асинхронного двигателя для электрооборудования горнодобывающей промышленности. Evaluation of additional losses of an asynchronous motor for electrical equipment of the mining industry / З.С. Темлякова, М.Е. Вильбергер, В.В. Гречкин, А.А. Темляков, Б. В. Малозёмов. – DOI 10.25018/0236_1493_2023_101_0_312. // Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал). Mining informational and analytical bulletin (scientific and technical journal). – 2023. – № 10/1. – С. 312–327.

3. Бурков А.Ф., Юрин В.Н., Аветисян В.Р. Исследование возможностей повышения энергоэффективности асинхронных двигателей // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. — 2018. — Т. 20. — № 9–10 — С. 92–100.

4. Малафеев С.И., Захаров А.В., Сафроненков Ю.А. Новая серия асинхронных частотно-регулируемых двигателей // Электротехника. — 2019. — № 4. — С. 7–12.

ВОДОРОДНОЕ ОХРУПЧИВАНИЕ В ТУРБОГЕНЕРАТОРАХ С ВОДОРОДНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

М.В. Трушин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, trushin.2020@stud.nstu.ru**

В данной статье описан эффект водородного охрупчивания стали турбогенератора с водородным охлаждением. Проанализировано влияние водорода на различные стали и сплавы, которые могут применяться в конструкции генераторов. This article describes the effect of hydrogen bunching of a hydrogen-cooled turbogenerator. The effect of hydrogen on various steels and alloys that can be used in the design of generators is analyzed.

Повышение единичной мощности турбогенераторов остается основной тенденцией развития в современном тяжелом электромашиностроении. Это связано в первую очередь с необходимостью повышения экономичности блока турбины-турбогенератора. Увеличение единичной мощности увеличивает коэффициент использования турбогенератора, что приводит к более конкурентоспособной продукции.

Основным ограничителем мощности турбогенератора является нагрев. Потери энергии в генераторе превращаются в тепло, нагревая его компоненты. Хотя современные генераторы имеют высокий КПД и относительные потери составляют всего 1,5–2,5%, абсолютные потери

очень высоки, что приводит к значительному повышению температуры активной зоны, нагревая изоляцию, сталь и медь.

Газовое охлаждение используется большинством ведущих производителей во всем мире. Они используют воздушное охлаждение для машин мощностью до 400-500 МВт, водородно-водяное охлаждение для машин мощностью до 1300-1500 МВт.

Водород используется в качестве охлаждающей среды ротора генератора, так как он обладает следующими преимуществами:

1. Высокая теплопроводность по сравнению со многими газами. Удельная теплоемкость водорода при постоянном объеме составляет 10,25 Дж/(кг/°C), что в 14 раз больше, чем у азота и в 32,5 раза больше, чем у аргона [1].

2. Низкая плотность. Это позволяет уменьшить потери на сопротивление воздуха внутри генератора. По мере вращения ротора водород с низкой плотностью встречает меньшее сопротивление, что снижает потери энергии и повышает общую эффективность генератора.

3. Улучшенная охлаждающая способность. Системы охлаждения могут обеспечить более высокую охлаждающую способность по сравнению с другими средами.

Одна из проблем использования водорода – деградация конструкционных материалов под воздействием водорода, содержащегося в водородосодержащих средах, поскольку ротор генератора охлаждается водородом до относительной влажности 20%, которая в большинстве случаев может повышаться до более высоких значений [2]. Водород существенно ухудшает эксплуатационные характеристики камеры сгорания двигателя, горячего тракта турбины, дисков турбины и охлаждаемых лопаток.

Скорчеллетти и др. [1] считают, что охрупчивание и растрескивание материала вызвано совместным действием водорода и конденсированной влаги, а сталь полностью устойчива к трещинам только при относительной влажности $9 \times 10^{-2} \%$. Увеличение относительной влажности водорода с 25 до 50% влечет за собой значительное ухудшение трещиностойкости стали. Скорчеллетти и др. [1] утверждают, что при температуре 85°C существует некоторый порог относительной влажности водорода (около 50%), после превышения которого механические свойства этого материала остаются неудовлетворительными.

Влияние водорода на свойства сплавов. Для рассмотрения было взято два сплава: CM88Y и ZhS3DK. Сплав ZhS3DK содержит меньше хрома, что ухудшает его коррозионную стойкость, а также титана и вольфрама, что снижает его прочность в температурном диапазоне 20-900 оС.

Высокая коррозионная и жаростойкость сплава CM88Y обеспечивается наличием в его составе бора, циркония, гафния и иттрия [3, 4] которые отсутствуют в сплаве ZhS3DK. Рений существенно повышает температуру плавления никелевых сплавов. Рений замедляет диффузионные процессы, происходящие при высоких температурах в жаропрочных никелевых сплавах.

Прочность сплава CM88Y мало меняется в интервале температур 20-800 оС, резко снижается при повышении температуры до 900 оС и почти не изменяется под воздействием водорода (рис. 2а). Предел прочности ZhS3DK с меньшим содержанием тугоплавких элементов существенно ниже (рис. 2б).

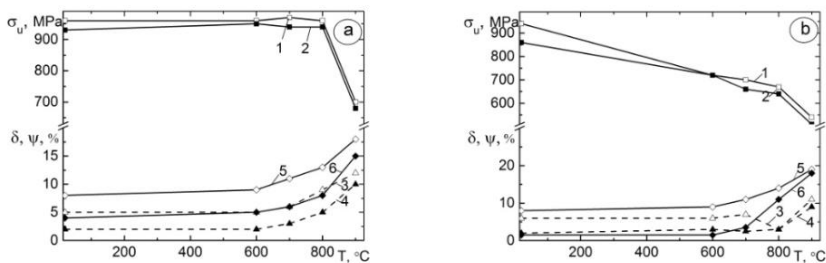


Рис. 1 – Температурные зависимости предела прочности (1, 2), относительного удлинения (3, 4) и уменьшения площади (5, 6) сплавов CM88Y (а) и ZhS3DK (б) на воздухе (1, 3, 5) и в воде под давлением 30Мпа (2, 4, 6)

Степень водородного охрупчивания литых сплавов зависит от их химического состава и режимов термической обработки, определяющих особенности структуры материала [5-7]. Характеристики пластичности обоих сплавов сильно снижаются в водороде при давлении 30 Мпа (рис. 1, 2).

Установлено, что повышение водородостойкости аустенитных железоникелевых сталей и сплавов достигается за счет формирования структуры с тонкими границами зерен с повышенной энергией сцепления за счет введения бора, лантана и циркония, за счет оптимизации морфологии интерметаллидов [7]. Поэтому сплав ZhS3DK, в котором нет ни одного из этих легирующих элементов, значительно более охрупчивается водородом в диапазоне температур 20–700 °С. При более высоких температурах его прочность резко снижается, а действие водорода ослабевает (рис. 2).

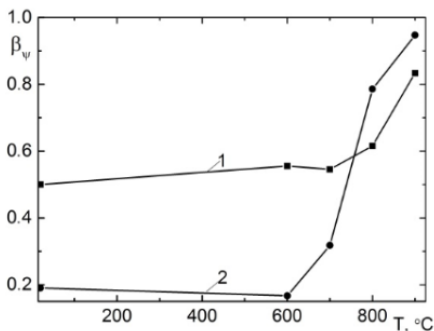


Рис. 2 – Температурная зависимость коэффициента влияния водорода при давлении 30 МПа на сплавы СМ88У (1) и ZhS3DK (2)

Многоцикловая усталость является важной характеристикой работы вращающихся частей энергетического оборудования, таких как роторы, диски и лопатки турбин и двигателей.

Предел выносливости сплавов определялся в водородной камере для материалов многоциклового усталости на воздухе и водороде при давлении 30 МПа и температуре 800 °С [9].

При статических испытаниях на растяжение водород при давлении 30 МПа оказывает незначительное влияние на прочность и существенно снижает характеристики пластичности литых жаропрочных никелевых сплавов. Сплав ZhS3DK, в котором отсутствует бор, лантан и цирконий более подвержен охрупчиванию водородом. Сплав СМ88У при температуре 800 оС сохраняет высокую прочность и чувствительность к водородному охрупчиванию. При всех амплитудах нагрузки усталостная выносливость сплава ZhS3DK существенно ниже и мало изменяется под воздействием водорода [7, 8] (рис. 3).

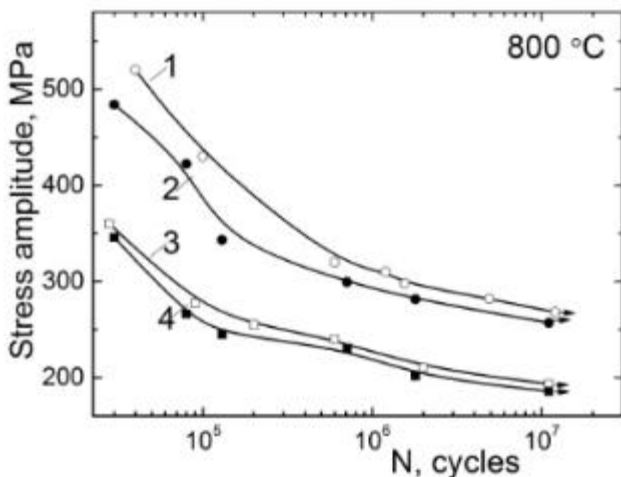


Рис. 3 – Кривые долговечности SM88Y (1, 2) и ZhS3DK (3, 4) на воздухе (1, 3) и в водороде (3, 4)

Литература:

1. *Скорчеллетти В.В., Силина Е.П., Зайцев В.А.* Коррозионное растрескивание под напряжением стопорных колец роторов турбогенераторов // *Электрические станции.* – 1981. – №12. – С. 40-42.
2. *Шпидель М.О.* Ненамагничивающиеся стали для колец крышек генераторов, их защита от коррозии под напряжением и водородного охрупчивания // *VGB Kraftwerkstechnik.* – 1981. – №61 (5). – С. 417-427.
3. *Амовал Ю., Сейдман Д.Н.* Роль гафния в образовании разориентированных дефектов в суперсплавах на основе Ni: атомно-зондовое томографическое исследование // *Acta Mater.* – 2011. – №59. – С. 3321–3333.
4. *Кузнецов П., Лесников В.П., Конакова И.П., Попов Н.А., Кваснитская Ю.Г.* Структурные и фазовые превращения в монокристаллическом никелевом сплаве, легированном рением и рутением, при испытаниях на длительную прочность // *Met. Sci. Heat Treat.* – 2015. – №57. – С. 503-506.
5. *Чен С., Жао М., Ронг Л.* Влияние размера зерна на чувствительность к водородному охрупчиванию дисперсионно-упрочненного сплава на основе FeNi // *Mat. Sci. Eng.* – 2014. – №594. – С. 98-102.
6. *Балитский А.* Водородное зарождение и распространение трещин в никель-кобальтовых жаропрочных сплавах // *Procedia Struct. Integr.* – 2019. – №16. – С. 134-140 с.

7. Балитский А., Ивашкевич Л., Мочульский В., Елиз Ж., Сколодра О. Влияние водорода высокого давления и высокой температуры на вязкость разрушения никельсодержащих сталей и сплавов // Arch. Mech. Eng. – 2014. – №61. – С. 129-138.

8. Балитский А., Ивашкевич Л. Влияние водорода на кумуляцию разрушения, механические свойства и вязкость разрушения сплавов NiCr // Adv. Mat. Sci. Eng, 2019

9. Балитский А., Дмитриук В.В., Ивашкевич Л.М. Повышение механических характеристик, водородостойкости и долговечности сварных соединений сталей роторов турбин // Energies. – 2022. – №15. – С. 6006-6007.

ВЛИЯНИЕ КОЛИЧЕСТВА ПАЗОВ КОРОТКОЗАМКНУТОГО РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ПОВЕРХНОСТНЫЕ И ПУЛЬСАЦИОННЫЕ ПОТЕРИ

Р.А. Чернухин, З.С. Темлякова, П.В. Морозов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, chernukhin.242@mail.ru
Научный руководитель: Темлякова З.С., д.т.н., профессор

В рамках данной работы рассмотрено влияние количества пазов короткозамкнутого ротора асинхронного двигателя на поверхностные и пульсационные потери в стали магнитопровода. Объектом исследования является асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором мощностью 11 кВт и частотой вращения 1000 об/мин. На его примере выполнен электромагнитный расчёт. Определена доля поверхностных и пульсационных потерь в стали и степень её влияния на энергетические показатели (коэффициент полезного действия и коэффициент мощности).

Within the framework of this work, the influence of the number of slots of a short-circuited rotor of an asynchronous motor on surface and pulsation losses in the steel of a magnetic circuit is considered. The object of the study is an asynchronous motor with a closed-loop rotor with a power of 11 kW and a rotation speed of 1000 rpm. An electromagnet calculation was performed on his example. The proportion of surface and pulsation losses in steel and the degree of its influence on energy performance (efficiency and power factor) are determined.

Асинхронный электродвигатель с короткозамкнутой обмоткой ротора получил наибольшее распространение благодаря ряду преимуществ: надёжность, простота конструкции, дешевизна в изготовлении. Асинхронные двигатели являются экономичными в процессе эксплуатации. Их энергетические показатели могут достигать высоких

значений. Кроме того, они могут работать в паре с частотным преобразователем, что позволяет обеспечить высокий уровень автоматизации для различных видов производств.

Усовершенствование и проработка аспектов касающихся энергетических показателей является важной задачей [1, 2]. В соответствии с энергетической диаграммой (рис.1) асинхронный двигатель имеет следующие виды потерь: электрические потери, потери в стали, добавочные и механические потери.

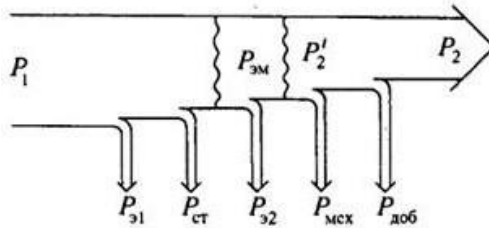


Рис.1 – Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя

Существует проблема работы асинхронного двигателя с преобразователем частоты. Она сопровождается:

- повышением магнитострикции;
- появлением дополнительных силовых линий поля дифференциального рассеяния, это поле представляет собой высшие гармоники потоков дифференциального рассеяния взаимной индукции;
- появлением дополнительного перемагничивания сердечников магнитопровода, которое приводит к перегреву асинхронного двигателя.

Наличие дополнительного дифференциального рассеяния приводит к увеличению потерь в стали и, как следствие, снижению энергетических показателей, в связи с чем изыскиваются решения, которые позволят уменьшить потери. Одним из решений является уменьшение добавочных (поверхностных и пульсационных) потерь путём изменения числа пазов в роторе.

В таблице 1 представлены результаты расчёта основных потерь в стали, электрических потерь, механических и добавочных потерь исследуемого электродвигателя.

Таблица 1 – Результаты расчёта

Z_1	54			
Z_2	44	50	64	68
$P_{ст.осн}, Вт$	221,38	221,38	221,38	221,38
$P_{эл.статор}, Вт$	886,82	873,41	855,18	851,94

$P_{\text{эл.ротор, Вт}}$	238,61	237,22	235,42	235,11
$P_{\text{мех, Вт}}$	52,77	52,77	52,77	52,77
$P_{\text{пов.стат, Вт}}$	11,95	11,21	9,91	9,61
$P_{\text{пов.рот, Вт}}$	5,21	5,12	4,92	4,86
$P_{\text{пул.стат, Вт}}$	3,77	4,86	7,97	9
$P_{\text{пул.рот, Вт}}$	69,47	89,03	144,13	162,31
$P_{\text{доб, Вт}}$	90,4	110,22	166,93	185,78
$\Sigma P, \text{ Вт}$	1489,98	1495	1531,68	1546,98
$\eta, \%$	86,3	88	87,6	87,5
$\cos \phi, \text{ о.е.}$	0,863	0,864	0,867	0,867

Ниже представлены результаты расчёта доли добавочных потерь в стали [3].

$$P_{\% 44} = 1 - \frac{\Sigma P_{44} - P_{\text{доб.44}}}{\Sigma P_{44}} \cdot 100\% = 1 - \frac{1489,98 - 90,4}{1489,98} \cdot 100\% = 6,1 \%,$$

$$P_{\% 50} = 1 - \frac{\Sigma P_{50} - P_{\text{доб.50}}}{\Sigma P_{50}} \cdot 100\% = 1 - \frac{1495 - 110,22}{1495} \cdot 100\% = 7,4 \%,$$

$$P_{\% 64} = 1 - \frac{\Sigma P_{64} - P_{\text{доб.64}}}{\Sigma P_{64}} \cdot 100\% = 1 - \frac{1531,68 - 166,93}{1531,68} \cdot 100\% = 10,9 \%,$$

$$P_{\% 68} = 1 - \frac{\Sigma P_{68} - P_{\text{доб.68}}}{\Sigma P_{68}} \cdot 100\% = 1 - \frac{1546,98 - 185,78}{1546,98} \cdot 100\% = 12 \%.$$

Заключение: анализ выполненных расчётов показывает, что с изменением числа пазов в сердечнике магнитопровода ротора при постоянстве числа пазов в сердечнике магнитопровода статора изменяются количественные значения потерь и энергетические показатели асинхронного двигателя. Из этого следует, что наилучшее значение искомого числа пазов в сердечнике магнитопровода ротора может быть получено только методом последовательных приближений при расчёте ряда альтернативных вариантов.

Литература:

1. Бурков А.Ф., Юрин В.Н., Аветисян В.Р. Исследование возможностей повышения энергоэффективности асинхронных двигателей // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2018. – Т. 20. – № 9–10 – С. 92–100.

2. Гречкин В.В. Конструктивно-технические приёмы повышения энергоэффективности асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр.: в 9 ч., Новосибирск, 30 нояб. – 4 дек. 2020 г. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2020. – Ч.5 – С. 104–107.

3. Оценка добавочных потерь асинхронного двигателя для электрооборудования горнодобывающей промышленности / Темлякова З.С., Вильбергер М.Е., Гречкин В.В., Темляков А.А., Малозёмов Б.В. // Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал). Mining informational and analytical bulletin (scientific and technical journal). – 2023. – № 10/1. – С. 312–327. – doi 10.25018/0236_1493_2023_101_0_312.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАСПОЛОЖЕНИЯ МАГНИТОВ С РАЗЛИЧНЫМ УРОВНЕМ НАМАГНИЧЕННОСТИ НА ПУЛЬСАЦИИ МОМЕНТА

Г.Н. Чусовитин, А.Г. Приступ

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

При производстве образца электродвигателя с постоянными магнитами были заказаны магниты определенной формы и небольшой партией. Внутри этой партии остаточная магнитная индукция от магнита к магниту различалась. В связи с этим в работе приводится краткий анализ необходимости и способа балансировки расположения на роторе магнитов разного уровня намагниченности для синхронных машин с постоянными магнитами на роторе.

When producing a sample permanent magnet motor, magnets of a certain shape and in a small batch were ordered. Within this batch, the residual magnetic induction varied from magnet to magnet. In this connection, the paper gives a brief analysis of the necessity and method of balancing the arrangement of magnets of different magnetization levels on the rotor for synchronous machines with permanent magnets on the rotor.

Синхронные магнитоэлектрические машины, включая синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ), быстро развились благодаря появлению высокоэрцитивных магнитотвёрдых

материалов (NeFeB и SmCo) и усовершенствованию аппаратной базы управления. Это развитие позволило им стать одним из самых распространённых классов электромеханических преобразователей в различных отраслях.

Многие специалисты считают СДПМ наиболее перспективным решением для малых и средних мощностей среди всех электромеханических преобразователей.

В процессе производства опытного образца была заказана партия магнитов, поскольку в данной конфигурации электродвигателя не было возможности применить каталожные магниты прямоугольной формы и необходимой марки NdFeB 42UH.

При получении готовых магнитов была произведена проверка остаточной магнитной индукции для выявления соответствия норме для данной марки магнитов. Для измерения магнитной индукции был использован теславеберметр ТПУ-2В. Магниты были заранее пронумерованы и результаты измерений были записаны в таблицу 1 для дальнейшей сортировки.

Таблица 1 – Результаты измерений магнитной индукции

Условно «Северные» магниты		Условно «Южные» магниты	
Номер магнита	Значение магнитной индукции, мТл	Номер магнита	Значение магнитной индукции, мТл
1	-71,5	8	71,5
2	-73,8	9	70,8
3	-69,3	10	75
4	-72,8	11	72,5
5	-70,5	12	67,5
6	-71,7	13	72
7	-75	14	72,5

Из полученных данных можно сделать вывод, что уровень остаточной намагничённости в одной партии может отличаться на 10%, а также от табличных значений уровня намагничённости [2]. Поскольку одним из недостатков в синхронных машинах с постоянными магнитами является пульсация моментов, была предпринята попытка учесть различный уровень намагничённости магнитов и расположить их таким образом, чтобы максимально приблизиться к расчётному значению модели.

Для моделирования ситуации с магнитами различного уровня намагничённости была создана модель в программном пакете «FEMM» [1].

Были рассмотрены несколько случаев расположения магнитов в роторе:

1) Все условно «сильные» магниты расположены в одной половине ротора, а все условно «слабые» в другой половине (рисунок 1а)

2) Магниты расположены чередуясь: «сильный»-«слабый»-«сильный» по всей окружности ротора (рисунок 2б)

3) Случайный порядок расположения магнитов по уровню намагниченности (рисунок 3в)

После моделирования данных моделей были получены пульсации момента представленные на рисунках 2-4.

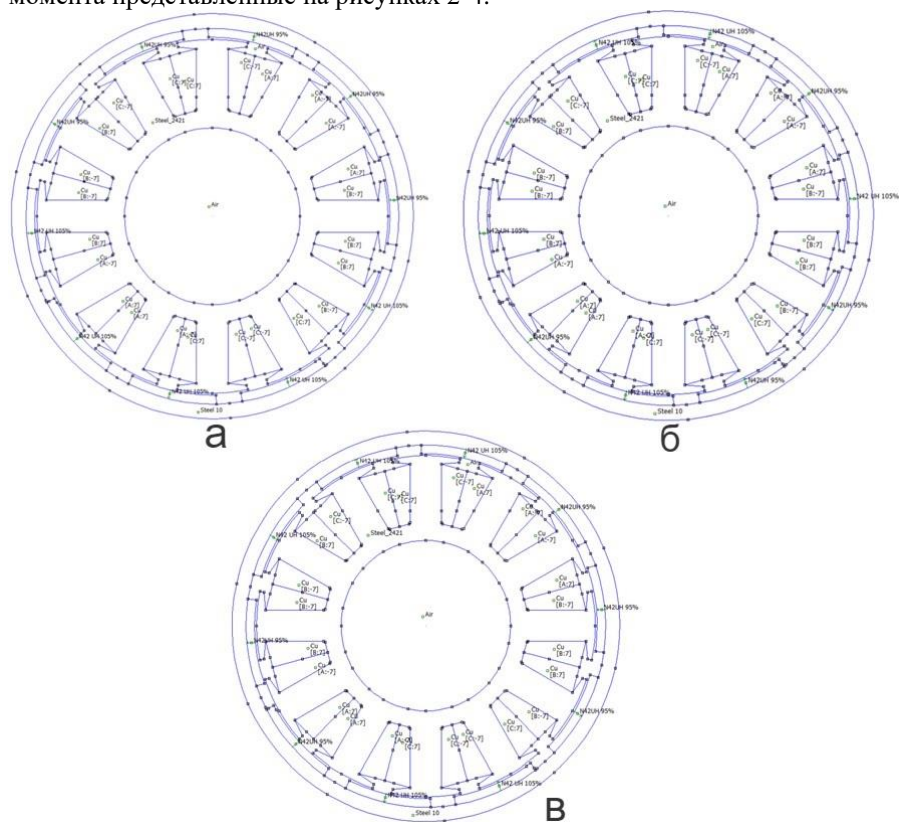


Рис. 1 – Виды расположения магнитов а)первый способ; б)второй способ; в)третий способ



Рис. 2 – Результаты расчёта первой модели



Рис. 3 – Результаты расчёта второй модели



Рис. 4 – Результаты расчёта третьей модели

По графикам видно, что наиболее равномерная пульсация момента вала происходит при первом варианте расположения магнитов. В этом

случае разница между максимальным и минимальным моментом составляет всего 2,53 Н·м, тогда как во втором случае 2,97 Н·м.

Таким образом при расположении магнитов по первому варианту позволяет сократить пульсации момента на 0,44 Н·м. Таким образом, расположение магнитов путем разделения половин ротора на условно сильную и слабую по уровню намагниченности позволяет получить наименьший уровень пульсаций и сохранить при этом средний момент на валу.

Данный метод балансировки будет применяться при дальнейшем проектировании и производстве макетных и опытных образцов для сокращений расхождений расчётной модели и опытного образца.

Литература:

1. Расчет магнитных полей методом конечных элементов в программе FEMM для решения задач электромеханики: учебное пособие / Г.Б. Вяльцев, Д.М. Топорков, Т.В. Честюнина. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. – 115 с.

2. Проектирование электрических машин с постоянными магнитами: учебное пособие / А.Ф. Шевченко, А.Г. Приступ, Ю.Г. Бухгольц, Т.В. Честюнина, Д.М. Топорков, Г.Б. Вяльцев; под общ. ред. А.Ф. Шевченко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2021. – 152 с.

Секция ЭЛЕКТРОПРИВОД И АВТОМАТИЗАЦИЯ
ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ
КОМПЛЕКСОВ

**ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЧИСЛЕННОГО
МОДЕЛИРОВАНИЯ ЗАДАЧ МАГНИТНОЙ ГИДРОДИНАМИКИ**

М.Н. Андреев

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, andreev.maxim.1998@stud.nstu.ru**

Научный руководитель: Морев А.Э., старший преподаватель

В данной работе рассматривается алгоритм, позволяющий решать сопряженную электромагнитно-гидродинамическую задачу с двусторонней связью в программном комплексе ANSYS. Произведена апробация подхода с помощью задачи левитационной плавки алюминиевой заготовки весом 18.6 грамм.

This paper deals with an algorithm for solving the coupled electromagnetic-hydrodynamic problem with two-way coupling in the ANSYS software package. The approach is validated using the levitation melting problem of an aluminum billet weighing 18.6 g.

Магнитная гидродинамика (МГД) — это область физики, изучающая взаимодействие электромагнитного поля с проводящими жидкостями или газами. МГД процессы встречаются при плавке металлов, физике плазмы и других областях. Основная сложность при моделировании МГД задач – отсутствие удобных инструментов для решения мультифизических задач с изменяющейся формой свободной поверхности [1].

Обмен данными между электромагнитным и гидродинамическим решателями необходим для реализации численного моделирования МГД задач. Электромагнитный решатель по окончании своего действия должен выдавать поле объемных сил, используемое как источниковый член уравнения движения в CFD-решателе. В свою очередь, CFD-решатель по окончании своей части расчета должен выдавать поле объемной доли, служащее критерием для перестроения геометрии формы свободной поверхности расплава, струи плазмы и т.д. [1]-[3].

Для решения сопряженной МГД задачи был выбран метод, предполагающий использование коммерческого программного обеспечения с собственной системой взаимодействия. В качестве электромагнитного и гидродинамического решателя были выбраны

программные пакеты ANSYS APDL и ANSYS Fluent соответственно, благодаря возможностям автоматизации и скриптования процессов.

Чтобы два решателя могли обмениваться данными, необходимо разработать алгоритм сопряжения. Поскольку они используют разные методы решения, нужно передать значения с одной сетки на другую с помощью алгоритма маппирования – процесса переноса значений таблично заданной функции, представленной в виде дискретного множества, на новую сетку. На рисунке 1 представлен алгоритм взаимодействия решателей, где Coupler – разработанный программный комплекс для обмена данными между решателями.

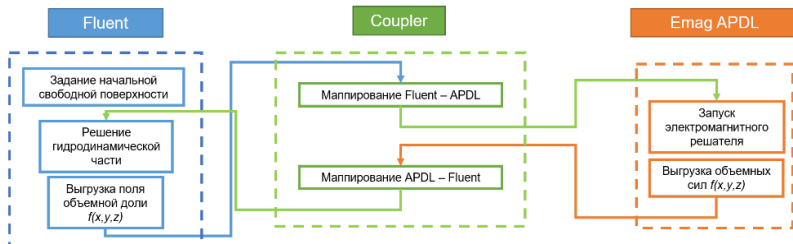


Рис. 1 – Алгоритм взаимодействия решателей

Для реализации алгоритма маппирования на первом шаге используется алгоритм поиска ближайших соседей [4]. Далее необходимо аппроксимировать значения функции старой сетки на новую сеточную структуру. Данный шаг был реализован несколькими методами: методом функции с помощью локальной множественной регрессии, методом функции с помощью взвешенных (обратных) расстояний и методом радиальных базисных функций.

Апробация выбранного подхода была произведена с помощью разработанной численной модели системы индукционной левитационной плавки в программном комплексе ANSYS. На рисунках 2 и 3 представлены геометрия и сеточная структура электромагнитной и гидродинамической задач соответственно.

Электромагнитное поле описывается уравнениями Максвелла (1) - (4), законом Ома (5) и сохранения заряда (6). В МГД задачах проводящая жидкость движется за счёт сил Лоренца (7):

$$\nabla \vec{E} = \frac{\rho_e}{\varepsilon_0}; \quad (1) \quad \nabla \times \vec{H} = \mu_0 \vec{j} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}; \quad (2)$$

$$\nabla \vec{H} = 0; \quad (3) \quad \vec{j} = \sigma \vec{E}; \quad (4)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \quad (5) \quad \frac{\partial \rho_e}{\partial t} + \nabla \cdot \vec{j} = 0; \quad (6)$$

$$\vec{f}_L = \vec{j} \times \vec{B} \quad (7)$$

где \vec{E} – напряженность электрического поля, $\vec{H} = \vec{B}/\mu\mu_0$ – напряженность магнитного поля, ρ_e – плотность заряда, ε_0 – диэлектрическая постоянная вакуума, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, \vec{j} – плотность тока, σ – удельная электропроводность [5].

Для описания гидродинамической задачи был использован метод конечных объемов для несжимаемой жидкости в предположении постоянной вязкости. Поток несжимаемой жидкости описывается уравнениями Навье-Стокса:

$$\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + (\vec{v} \cdot \nabla) \vec{v} = -\nabla \left(\frac{p}{\rho} \right) + \nu \Delta \vec{v} + \frac{\vec{f}}{\rho}; \quad (8) \quad \nabla \cdot \vec{v} = 0; \quad (9)$$

где ρ – плотность жидкости, ν – кинематическая вязкость жидкости, p – давление, \vec{f} – источниковый член уравнения движения, которым в данном случае является сила Лоренца, полученная в электромагнитном расчете [3].



Рис. 2 – а) Геометрия электромагнитной задачи: 1 – индуктор; 2 – расплав; 3 – воздух; б) Сетка электромагнитной задачи с граничными условиями: 1 - $A_z = 0$; 2 – задано действующее значение тока 650 А с частотой 9650 Гц.

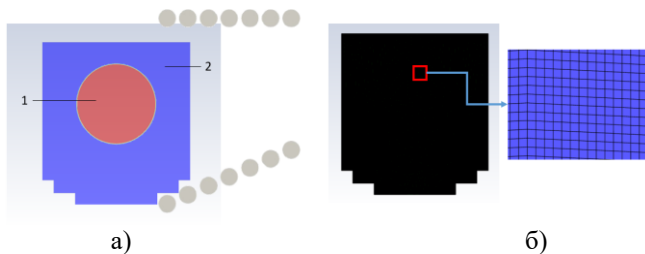


Рис. 3 – а) Геометрия гидродинамической задачи: 1 – расплав, 2 – воздух; б) Сетка гидродинамической задачи.

При решении электромагнитной задачи в Ansys APDL были получены распределения плотности тока в расплаве, вектора магнитной индукции и силы Лоренца, представленные на рисунках 4, 5 и 6.

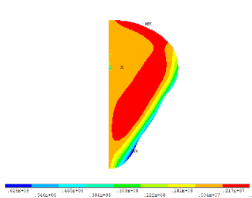


Рис. 4 –
Распределение
плотности тока
в расплаве

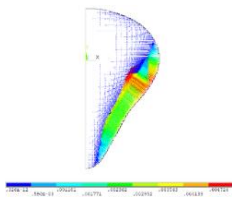


Рис. 6 –
Распределение
силы
Лоренца

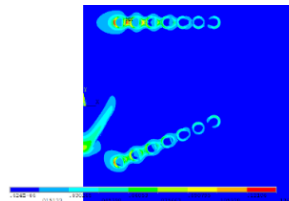


Рис. 5 – Распределение
вектора магнитной
индукции

На рисунке 7 отображено изменение формы свободной поверхности расплава с течением времени и распределение скоростей. Основная часть заготовки держится на весу за счёт действия сил Лоренца.

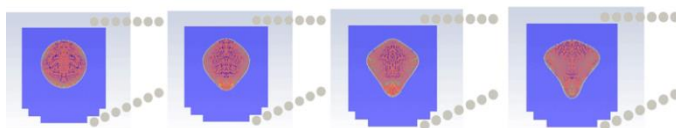


Рис. 7 – Изменение формы свободной поверхности с течением времени и распределение скоростей.

Ниже на рисунке 8 отображены результаты аналогичного исследования команды ученых в составе С. Спитанса, Э. Бааке, Б. Наке и А. Яковича.

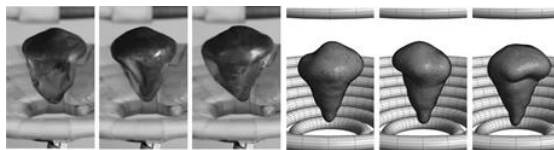


Рис. 8 – Результаты исследования команды Спитанса, Бааке, Наке и Яковича [2].

Проанализировав распределения, представленные на рисунках 4 - 7 полученным при решении МГД задачи, можно заметить, что форма свободной поверхности, поле скоростей в расплаве, сила Лоренца, поддерживающая расплав в воздухе, хорошо коррелируют с данными, полученными в статье С. Спитанса [2], изображенными на рисунке 8.

Таким образом, в данной работе представлены алгоритм взаимодействия электромагнитного и гидродинамического решателей с помощью разработанного программного комплекса и результаты апробации подхода с помощью задачи левитационной плавки.

Литература:

1. *Khatsayuk M.Yu.* Theory and modeling of magnetohydrodynamic processes in electrotechnological complexes for metallurgical purposes / M.Yu. Khatsayuk // Dis. ... Dr. Tech. Sciences: 05.09.10. – St. Petersburg: St. Petersburg Electrotechnical University “LETI”. – 2019. – 338 p.
2. *Spitans S., Baake E., Nacke B., Jakovics A.* Numerical Modeling of Free Surface Dynamics of Melt in an Alternate Electromagnetic Field. Part II: Conventional Electromagnetic Levitation, Metallurgical and Materials Transactions. –2016, Vol. 47.
3. *Morev A.E.* Study of an aluminium mixing system based on permanent magnets / A. E. Morev, A. I. Aliferov // COMPEL – The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering. – 2020. – Vol. 39, iss. 1. – P. 192-197. – doi: 10.1108/COMPEL-06-2019-0233.
4. *Franke R.* “Scattered data Interpolation: Tests of some methods,” Mathematics of Computation. 1982. V. 38. P. 181-200
5. *Minakov A.* “Mathematical modeling of casting processes in electromagnetic field,” A. Minakov, M. Khatsayuk, V. Demidovich, M. Pervukhin // Magnetohydrodynamics. – 2015. – №1. – P. 57-66.

ВЛИЯНИЕ ОТКЛОНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТЬ РУДНОТЕРМИЧЕСКОЙ ПЕЧИ

В.О. Васильев

Новосибирский государственный технический университет

г. Новосибирск, vasaj@mail.ru

Научный руководитель: Алифёров А.И., д.т.н., профессор

В настоящей работе проведено исследование влияния отклонения напряжения на производительность и удельный расход электроэнергии руднотермической печи. На основе статистического анализа опытных данных установлены строгие количественные зависимости производительности и удельного расхода электроэнергии от отклонения напряжения

In this paper, a study of voltage deviations on the productivity and specific energy consumption of an ore-thermal furnace was conducted. Based on statistical analysis and experimental data, strict quantitative dependencies were established in the dependence of productivity and specific energy consumption on voltage.

В результате обработки регистрационных записей плавильных архивов и печных журналов работы руднотермической печи за период 2,5 лет установлена высокая чувствительность ее производительности и удельного расхода электроэнергии к колебаниям напряжения питающей сети [1-2]. На рис. 1 показана зависимость суточной производительности руднотермической печи при выплавке 45 % ферросилиция от среднесуточного напряжения сети 10 кВ.

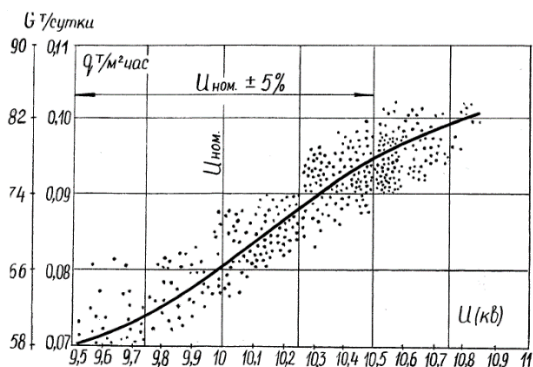


Рис. 1 - Зависимость суточной и удельной производительности руднотермической печи от среднесуточного напряжения питающей сети 10 кВ при выплавке 45% ферросилиция

На рис. 1 введены следующие обозначения: G – среднесуточная производительность печи в тоннах; q – удельная производительность руднотермической печи в $t/(m^2 \text{ час})$; U – среднесуточное линейное напряжение в сети 10 кВ.

Статистическая обработка полученных результатов позволила представить удельную производительность руднотермической печи как функцию напряжения на первичной стороне печного трансформатора следующим уравнением [3-4]

$$q = Ue^{aU^2 + bU + c} . \quad (1)$$

Для определения коэффициентов, входящих в данную зависимость, представим данное уравнение в виде следующей системы уравнений

$$\begin{cases} q_1 = U_1 e^{aU_1^2 + bU_1 + c} \\ q_2 = U_2 e^{aU_2^2 + bU_2 + c} \\ q_3 = U_3 e^{aU_3^2 + bU_3 + c} \end{cases} . \quad (2)$$

В уравнениях приняты следующие обозначения: q_1, q_2, q_3 – удельные производительности ($t/(m^2 \text{ час})$) руднотермической печи при выплавке 45% ферросилиция при напряжении питающей сети 10 кВ на входе печного трансформатора U_1, U_2, U_3 (кВ) соответственно.

U_1, U_2, U_3 – любые на перёд заданные величины напряжений на вводе сети 10 кВ, находящиеся в пределах возможных отклонении и соответствующие удельным производительностям q_1, q_2, q_3 . Решая данную систему уравнений получим для выплавки 45% ферросилиция постоянные коэффициенты равными:

$$a = 0.0406; \quad b = -0.7651; \quad c = -1,1842.$$

Тогда удельную производительность ферросплавных печей при выплавке 45% ферросилиция, как функцию, напряжения первичной обмотки трансформатора можно записать в следующем виде:

$$q = Ue^{0,0406U^2 + 0,7651U - 1,1842} .$$

Не менее важными является зависимости суточной производительности и удельного расхода электроэнергии от линейного напряжения на электродах [5]. На рисунке 2 показаны эти зависимости.

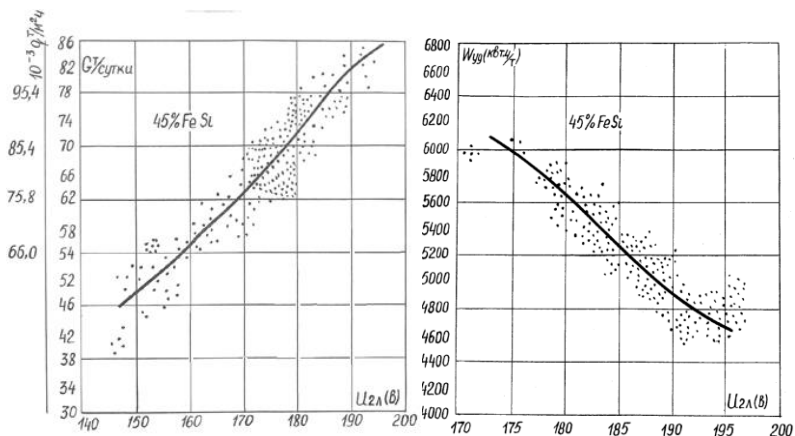


Рис. 2 - Суточная производительность и удельный расход электроэнергии руднотермической печи в зависимости от напряжения на ее электродах при выплавке 45% ферросилиция.

На основании вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

Отклонения напряжения питающей сети 10 кВ в диапазоне 9.3-11.2 кВ оказывают существенное влияние на технологический процесс руднотермической печи, значительно ухудшая ее производительность и удельный расход электроэнергии. Максимальная вероятность устойчивого напряжения равная 0.304 сохраняется всего лишь в течение 4-6 часов в сутки, что для непрерывного технологического процесса, где каждое отклонение напряжения приводит к нарушению кинетики реакции, является весьма низким показателем.

Высокая чувствительность руднотермической печи к отклонению напряжения питающей сети 10 кВ. Установлены зависимости удельной производительности печи от напряжения питающей сети, а также суточной производительности и удельного расхода энергии от напряжения на электродах при выплавке 45% ферросилиция.

Полученные зависимости позволяют прогнозировать технологические режимы работы руднотермических печей, предназначенных для выплавки 45% ферросилиция, при известных отклонениях питающей сети.

Представленные результаты указывают на необходимость улучшения стабильности питающего напряжения для повышения эффективности и надежности плавильных процессов. Данные исследования могут служить основой для разработки рекомендаций по модернизации систем электропитания печей.

Литература:

1. *Смирнов П.И.* Повышение энергетической эффективности руднотермических процессов // Известия вузов. Чёрная металлургия. – 2023. – №5. – С. 25-32.
2. *Иванов А.Б., Кузнецов Ю.В.* Управление электрическими параметрами плавильных печей: теоретические основы и практическая реализация. – М.: Техносфера, 2022. – 320 с.
3. *Петров В.С., Сидоров М.Л.* Влияние качества электроэнергии на работу электропечей в металлургии // Электротехнические системы. – 2023. – Т. 14, №2. – С. 45-53.
4. *Борисов Д.Г., Ефремов К.В.* Стабилизация технологических процессов в металлургических печах при изменениях питающего напряжения. – Екатеринбург: УГТУ, 2023. – 276 с.
5. *Киселёв И.А.* Современные подходы к проектированию систем электропитания металлургических агрегатов. – СПб.: Политехника, 2021. – 215 с.

ВНЕДРЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ЛИНИЙ

Э.В. Дегтяренко, С.Е. Бузин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, deg1907@mail.ru**

Научный руководитель: Попов Н.С., к.т.н., доцент кафедры ЭАПУ

Неотъемлемой частью современных автоматизированных комплексов является система с применением технического зрения. Такие системы так же применяются и в усовершенствовании уже устаревших производственных цепочек, позволяя решать всё более сложные задачи автоматизации. С развитием технологий, появляются новые способы использования данного инструмента.

Данная работа посвящена исследованию методов внедрения технического зрения в производственные линии.

Vision systems are an integral part of modern automation systems. Such systems are also used to improve already outdated production chains, enabling more and more complex automation tasks to be solved. With the development of technology, new ways of using this tool appear.

This paper is devoted to the study of methods of implementation of vision in production lines.

Постоянное развитие технического прогресса ведёт к неизбежному изменению, путём обновления способов производства продукта,

появления новых автоматизированных цепочек. Наиболее актуальной задачей является разработка и последующая интеграция новых технологических решений. Однако, внедрение автоматизации осуществляется замедленными темпами на современных предприятиях. Одной из таких проблем является отсутствие универсальности решения, которое позволило бы снизить его стоимость, временные издержки и т.д. Техническое зрение является одним из наиболее актуальных инструментов в этой области. Данная система по-прежнему не универсальна, но её интеграция позволяет достигать высокой оптимизации в производственной линии. Интеграция системы технического зрения позволяет "видеть" и распознавать объекты, контролировать качество продукта, проводить навигацию роботов и многое другое, где необходим анализ визуальной информации. Цель данной работы в изучении и анализе методов технического зрения [1].

Системы технического зрения позволяют автоматизировать рутинные операции, заменяя человеческий труд в задачах, требующих высокой точности, и уменьшая вероятность ошибок, которые могли бы привести к браку или задержке производства. Основными инструментами технического зрения являются камеры и различные датчики, а также программы и алгоритмы для обработки информации с них. Камеры высокого разрешения необходимы для получения точной визуальной информации. Они обеспечивают высокую детализацию изображения, что критично для задач распознавания дефектов или мелких деталей на производственной линии. Лазерные сканеры и 3D-камеры позволяют получать трехмерные изображения объектов, что необходимо для точного измерения размеров, формы и положения объектов.

Есть несколько подходов к решению задач. Развитие технологий позволяют использовать новые интерпретации данных методов. Классический метод – определёнными алгоритмами работать над изображением. Это использование различных фильтров и преобразований, чтобы обозначить на нём объекты и проводить дальнейшие работы. Выделение по цвету, бинаризация, морфологические преобразования, повышение контраста и прочие алгоритмы [2].

Второй способ стал широко применяться недавно и сейчас имеет особую популярность. Это применение нейросетевых алгоритмов по обнаружению объектов. Здесь есть свои преимущества. Во-первых, такой способ позволяет решать более сложные задачи, имея более высокие результаты. Это как правило задачи классификации объектов, локализации, сегментации и прочие. Второе преимущество — это адаптивность. Можно настроить алгоритм обучения нейросети и с одним

алгоритмом решать разные задачи. У способа есть и недостатки, одним из таких является большое количество обучающих данных. Это как размеченные данные, на которых есть объект и решение для него, так и обычные данные для самостоятельного обучения нейросети. Собирать такие данные — это зачастую долгий и сложный процесс [3].

Программное обеспечение для обработки изображений – для анализа изображений используются специализированные программы, такие как OpenCV, MATLAB, TensorFlow, которые позволяют реализовать алгоритмы обработки и анализа изображений [4].

Заключение:

Техническое зрение становится важнейшим элементом автоматизации, улучшая качество и производительность в производстве. Системы, способные точно контролировать процессы, находят применение в различных отраслях, от логистики и производства до медицины и сельского хозяйства. Их ключевое преимущество — автоматический сбор и анализ данных в реальном времени, что позволяет своевременно выявлять дефекты, контролировать качество и оптимизировать процессы.

Однако остаются вызовы: сложная настройка, необходимость обработки больших данных и трудности с точным распознаванием объектов при изменяющихся условиях. Развитие технологий, включая машинное обучение и ИИ, помогает справляться с этими задачами. Современные алгоритмы улучшают точность и адаптивность систем, делая их внедрение более доступным и выгодным.

Литература:

1. *Маслов В.Д., Сачков И.Н.* Актуальные проблемы автоматизации в современном мире // Вестник науки и образования, 2019. – №2-1 (56).
2. *Поручикова Е.Д.* Техническое зрение в системах управления // Научные междисциплинарные исследования, 2021. – №4.
3. *Колочкин В.Я., Нгуен К.М., Чан Т.Х.* Алгоритмы обработки информации в системах технического зрения промышленных роботов / Инженерный журнал: наука и инновации, 2013, вып. 9.
4. *Демиденко А.* Машинное обучение. Погружение в технологию. – 2023. –С. 19-25.

СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ PD И PI РЕГУЛЯТОРОВ НА ТЕХНИЧЕСКОМ ОПТИМУМЕ И ДРОБНЫЕ PI И PD РЕГУЛЯТОРЫ

Р.М. Кетов

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

Научный руководитель: Иванов И.А., ассистент кафедры ЭАПУ

Цель данной работы произвести моделирование и расчет систем автоматического управления с PD и PI регуляторами на техническом оптимуме и сравнить их показатели с дробными PD и PI регуляторами.

The purpose of this work is to simulate and calculate automatic control systems with PD and PI regulators at a technical optimum and compare their performance with fractional PD and PI regulators

Настройка и оптимизация контроллеров в автоматизированных системах играют важную роль в обеспечении эффективной работы систем автоматического управления. PD, PI и PID регуляторы используют для управления скоростью и положением электрических двигателей.

Но относительно недавно в конце XX в начале XXI века начали использовать дробные регуляторы. Дробные регуляторы основаны на дробной интеграции и дифференциации, более эффективно реагировать на состояние системы

Расчет САУ для МПТ на техническом оптимуме.

Для примера был выбран двигатель РИК-6 25/3.

Из формул описания электрической и механической работы МПТ была составлена структурная схема САУ и произведена ее модуляция:

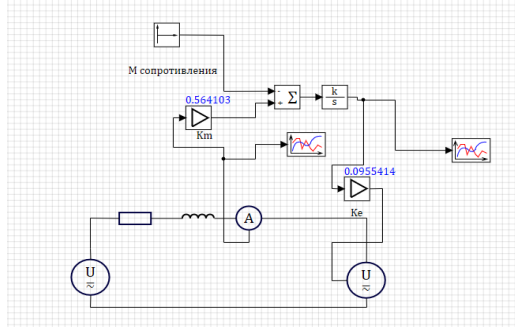


Рис.1 - Структурная схема САУ без регуляторов

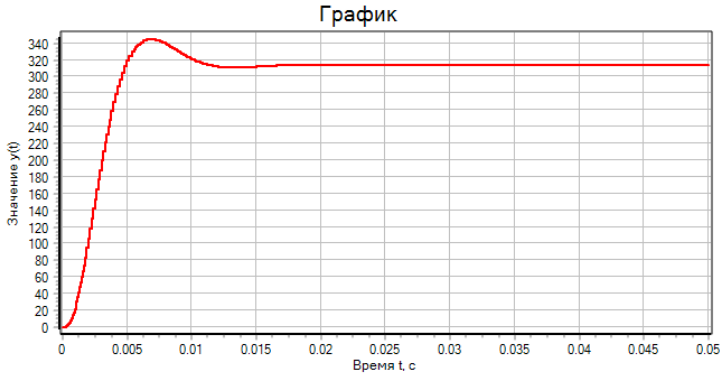


Рис.2 – Работа системы без регуляторов

Параметры регулирования:

Величина перерегуливания – 9.5 процентов

Время регулирования – 0.009 секунд

В дальнейших схемах электрическая часть будет представлена в виде апериодического звена, где постоянная времени равна L/R , а коэффициент усиление - $1/R$.

Дальше по техническому оптимуму были рассчитаны [1] PI регулятор для управления тока системе и PD регулятор для управления угловой скорости. Расчет был произведен по формулам:

$$(1) W_{ку}(P) = W_{ОУ}^{-1}(P)W_{жел}(P),$$

$$(2) W_{жел}(P) = \frac{1}{a_T T_{\mu T} p (T_{\mu T} p + 1)}.$$

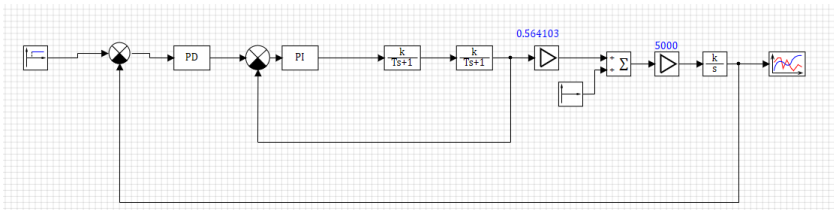


Рис.3 - Структурная схема САУ с PD и PI регуляторами

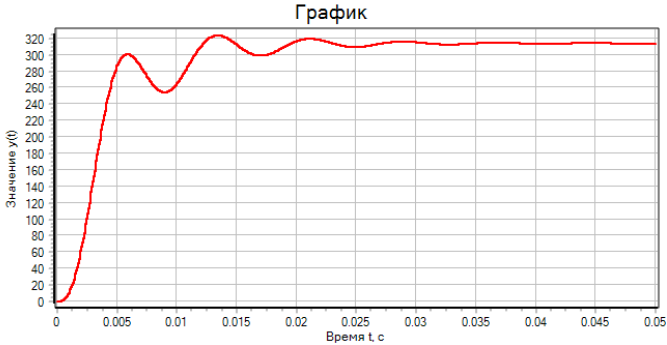


Рис.4 – Работа системы с pd и pi регуляторами

Параметры регулирования:

Величина перерегулирования – 2.6 процентов

Время регулирования – 0.011 секунд

Расчет дробных регуляторов.

Сначала для расчета дробного интеграла мы должны задаться его параметрами, а именно: величина ошибки, степень интеграла, а также кол-во наших итераций, что определяет точность расчета и параметры дробного дифференциала [2].

Дальше разложить ЛАЧХ на n частей с учетом допустимой ошибки там, где каждый наклон кривой будет равен $-20\lg(\omega^\alpha)$ и рассчитать наши критические ω . После чего мы сможем рассчитать наш дробный интеграл, которое в общем виде будет в виде звена:

$$(1) R_{mn}(s) = K \frac{\left(\frac{S}{\omega'_1} + 1\right) \dots \left(\frac{S}{\omega'_m} + 1\right)}{\left(\frac{S}{\omega_1} + 1\right) \dots \left(\frac{S}{\omega_n} + 1\right)},$$

$$(2) K = k_1 / \omega_1^\alpha, (3) k_1 = k_0 \cdot 10^{\frac{E}{20}}, (4) k_0 = \omega_c^\alpha.$$

А звено дифференцирования мы можем получить из связи интеграла и дифференциала.

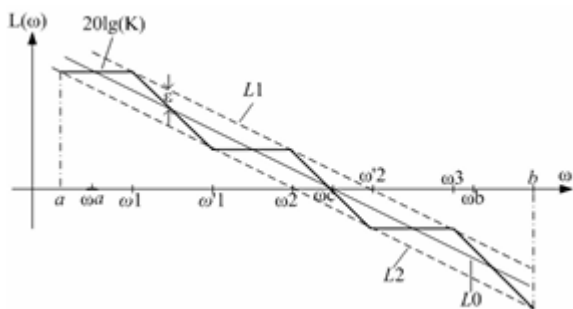


Рис.5 – Логарифмическая амплитуда частотная характеристическая кривая и асимптоты

Заменяв схеме интегратор и дифференцирующее звено на их дробные аналоги проведем модуляцию и сравним параметры регулирования:

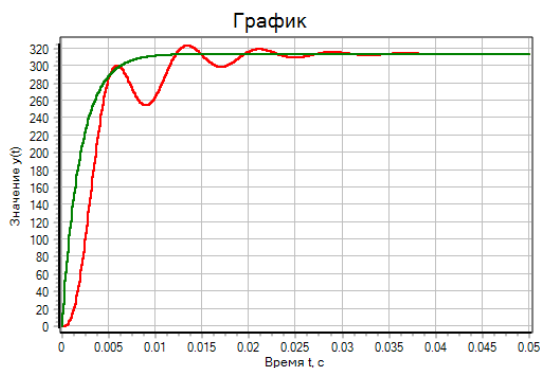


Рис. 6 – Сравнение работы системы с обычными регуляторами и дробными

Параметры регулирования схемы с дробными регуляторами:

Время регулирования - 0.006 с.

Величина перерегулирования - 0 процентов

Вывод: Дробные регуляторы эффективнее реагируют на изменения в системе. САУ с дробными регуляторами имеют меньшее перерегуливание (0% в отличии от 2.6%) и время регулирования (на 46% быстрее по сравнению с обычными регуляторами). Также их преимущество в более гибких настройках регулирования.

Литературы:

1. Нос О.В. Теория автоматического управления. Теория управления особыми линейными и нелинейными непрерывными системами // Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019.

2. Zhao H., Deng W., Yang X., and Xue Y. Study on a fractional-order controllers based on best rational approximation of fractional calculus operators // Journal of Vibroengineering. – 2026. – Vol. 18, N. 5. – P. 3412–3424. – <https://doi.org/10.21595/jve.2016.16966>.

УСКОРЕНИЕ ПОЛУЧЕНИЯ ДАННЫХ ПО MODBUS НА ПРИМЕРЕ УСТРОЙСТВА ICP DAS PET-AR400

И.А. Ковылин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, kovylin.2021@stud.nstu.ru**

Научный руководитель: Сухинин С.Е., Инженер НИЛ «ИЭ»

Статья посвящена разработке способа ускорения получения данных с внешнего АЦП ICP DAS PET-AR400 с помощью программы, написанной на высокоуровневом языке программирования Java. Основное внимание уделяется сравнению скорости передачи данных с помощью программы на Java по протоколу Modbus TCP/IP и с помощью ПО SimInTech по тому же протоколу. В ходе работы было выявлено, что программа, разработанная на Java работает в 3 раза быстрее, чем SimInTech.

The article is devoted to the development of a way to accelerate data acquisition from an external ADC ICP DAS PET-AR400 using a program written in the high-level programming language Java. The main attention is paid to the comparison of data transmission speed with the help of the Java program using Modbus TCP/IP protocol and with the help of SimInTech software using the same protocol. In the course of the work it was revealed that the program developed in Java works 3 times faster than SimInTech.

Быстрая передача данных всегда была актуальной проблемой в производственной сфере. Передача данных различными протоколами нужна для правильного построения систем управления и сбора данных. Но устройства для передачи данных ограничены скоростью передачи, поэтому корректность передаваемой информации напрямую зависит от скорости, с которой она передается, так как чем выше скорость передачи, тем больше изменений информации во времени можно зафиксировать [1].

Целью данной работы является получение данных со входа внешнего аналого-цифрового преобразователя «ICP DAS PET-AR400» и использование этих данных в ПО SimInTech.

Изначально было установлено прямое соединение «PET-AR400» с SimInTech через протокол Modbus TCP/IP. Но максимально возможная скорость передачи данных ограничивается частотой 1кГц. Данное значение скорости является недостаточным. Поэтому было принято решение перейти на считывание данных через Modbus TCP/IP с помощью более высокого языка программирования, а именно Java. Для этого была использована Open Source библиотека «EasyModbusTCP.Java». Для разработки программы была использована среда разработки «intelliJ IDEA Community Edition 2024.2.2» [2].

Листинг разработанной программы представлен на листинг 1.

Листинг 1 – Modbus connection
//Создание функции, которая добавляет библиотеку EasyModbusTCP.Java
import de.re.easymodbus.modbusclient.ModbusClient;
//Стандартная функция для языка Java, которая должна совпадать с названием файла
public class Main {
//Создание единственной выполняемой функции
public static void main(String[] args) throws Exception {
//Создание переменной, которая хранит в себе время запуска функции main
long startTime = System.nanoTime();
//Создание экземпляра класса ModbusClient
ModbusClient modbusClient = new ModbusClient();
//Подключение экземпляра класса к ICP DAS PET-AR400 по стандартному IP - адресу и порту
modbusClient.Connect("192.168.255.1", 502);
//Создание переменной, которая будет хранить в себе количество циклов считывания
int iterOfData = 0;
//Создание переменной, которая будет хранить в себе статус подключение к ICP DAS PET-AR400
boolean isConneted = modbusClient.isConnected();
//Создание цикла, который будет считывать данные с одного из входов ICP DAS PET-AR400
while (isConneted){

```

        //Создание и запись массива, который хранить в себе 0 и 1
        //входные регистры
        int[] wordInput = modbusClient.ReadInputRegisters(0, 2);
        //Передача считанных данных из регистров в функцию
        //обработки данных
        Counting_Modbus(wordInput[0], wordInput[1]);
        //Вывод номера итерации считываемых данных
        System.out.println(" Iter: " + iterOfData);
        //Инкрементирование переменной, которая хранит номера
        //итерации
        iterOfData++;
        //Обновление переменной, которая хранит статус подключения
        isConnected = modbusClient.isConnected();
    }
    //Создание переменной, которая хранит в себе разницу времени
    //окончания выполнения и времени начала выполнения функции main
    long estimatedTime = System.nanoTime() - startTime;
    //Вывод в консоль переменной estimatedTime
    System.out.println(estimatedTime);
}
//Создание функции обработки данных. Функция доступна из
любой точки кода.
public static void Counting_Modbus(int Word1, int Word2) {
    //Если первое слово приходит отрицательным, то данное
    //условие преобразует его в положительное
    if (Word1 < 0){
        Word1 = Math.abs(Word1) + 32766;
    }
    //Создание переменных, которые будут хранить в себе
    //значения прочитанных регистров в двоичном коде
    StringBuilder word1 =
    new StringBuilder(Integer.toBinaryString((Math.abs(Word1))));
    StringBuilder word2 =
    new StringBuilder(Integer.toBinaryString((Math.abs(Word2))));
    //Создание переменных, которые будут хранить в себе длины
    //значений прочитанных регистров в двоичном коде
    int length1 = word1.length();
    int length2 = word2.length();
    //Условия, которые добавляют нули к началу двоичных
    //значений, если их длина меньше 16 (2 байтов)
    if (word1.length() < 16){

```

```

        for (int i = 0; i < 16 - length1; i++){
            word1.insert(0, 0);
        }
    }
    if (word2.length() < 16){
        for (int i = 0; i < 16 - length2; i++){
            word2.insert(0, 0);
        }
    }
    //Создание переменной, которая хранит в себе полное число
    //читаемого входа ICP DAS PET-AR400 в двоичном формате
    String binaryString = (word2.toString() + word1.toString());
    //Создание переменной, которая будет хранить в себе значение
    //читаемого входа ICP DAS PET-AR400 в формате числа с плавающей
    //запятой
    double answer = 0;
    //Цикл перевода двоичного числа в десятичное
    for (int i = 0; i < binaryString.length(); i++){
        answer = answer +
        Double.parseDouble(binaryString.substring(binaryString.length() - i - 1,
        binaryString.length() - i))* (int)Math.pow(2,i);    }
    //Функция, которая возвращает правильное значение
    //читаемого входа ICP DAS PET-AR400 с учетом коэффициента перевода
    //числа DWORD в вольты
    System.out.print((answer * 10) / 2147483647);

}
}

```

Данная программа, с помощью функции **Connect** подключается к устройству по его IP-адресу и порту. После с помощью функции **ReadInputRegisters** читает входящие регистры с 0 по 1. Далее эти данные передаются в функцию **Counting_Modbus**.

В функции **Counting_Modbus** данные сначала проходят проверку на знак. Из-за особенности библиотеки EasyModbusTCP.Java данные с регистров приходят в формате INT, а с устройства они передаются в формате UINT, соответственно, определенные параметры могут передаваться со знаком «-». Поэтому, в самом начале функции, в случае отрицательных данных, они конвертируются в равносильно положительные.

После происходит проверка на количество битов в переданных данных, так как для корректных вычислений нужно представить каждое число в двоичном формате длиной 16 бит.

После в переменную **binaryString** записывается полное значение прочитанных регистров в двоичном формате длиной 32 бита. Далее в цикле двоичное число переводится в десятичное и записывается в переменную **answer**. Затем в консоль выводится переменная **answer** с учетом коэффициента перевода 32х битного числа в вольты.

После выполнения функции **Counting_Modbus** продолжается выполнение цикла внутри функции **main**. Далее внутри цикла выводится значение итерации измерения данных, инкрементируется, после обновляется статус подключения к ICP DAS PET-AR400.

В случае если статус подключения станет **false**, то цикл оборвется, в консоль выведется время выполнения программы, и программа завершится.

В заключении, удалось достичь средней скорости считывания данных в 3кГц. То есть увеличить скорость передачи в 3 раза, в сравнении с SimInTech.

Литература:

1. *Федотов А.В.* Компьютерное управление в производственных системах: учебное пособие для вузов / А.В. Федотов, В.Г. Хомченко. – 2-е изд., стер. – СПб: Лань, 2021. – 620 с. – [Электронный ресурс] // Лань: электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/171424> (дата обращения: 25.10.2024).

2. *Edward Ku.* PET-AR400 User Manual [Электронный ресурс] // ICP DAS, 2023. – 74 с. – URL: https://www.icpdas.com/web/product/download/io_and_unit/ethernet/pet-ar400/document/manual/pet-ar400_user%20manual_en.pdf (дата обращения: 25.10.24).

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-ИНТЕГРАЛЬНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

М.А. Кожухар

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, kozhuxar.2021@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Сухинин С.Е., Инженер НИЛ «ИЭ»

Статья посвящена синтезу пропорционально-интегральных регуляторов (ПИ-регуляторов) путем кодогенерации математической модели в SimInTech. Основное внимание уделяется сравнению качества системы регулирования между идеальной математической моделью и кодогенерированным регулятором на реальном объекте.

The article is dedicated to the synthesis of Proportional-Integral (PI-controllers) controllers through code generation of a mathematical model in SimInTech. The main focus is on comparing the control system performance between the ideal mathematical model and the code-generated controller implemented on a real object.

В данной работе рассматриваются особенности работы ПИ-регуляторов в обобщенных системах и производится сравнение качества регулирования между идеальной математической моделью, встроенным регулятором ПЛК и скодогенерированным ПИ-регулятором.

Исследование включает в себя оценку качества регулирования, рассматриваются параметры переходного процесса такие как время регулирования, максимальное перерегулирование, уровень установившегося значения и количество колебаний.

На рис.1 представлена структурная схема математической модели системы управления.

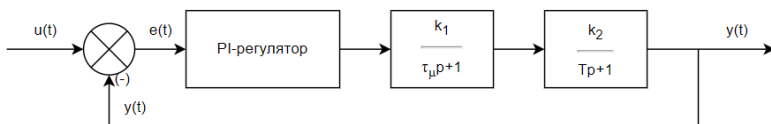


Рис. 1 – Структурная схема ПИ-регулятора и ОУ

Синтез регулятора производился методом настройки на модульный оптимум. Согласно процедуре синтеза получился ПИ-регулятор с коэффициентами, представленными ниже:

$$k_p = \frac{T}{k_1 k_2 a \tau_\mu}, \quad (1)$$

$$k_i = \frac{1}{k_1 k_2 a \tau_\mu p}, \quad (2)$$

где k_p – пропорциональный коэффициент, а k_i – интегральный коэффициент, $k_1 k_2$ – коэффициент передаточной функции, T – постоянная времени, a – настроечный параметр ($a = 2$), τ_μ – малая некомпенсируемая постоянная времени объекта управления.

В разомкнутом состоянии контур, настроенный на модульный оптимум (МО), описывается передаточной функцией [2]:

$$W_{\text{МО}}^{\text{раз}}(p) = \frac{1}{a \tau_\mu p (\tau_\mu p + 1)}. \quad (3)$$

На рис. 2. представлена структурная схема, с контроллером управления в виде ПЛК и внешнем объектом управления. ПЛК формирует два управляющих значения для двух объектов управления. Первый сигнал управления производится скодогенерированным ПИ-регулятором, который был переведен в код ST с помощью внутренней скодогенерации программы SimInTech. Второй управляющий сигнал формируется встроенным ПИ-регулятором, объекты управления являются два апериодических звена с одинаковыми параметрами и моделируются в среде программы. Путем связи персонального компьютера и ПЛК по протоколу ModBus TCP управляющие сигналы с ПЛК передаются в среду математического моделирования.

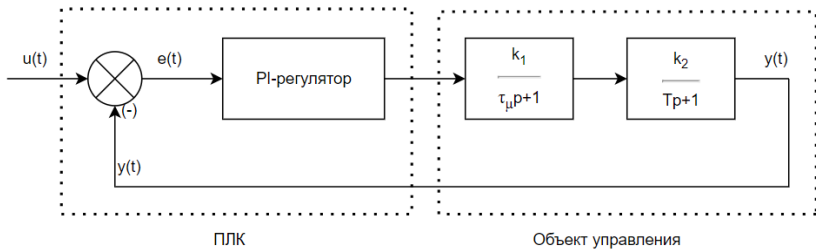


Рис. 2 – Структурная схема регулирования объекта управления с ПЛК

На рис. 3 представлены графики переходных процессов, иллюстрирующие работу объектов исследования. На графике иллюстрируется разница работы встроенного и скодогенерированного ПИ-регулятора и объекта управления, и математической моделью системы управления.

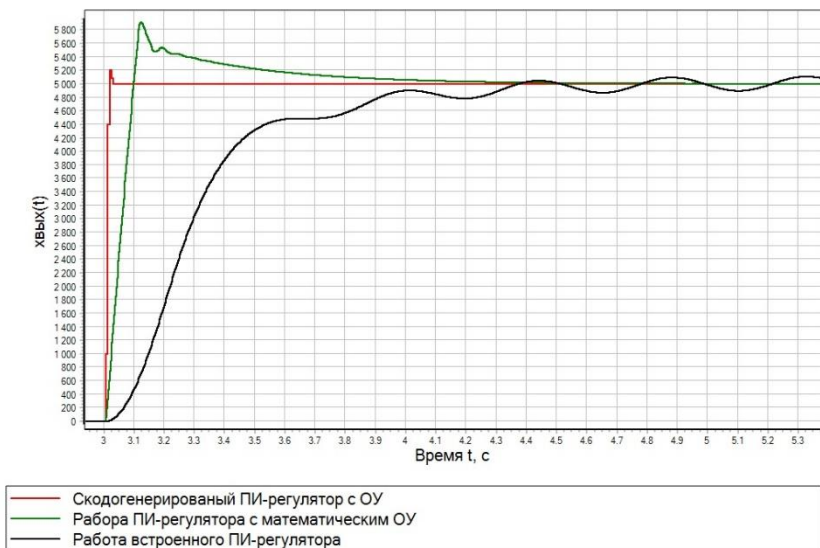


Рис. 3 – Графики переходного процесса

На данном графике изображено 3 графика переходных процессов:

Красная линия на графике переходного процесса представляет собой математическую модель ПИ-регулятор и ОУ, из которого видно, что система обладает большим быстродействием время регулирования $t_{пер} = 0,03$ с и минимальной величиной перерегулирования $\sigma_{max} = 4$ %..

Черная линия на графике переходного процесса работа встроенного в ПЛК ПИ-регулятора с внешним ОУ у которого время регулирования 0,88 и автоколебания в 5% зоне, который работает хуже, чем математический расчёт системы управления.

Зеленая линия на графике переходного процесса демонстрирует работу скодогенерированного ПИ-регулятора с внешним ОУ. На данном графике видно, что время регулирования $t_{пер} = 0,45$ с и величина перерегулирования $\sigma_{max} = 18,9$ %. Из этого можно сделать вывод, что скодогенерированный ПИ-регулятор с внешним ОУ работает лучше, чем встроенный ПИ-регулятор в ПЛК.

В таблице 1 наглядно представлены результирующие характеристики переходных процессов и скорости работы систем управления [1].

Таблица 1 – Параметры переходного процесса

Параметры	Математическая модель ПИ-регулятор и ОУ	Работа ПИ-регулятора с математическим ОУ	Работа встроенного ПИ-регулятора
Уровень установившегося значения $X_{уст}$	5000	5000	5000
Время регулирования $t_{рег}, c$	0,03 с	0,45 с	0,88с
Величина перерегулирования $\sigma_{max}, \%$	4%	18,9 %	0
Количество колебаний	0	1	0

Результаты исследования отражают разницу работы встроенных ПИ-регуляторов с математической моделью, которая не может показывать взаимодействие в реальных системах, что является большой проблемой в системах управления. Реальные ПИ-регуляторы работают в ПЛК дискретно с временем такта 0,02 с поэтому качество переходного процесса стало хуже по сравнению с математической моделью. Это показывает, что скодогенерированный ПИ-регулятор может служить сопоставимой заменой ПИ-регулятора в существующих ПЛК, но для его настройки нужно учитывать дискретность системы.

Литература:

1. Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – СПб, Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.
2. Автоматическое управление электроприводами: учеб. пособие / В.В. Панкратов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – Часть I. Регулирование координат электроприводов постоянного тока. – 200 с.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПРИВОДОМ

Е.Е. Левит

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ega123a@inbox.ru**

Научный руководитель: Иванов И.А., ассистент каф. ЭАПУ

В данной работе был произведён синтез системы управления приводом. Для ее корректной работы были посчитаны коэффициенты регуляторов. В результате были сняты характеристики, которые соответствуют заданным при проектировании.

In this work, the synthesis of the drive control system was carried out. For its correct operation, the coefficients of the regulators were calculated. As a result, the characteristics that correspond to those specified in the design were removed.

Одной из ключевой задач проектирования электрического привода является разработка алгоритмов управления им. Данные алгоритмы взаимодействуют с силовым полупроводниковым преобразователем через специализированный интерфейс – драйвер управления электрическим приводом. В данной работе представлена синтез алгоритма управления для двигателя постоянного тока. В дальнейшем предполагается использование данного алгоритма для изготовления привода. Для этого был произведён синтез четырёхконтурной системы управления (рис.1), где внутренние два контура отвечают за обеспечение качественного регулирования тока и напряжения, подаваемого на транзисторы, а оставшиеся два – за качественное регулирование тока и скорости двигателя.

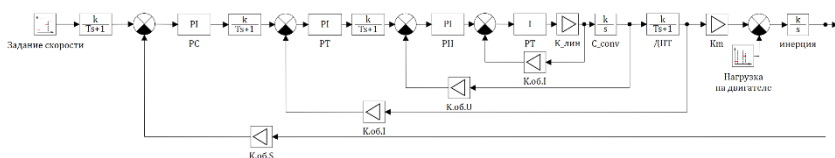


Рис.1 – Структурная схема системы управления приводом

Были посчитаны коэффициенты регуляторов для каждого контура.

Для контура тока виск преобразователя были получены следующие выражения [1, 2]:

$$I_2 = \frac{1}{2f_{шкм}} \cdot (U_1 - U_2) \cdot D^2, \quad (1)$$

где l – значение индуктивности дросселя; $f_{\text{ШИМ}}$ – частота ШИМ сигнала; D – скважность.

$$K_{\text{лин}} = I_{02} + \frac{dI_2}{dD} \Big|_{D_0} = \frac{P_{02}}{U_{02}} + \frac{1}{2lf_{\text{шим}}} \cdot (U_1 - U_2) \cdot D_0, \quad (2)$$

где D_0 – значение скважности рабочей точки; I_{02} – рабочее значение тока; P_{02} – рабочее значение мощности; U_{02} – рабочее значение регулируемого напряжения.

$$W(p) = \frac{K_{\text{об.с.}I}^{-1}}{(K_{\text{лин}} K_{II} K_{\text{об.с.}I})^{-1} p + 1}, \quad (3)$$

где $K_{\text{об.с.}I}$ – коэффициент обратной связи по току; K_{II} – коэффициент интегральной части регулятора.

Тем самым, коэффициент интегрального звена

$$K_{II} = \frac{\omega_{жс}}{K_{\text{об.с.}I} K_{\text{лин}}}. \quad (4)$$

Далее примем $K_{\text{рл}1} = 5$, так как это позволит внести в систему определённый запас.

Синтез контура напряжения: опираясь на вышеописанные условия синтеза, настроим систему на желаемую передаточную функцию с помощью ПИ-регулятора.

Получим следующую передаточную функцию контура напряжения:

$$W_U(s) = \frac{\frac{K_{pU}}{C_2 \cdot K_{\text{об.с.}I}} s + \frac{K_{II}}{C_2 \cdot K_{\text{об.с.}I}}}{s^2 + \frac{K_{pU} K_{\text{об.с.}U}}{C_2 \cdot K_{\text{об.с.}I}} s + \frac{K_{IU} K_{\text{об.с.}U}}{C_2 \cdot K_{\text{об.с.}I}}}, \quad (5)$$

где $K_{\text{об.с.}U}$ – коэффициент обратной связи по напряжению.

По аналогии с синтезом регулятора тока получим коэффициенты регулятора для контура напряжения:

$$K_{IU} = \frac{K_{\text{об.с.}I} C_2 \omega_1^2}{K_{\text{об.с.}U}}, \quad K_{pU} = \frac{A_1 K_{\text{об.с.}I} C_2 \omega_1}{K_{\text{об.с.}U}}. \quad (6)$$

По аналогии (3-6), синтезируем еще два контура, а именно контур управления током двигателя и контур скорости.

Частоты и коэффициенты формы переходного процесса примем:

$$\omega_2 = \frac{\omega_1}{K_{p03}}, A_2 = 2. \quad (7)$$

$$\omega_3 = \frac{\omega_2}{K_{p04}}, A_3 = 2$$

Затем, составив передаточные функции каждого из контуров, произведем настройку ПИ-регуляторов и получим следующие коэффициенты:

$$K_{p11} = \frac{A_2 \omega_2 (T_1 K_{об.с.U}) - K_{об.с.U}}{K_1 K_{об.с.I1}}, K_{i11} = \frac{\omega_2^2 (T_1 K_{об.с.U})}{K_1 K_{об.с.I1}}. \quad (8)$$

$$K_{pS} = \frac{A_3 \omega_3 K_{обр.с.I1}}{K_{об.с.S} (K_m K_1)}, K_{iS} = \frac{\omega_3^2 K_{обр.с.I1}}{K_{об.с.S} (K_m K_1)}$$

После настройки всех регуляторов, получим следующие результаты:

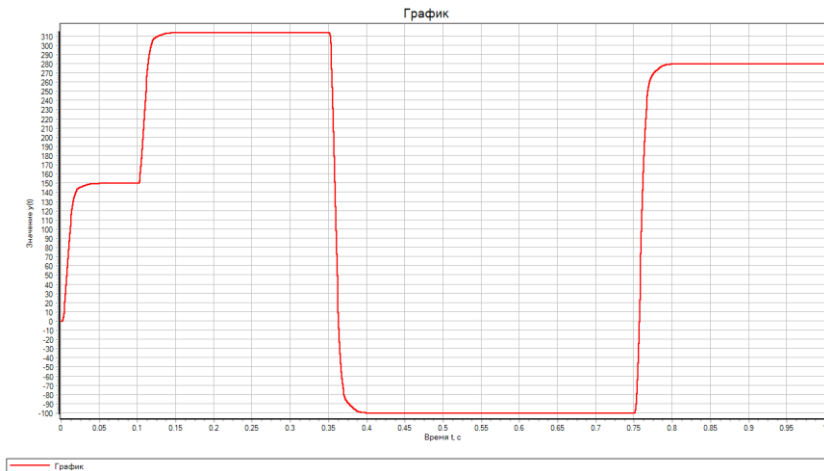


Рис.2 – График изменения скорости двигателя при прямом и обратном вращении

Показатели качества переходных процессов на временном интервале 0.35-0.4 с сведены в таблицу 1.

Таблица 1 – Показатели качества регулирования

$T_{\text{рег}}, \text{с}$	0.033
$\sigma_{\text{max}}, \%$	0
$\varepsilon, \text{рад/с}$	0

В результате была синтезирована система управления электрическим приводом и полупроводниковым преобразователем постоянного напряжения. Это позволит перейти к разработке драйвера управления приводом для проектирования и производства макетного образца системы.

Литература:

1. *Иванов И.А.* Разработка методики синтеза регулятора напряжения для повышающего преобразователя / И.А. Иванов, Д.А. Котин // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы XV Всероссийской научно-технической конференции, Чебоксары, 02 июня 2023 года. – Чебоксары: Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова, 2023. – С. 172-173.

2. *Vdovin V.V., Visloguzov D.P., Klan V.A., Kotin D.A., and Smetannikov A.V.* DC mains backup power system for frequency-controlled electric drive // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and ElectronDevices, EDM. 2014. – P. 387–391. – doi: 10.1109/EDM.2014.6882554.

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И ПЕРСПЕКТИВ ИХ РАЗВИТИЯ

Н.Э. Минигалиев, В.Н. Аносов

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

Научный руководитель: Аносов В.Н., д.т.н., профессор

Увеличение запасённой энергии на борту и улучшение эффективности её использования – важная область исследований в сфере БПЛА. Достижение энергоэффективности необходимо для улучшения характеристик и возможностей БПЛА, включая время полета, полезную нагрузку и дальность полета. В данной научной работе рассмотрены источники питания для БПЛА, их возможные применения и перспективы развития.

Increasing on-board energy storage and improving its efficiency is an important area of UAV research. Achieving energy efficiency is necessary to improve UAV

performance and capabilities, including flight time, payload, and range. In this research paper, power sources for UAVs, their possible applications and development prospects are considered.

В настоящее время беспилотные летательные аппараты (БПЛА), также известные как дроны, нашли широкое применение во многих отраслях экономики. Беспилотная отрасль развивается, поэтому число компаний, связанных с БПЛА, растет с каждым днем, что вызывает рост конкуренции и спрос на развитие новых технологий [1]. В рамках повышения энергоэффективности БПЛА проводятся исследования по многим направлениям: выбор источников питания, разработка энергоэффективных алгоритмов управления, проектирование систем управления электроэнергией на борту, развитие методов снабжения электроэнергией (замена батарей, подзарядка в полете с помощью лазерных лучей, привязные БПЛА) [2].

Как и для многих автономных подвижных объектов, для БПЛА основным источником электроэнергии служат аккумуляторные батареи с присущими им недостатками: низкая плотность энергии по сравнению с горючим топливом (удельная энергоёмкость бензина составляет 12-13 Вт·ч/кг) и длительное время зарядки по сравнению с заправкой. Однако в тех случаях, когда требуется длительное время активной работы, могут использоваться генераторы с двигателем внутреннего сгорания или гибридные источники питания. Широкое применение аккумуляторов обусловлено компактностью, простотой использования и экономичностью. При выборе подходящего аккумулятора для конкретного применения учитываются различные характеристики, такие как удельная энергия, плотность энергии и удельная мощность. В таблице 1 представлена подробная информация о параметрах различных аккумуляторов.

Таблица 1 – Параметры аккумуляторов

Параметр \ Тип	Свинцово-кислотные	NiMH	LiPo	LiFePO ₄
Удельная энергоёмкость (Вт·ч/кг)	35-40	60-120	100-265	90-160
Удельная мощность (Вт/кг)	180	250-1000	245-430	2000-4500
Зарядный ток (С)	0.2	1	1	1
Разрядный ток (С)	0.2	5-15	5	30
Саморазряд за месяц(%)	5-15	10-20	1,5-5	1-3

Номинальное напряжение (В)	2,1	1,2	3,7	3,7
Ресурс аккумуляторов (циклы)	350	180-2000	500	1200-2000
Рабочие температуры (°С)	от -35 до +50	от -20 до +45	от -20 до +60	от -30 до +80
Допустимые температуры при заряде (°С)	от -20 до +50	от 0 до +45	от 0 до +45	от +5 до +45
Стоимость (руб/Вт·ч)	15,54	69,93	115,44	328,56

В малых БПЛА продолжительность полёта ограничена грузоподъёмностью, которая не позволяет иметь большое количество аккумуляторов на борту. Литий-полимерные (LiPo) аккумуляторы предпочтительны для небольших БПЛА благодаря их легкости и относительно высокой удельной энергии. Длительность полёта БПЛА с LiPo варьируется от 20 до 90 минут. Кроме того, они не страдают от так называемого эффекта памяти и характеризуются низким показателем саморазряда (1,5-5% в месяц). К недостатку таких аккумуляторов можно отнести чувствительность к перегреву и механическим повреждениям, поэтому они требуют строгого соблюдения условий эксплуатации. С точки зрения стоимости самыми дешёвыми являются свинцово-кислотные аккумуляторы, но, к сожалению, их недостатки слишком существенны. Они обладают самой низкой плотностью энергии на единицу массы (35-40 Вт·ч/кг) и очень долгим временем заряда – от 10 до 12 часов. Более обоснованным бюджетным вариантом для БПЛА являются никель-металлгидридные аккумуляторы (NiMH). Они безопаснее литиевых аккумуляторов и могут использоваться в бюджетных моделях БПЛА, а также, если высокие лётные характеристики не требуются. Самыми дорогостоящими являются литий-железо-фосфатные аккумуляторы (LiFePO₄) – они обеспечивают высокую удельную мощность и большой ресурс аккумулятора [3].

Литий-серные аккумуляторы (Li-S) являются перспективной технологией с очень высокой теоретической плотностью энергии (от 400 до 600 Вт·ч/кг, в 2 раза больше, чем в LiPo аккумуляторах), что может значительно увеличить время полета. Также такие аккумуляторы более устойчивы к перегреву и механическим повреждениям. Li-S батареи обладают низкой стоимостью благодаря использованию серы и уменьшенному расходу лития, но пока они находятся на стадии разработки и имеют проблемы с долговечностью, стабильностью, высоким уровнем саморазряда, высокой чувствительностью к перезаряду

и разряду, что ограничивает их практическое применение. Изначально ресурс аккумулятора был ограничен 50 циклами заряда/разряда, однако последние образцы выдерживают до 1000 циклов.

Другой перспективной технологией являются твердотельные литий-ионные аккумуляторы – это усовершенствованная версия традиционных литий-ионных аккумуляторов, в которой вместо жидкого используется твердый электролит. Такая технология имеет множество преимуществ: увеличенная удельная энергоёмкость (300-500 Вт·ч/кг); безопасность использования, так как твёрдый электролит не воспламеняется и более устойчив к высоким температурам; повышенный ресурс аккумулятора (более 2000 циклов); большой рабочий температурный диапазон (от -30 до 80 °С); меньший вес; большие токи разряда и заряда. К недостаткам этих аккумуляторов можно отнести высокую стоимость и технологическую сложность изготовления. Твердотельные литий-ионные аккумуляторы обладают огромным потенциалом в применении в БПЛА для улучшения энергоэффективности, безопасности и срока службы аккумуляторов.

Другим перспективным путём увеличения энергоэффективности БПЛА являются гибридные источники питания [4]. Чтобы существенно увеличить энергоресурс, необходимо использовать дополнительные источники энергии вместе с аккумуляторными батареями, соблюдая при этом ограничения по весу и пространству. В этом отношении топливные элементы представляют собой перспективное решение благодаря высокой удельной энергоёмкости и возможности практически мгновенной дозаправки. Такие решения могут многократно увеличить количество энергии, запасённой на борту БПЛА. Стоит отметить, что многие существующие электрические БПЛА используют топливные элементы в качестве основного источника энергии. Суперконденсаторы также могут внести свой вклад в процесс энергоснабжения благодаря высокой удельной мощности (1000-100000 Вт/кг) и быстрому реагированию на скачкообразные изменения энергии во время взлета и резких маневров БПЛА. Кроме того, суперконденсаторы отличаются более длительным сроком службы, то есть они могут выдерживать большее количество циклов заряда и разряда без существенной деградации (100000 циклов). Сочетание батарей и суперконденсаторов в гибридной системе позволяет использовать сильные стороны обеих технологий, оптимизируя хранение и электропитание для БПЛА. Также, существуют потенциальные решения с полной заменой аккумуляторных батарей на суперконденсаторы в гибридных системах. В целом, внедрение гибридных систем с суперконденсаторами показывает перспективность в увеличении времени полета и эффективности БПЛА.

Для существенного улучшения текущих систем гибридные решения должны быть сравнимы по весу и габаритам с имеющимися БПЛА, обеспечивая при этом повышенную производительность и устраняя ограничения систем с одним источником энергии.

Не существует ни одного типа батарей, который бы удовлетворял всем критериям одновременно, поэтому необходимо искать локальный оптимум и развивать технологии в направлении лучших решений, чем существующие. Использование только одного источника энергии может быть ограничивающим фактором для развития БПЛА, поскольку у каждого существующего источника имеются значительные ограничения по определенным параметрам. Поэтому интеграция гибридных источников энергии с взаимодополняющими возможностями все чаще признается в качестве основного подхода к проектированию систем энергообеспечения БПЛА.

Таким образом, необходимы дальнейшие исследования и разработки для оптимизации интеграции и производительности гибридных систем питания в БПЛА.

Литература:

1. *Козлова А.Т., Исаев А.В.* Беспилотные летательные аппараты: учебное пособие. – Москва: Ай Пи Ар Медиа, 2024. — 125 с.
2. *Mohsan S.A.H.; Khan M.A.; Noor F.; Ullah I.; Alsharif M.H.* Towards the Unmanned Aerial Vehicles (UAVs): A Comprehensive Review. *Drones*. – 2022. – Vol. 6. – P. 147. – <https://doi.org/10.3390/drones6060147>.
3. *Mikołajczyk T.; Mikołajewski D.; Kłodowski A.; Łukaszewicz A.; Mikołajewska E.; Paczkowski T.; Macko M.; Skornia M.* Energy Sources of Mobile Robot Power Systems: A Systematic Review and Comparison of Efficiency. *Appl. Sci.* – 2023. – Vol. 13. – P. 7547. <https://doi.org/10.3390/app13137547>.
4. *Saravanakumar Y.N.; Sultan M.T.H.; Shahar F.S.; Giernacki W.; Łukaszewicz A.; Nowakowski M.; Holovatyy A.; Stepień S.* Power Sources for Unmanned Aerial Vehicles: A State-of-the Art. *Appl. Sci.* – 2023. – Vol. 13. – P. 11932. – <https://doi.org/10.3390/app132111932>.

МОДЕРНИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ВЫДУВА ПЭТ-ТАРЫ

И.Е. Мосин, Н.В. Новоселов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, mosin.2020@stud.nstu.ru**

Научный руководитель: Попов Н.С. к.т.н., доцент кафедры ЭАПУ

В данной работе представлен анализ существующей системы выдува ПЭТ-тары, основанной на пневматических элементах, и обоснована необходимость ее модернизации. Основными недостатками пневматической системы являются низкая точность позиционирования механизмов, значительные потери энергии при сжатии и расширении воздуха, а также сложность управления процессами. Предлагается модернизация системы путем замены двигателей постоянного тока на двигатели переменного тока. Использование электроприводов позволит повысить точность позиционирования механизмов, снизить энергопотребление, улучшить динамические характеристики системы и упростить управление технологическим процессом.

This paper presents an analysis of the existing PET blow molding system based on pneumatic elements and substantiates the need for its modernization. The main disadvantages of the pneumatic system are low accuracy of mechanism positioning, significant energy losses during compression and expansion of air, and the complexity of process control. It is proposed to modernize the system by replacing DC motors with AC motors. The use of electric drives will improve the accuracy of mechanism positioning, reduce energy consumption, improve the dynamic characteristics of the system and simplify process control.

Современные требования к качеству и производительности процессов производства ПЭТ-тары стимулируют поиск новых технических решений для оптимизации существующих технологических установок. Традиционно используемые пневматические системы, несмотря на свою простоту, обладают рядом недостатков, ограничивающих их эффективность [1].

В данной работе предлагается инновационный подход к модернизации системы выдува ПЭТ-тары, основанный на применении двух сервоприводов (90ST-M02430 750 Вт) и шаговых двигателей (PL57HD110-D8 и PL86GH113-10D14). Детально рассмотрены следующие аспекты:

- Аудит существующей системы;
- Обоснование выбора электроприводов;
- Проектирование новой системы управления исполнительных механизмов.

Предполагается, что сервопривод 90ST-M02430 (750 Вт) будет опускать пластину прижима баров и герметизировать гнездо пресс-формы. Второй такой же сервопривод будет перемещать пластину смыкания для прижима пресс-формы.

В результате работы ожидаются: повышение производительности установки за счет повышения быстродействия и сокращения времени простоя, снижение эксплуатационных расходов за счет уменьшения потребления сжатого воздуха и сокращения затрат на обслуживание, повышение надежности и долговечности оборудования за счет применения более современных и отказоустойчивых компонентов.

Система выдува ПЭТ-тары работает по строго определенному алгоритму, обеспечивая последовательное выполнение всех операций. Цикл начинается с подготовки машины к работе: проверки ее состояния и настройки параметров [2]. После запуска автоматического режима, машина проходит следующие этапы:

1. Смыкание пресс-формы: Плита смыкается до заданного положения, фиксируется и включается дожим.
2. Вытяжка прессформы: Штоки опускаются на заданную глубину, растягивая прессформу. В определенный момент включается предвыдув.
3. Выдув: После завершения предвыдува начинается процесс выдува, во время которого происходит формирование ПЭТ-тары.
4. Охлаждение и выхлоп: После выдува происходит охлаждение готовой тары и выхлоп воздуха.
5. Возврат в исходное положение: Все механизмы возвращаются в исходное положение, готовя машину к следующему циклу.

Предлагаемая модернизация системы выдува ПЭТ-тары является актуальной задачей для предприятий пищевой промышленности, которая приведет к повышению количества выпускаемой продукции и снижению расходов на производство.

Литература:

1. *Кенио Т.* Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления, Москва: — Энергоатомиздат, 1987. – 189 с.
2. *Рассудов Л.Н.* Системы на кристалле: Новые возможности управления сервоприводом. //Рассудов Л.Н, Балковой А.П. //Труды VIII международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014. – Саранск. – 2014. – Т.1. – С. 384-388.

РОТОРНАЯ ЛИТЕЙНАЯ МАШИНА С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИНДУКТОРОМ

А.В. Нурметов, А.А. Тюпа

Сибирский федеральный университет,
Политехнический институт,

г. Красноярск, avnurmetov@gmail.com, alinatyupa2001@gmail.com
Научный руководитель: Тимофеев В.Н., д.т.н., профессор

Для производства непрерывно литых заготовок из алюминия в настоящее время используются линии непрерывного литья, работающие по принципу «Properzi», в основе конструкции которых, лежит применение литейного колеса и непрерывной стальной ленты, удерживающей расплав. Стальная лента является наиболее слабой, ненадежной частью конструкции. В данной работе рассматривается использование электромагнитных сил индуктора для удержания расплава, тем самым исключая из работы непрерывную стальную ленту. Для определения электромагнитных сил решена аналитическая и численная задачи.

For the production of continuously cast aluminum blanks, continuous casting lines operating on the "Properzi" principle are currently used, the design of which is based on the use of a casting wheel and a continuous steel tape holding the melt. The steel tape is the weakest, most unreliable part of the design. This paper examines the use of electromagnetic forces of an inductor to hold the melt, thereby eliminating the continuous steel tape from operation. To determine the electromagnetic forces, an analytical and numerical problem was solved.

Конструкция установки непрерывного литья слитка из алюминиевых сплавов.

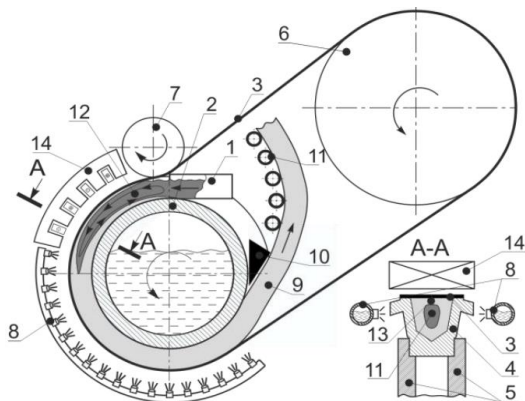


Рис. 1 – Роторная литейная машина

Роторная литейная машина с электромагнитным индуктором содержит: 1 – дозирующий лоток; 2 – литейное колесо; 3 – бесконечная стальная лента; 4 – медный бандаж; 5 – стальной диск; 6 – большой ролик; 7 – прижимной ролик; 8 – ороситель; 9 – непрерывно-литой слиток; 10 – съемник; 11 – выводные ролики; 12 – жидкая фаза слитка; 13 – твердая фаза слитка; 14 – индуктор электромагнитного модификатора.

При определенных допущениях построена расчетная модель (рис.2.)

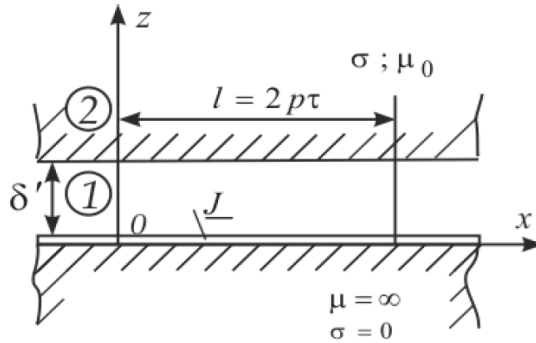


Рис. 2 – Расчетная модель индуктор – слиток

Решена электромагнитная задача по анализу электромагнитного поля и электромагнитных сил в области индуктор – металл.

В виде формул получены выражения для нормальной и тяговой электромагнитных сил, действующих на кристаллизующийся металл:

$$X + iY = i \frac{ch\alpha\delta + \xi sha\delta}{sha\delta + \xi ch\alpha\delta}$$

где $\xi = \sqrt{1 + i\varepsilon}$; $\alpha = \frac{\pi}{\tau}$, τ - полюсное деление, м.

$$F'_x = \mu_0 J^2 X$$

$$F'_z = \frac{1}{2} \mu_0 J^2 \frac{Y}{L} - (X^2 + Y^2) \frac{\mu_0}{B}$$

где J - линейная токовая нагрузка, А/м.

Показано, что зависимость относительных нормальной и тяговой сил определяется безразмерным коэффициентом добротности, о.е. [1]

$$\varepsilon = \frac{\omega_0 \sigma \mu_0 \tau^2}{\pi^2}$$

где σ - удельная проводимость металла, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

В работе представлены графики зависимости относительных составляющих электромагнитной силы от коэффициента добротности.

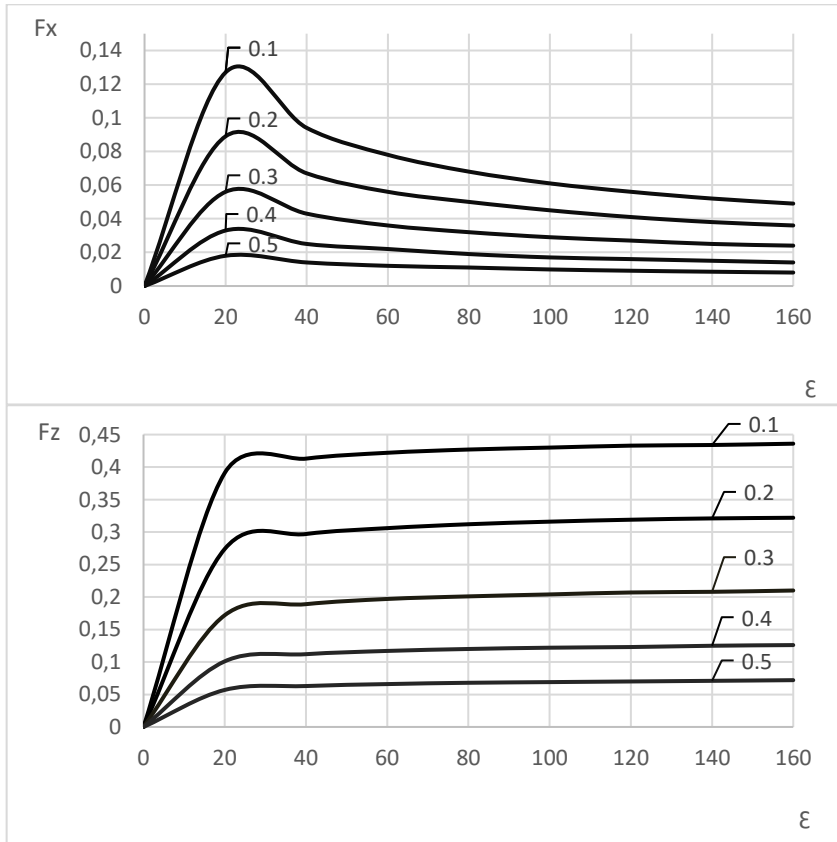


Рис. 3 – Зависимость тяговой (F_x) и нормальной (F_z) составляющей ЭМ силы от коэффициента добротности

Для оценки погрешности допущений, принятых в аналитическом расчете, построена модель (рис.4.) для численного расчета трехмерной электромагнитной задачи с использованием программного продукта ANSYS. Поскольку рассматриваемая система обладает сложной

геометрией, для получения точных результатов электромагнитные процессы моделируем в трёхмерной постановке.

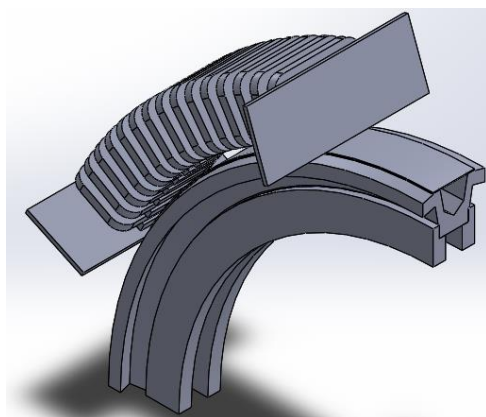


Рис. 4 –Трёхмерная модель

Геометрическая и сеточная модели построены в программе ANSYS Workbench с применением метода конечных объёмов [4]. Во всех областях расчётная сетка состоит из элементов, имеющих форму четырёхугольников, которые структурированы.

В связи с большими размерами кристаллизатора моделируется только четверть кристаллизатора. В ходе исследования применяются математические модели с упрощённой геометрией, которая не учитывает кривизну индуктора и литейной машины. Это допустимо, поскольку радиус кривизны достаточно большой. Также не учитываются стягивающие магнитопровод листы и торцевые пластины.

Созданная численная модель в дальнейшем может использоваться для расчета тепловой и гидродинамической задач.

Литература:

1. *Вольдек А.И.* Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. – Л.: «Энергия», 1978. – 272 с.
2. М12 МГД технологии в металлургии. Интенсивный курс Специализация IV. СПб.: Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. – 250 с.
3. *Авдулов А.А.* Электромагнитный модификатор структуры алюминиевого слитка для роторной литейной машины / А.А. Авдулов, В. Н. Тимофеев, И. С. Гудков. С. А. Бояков, Ю. С. Авдулова // Журнал «Электрометаллургия». – 2015. – № 2. – 25–31 с.

4. Патанкар С.В. Численное решение задач теплопроводности и конвективного теплообмена при течении в каналах: пер. с англ. / С.В. Патанкар. – М.: Изд. МЭИ, 2003. – 312 с.

ОБОБЩЕННАЯ НЕЙРОСЕТЕВАЯ МЕТАМОДЕЛЬ УСКОРЕННОГО ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА СТЕРЖНЕЙ

Ф.В. Чмиленко, В.Е. Парменов, Чжан Ци
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И.Ульянова (Ленина),
г. Санкт-Петербург, parmenov.slava@yandex.ru
Научный руководитель: Чмиленко Ф.В., д.т.н., профессор

Работа посвящена разработке метамоделей на базе нейронных сетей, обобщающей параметры ускоренного индукционного нагрева стальных стержней под ковку. Задачей настоящей работы является разработка нейросетевой обобщающей модели, предсказывающей в реальном времени поведение системы ускоренного индукционного нагрева стальных стержней с точностью приближенной к численным моделям.

The work is devoted to the development of a metamodel based on neural networks generalizing the steel bars for forging accelerated induction heating parameters. The objective of this work is to develop a neural network generalization model that predicts in real time the steel bars accelerated induction heating system behavior with an accuracy close to numerical models.

Предшествующие работы авторов [1, 2] показывают эффективность применения обобщающих нейросетевых метамоделей для предсказания в реальном времени параметров системы индукционного нагрева стержней под ковку. В них рассматривался режим нагрева с постоянной удельной мощностью на всём протяжении процесса нагрева.

Наиболее естественным технологическим режимом работы индукционных нагревательных установок является режим постоянного напряжения на индукторе. Кроме того, наибольший практический интерес представляет режим ускоренного нагрева, позволяющий поднять производительность нагревательной установки при заданном теплоперепаде.

При ускоренном нагреве процесс делится на два этапа (рис. 1). На первом этапе в течение времени t_1 на индуктор подается повышенное напряжение. На этом этапе поверхность быстро прогревается до требуемой технологией температуры (в нашем случае 1250 °С), что увеличивает тепловой поток от поверхности к центру.

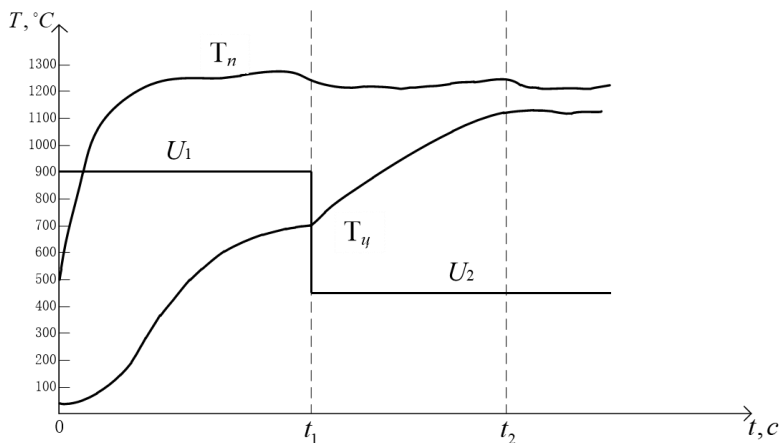


Рис.1 – Временные диаграммы температуры на поверхности T_n и в центре $T_{ц}$ нагреваемой детали и напряжения на индукторе при ускоренном нагреве.

На втором этапе в течение времени t_2 напряжение, подаваемое на индуктор, снижается и температура на поверхности нагреваемой детали поддерживается на уровне $1250\text{ }^{\circ}\text{C}$ до тех пор пока температура центра детали не достигнет заданной $1150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Или другими словами, пока не будет обеспечен требуемый перепад в $100\text{ }^{\circ}\text{C}$.

В качестве ограничения мощности на первой стадии нагрева было принято условие $U_1 = 2U_2$, часто применяемое на практике.

Для создания базы данных, как и ранее использовалась одномерная электротепловая модель из пакета “Ind Heat”, разработанная в ЛЭТИ [3], все входные данные соответствуют входным данным предыдущей работы [1]. Заготовки диаметром от 80 до 200 мм с толщиной футеровки от 5 до 30 мм и с величиной воздушного зазора от 5 до 20 мм. Диапазон частот для заготовок разного диаметра был свой, в зависимости от показателя степени поверхностного эффекта m_2 , который выбирался в пределах от 2,5 до 5.

При создании обобщенной нейросетевой модели ускоренного нагрева оказалось удобным разделить процесс нагрева на два этапа, поэтому основными обобщаемыми результатами расчетов являлись напряжение на индукторе во время первого этапа U_1 (напряжение на втором этапе U_2 по условию моделирования всегда в два раза меньше), время первого этапа нагрева t_1 и время всего нагрева t_2 .

Помимо основных результатов обобщались интегральные параметры: электрический, тепловой и полный КПД и коэффициент мощности.

В результате обучения нейронных сетей с одним скрытым слоем, были получены лучшие топологии, обеспечивающие ошибку аппроксимации менее 1%.

В таблице 1 представлены оптимальное количество нейронов N и максимальная относительная погрешность σ_{\max} в процентах.

Таблица 1 – Оптимальное количество нейронов в сети

Параметр	$t_1, \text{с}$	$t_2, \text{с}$	$U_1, \text{В}$	$\eta_{\text{эл.}}$	$\eta_{\text{тепл.}}$	$\eta_{\text{пол}}$	$\cos\varphi$
N нейронов	23	15	6	2	5	6	9
$\sigma_{\max}, \%$	0,79	0,72	0,88	0,36	0,54	0,65	0,59

Из основных параметров хуже всего обобщается время первого этапа нагрева, что может быть связано с тем, что на этом этапе сильнее всего проявляется нелинейность электротепловых процессов нагрева.

Помимо основных и интегральных параметров обобщались и распределенные во времени: температура (на поверхности, в центре, средняя), КПД (полный, электрический, тепловой), коэффициент мощности, поверхностная удельная мощность. Все распределенные параметры были разделены на два этапа (для обобщения каждого использовались две нейронные сети).

На рис. 2 представлены зависимости температуры поверхности от относительного времени нагрева (относительное время в % позволяет легче обобщать результаты для разных деталей) по результатам численного моделирования и по результатам работы обученной нейронной сети.

На рис. 3 представлены зависимости полного КПД от относительного времени нагрева по результатам численного моделирования и по результатам работы обученной нейронной сети.

В обоих случаях представлены зависимости, дающие наибольшую ошибку по метрике RMSPE на верификационном множестве.

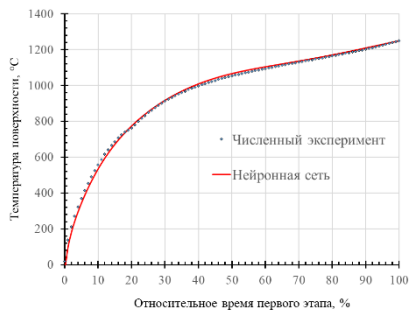


Рис.2 – Распределенная во времени первого этапа нагрева температура поверхности по численной модели и нейронной сети

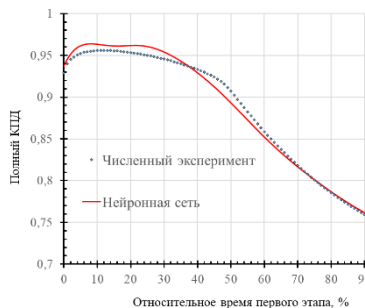


Рис.3 – Распределенный во времени первого этапа нагрева полный КПД по численной модели и нейронной сети

Таким образом, созданная обобщающая нейросетевая модель позволяет в реальном времени с хорошей точностью определять параметры индукционного нагрева не только в условиях постоянной мощности, но и при более естественных и сложных многоэтапных технологических процессах индукционного нагрева.

Литература:

1. Особенности разработки метамоделей на основе нейронных сетей для задач индукционного нагрева / Ф. В. Чмиленко, Ю. Ю. Перевалов, В. Е. Парменов, Чжан Ци, Ю. В. Шанин // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2024. – Т.17, № 7. – С. 83-96.
2. *Parmenov V.E., Melnikov A.S., Shanin Y.V., Qi Z., Maslennikov N.V. and Perevalov Y.Y. Generalized Neural Network Model of Rods Induction Heating // 2024 Conference of Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElCon), Saint Petersburg, Russian Federation. – 2024. – P. 463-466.*
3. Демидович В.Б., Чмиленко Ф.В. Численные методы в теории индукционного нагрева, СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2008. – 220 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СИСТЕМЫ ЗАЖИГАНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО ДИАГНОСТИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

Д.И. Лавров, А.В. Кулагин, С.В. Петровский
Самарский государственный технический университет,
г. Самара, petrovski@rambler.ru

В работе рассматривается интеллектуально-диагностический комплекс для оценки электромагнитной совместимости различных устройств, что дает возможность оценить уровень электромагнитных помех от системы зажигания автомобиля по отношению к другому электрооборудованию, находящемуся внутри и снаружи автомобиля. Оценка производится, при помощи интеллектуальных датчиков, имеющих различные алгоритмы работы и входящие в состав данного интеллектуально-диагностического комплекса.

The article discusses an intelligent diagnostic complex for assessing the electromagnetic compatibility of various devices, which makes it possible to assess the level of electromagnetic interference from the vehicle ignition system in relation to other electrical equipment located inside and outside the vehicle. The assessment is made using smart sensors that have various operating algorithms and are part of this intelligent diagnostic complex.

Введение

Для проведения экспериментального анализа возможностей бортового комплекса диагностики системы зажигания были выделены следующие шесть факторов, критерием отбора которых явилось наличие диагностических данных, показывающих их воздействие на электромагнитную совместимость электрооборудования [3, 7]:

- пробег автомобиля (1000...130000 км);
- тип катушки зажигания («Север», Новосибирск, и МЗАТЭ-2, Москва);
- тип топлива (природный газ, бензин);
- обороты двигателя (800...2000 об/мин);
- угол опережения зажигания (8...30°);
- тип высоковольтных проводов (ВВП) (с активным и комплексным сопротивлением).

Для каждого из этих факторов были сняты спектральные распределения напряжённости электромагнитных помех (Е, дБ (мкВ/м)), представляющие собой диагностические базы данных, подлежащие анализу с помощью интеллектуальных датчиков. Сами спектральные распределения не могут быть непосредственно проанализированы интеллектуальными датчиками (ИД) – на их основе формируются

вторичные переменные (ВП) ($S_j, j \in \overline{1, m}$), производящие выборку значений напряжённости электромагнитных помех (ЭМП), E , на диагностических интервалах варьирующей продолжительности $w_k, k \in \overline{1, l}$.

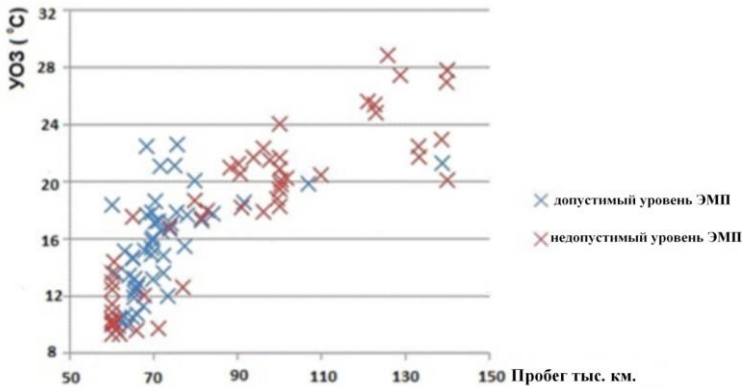


Рис. 1. - Неоднозначность кластеризации при недостаточном наборе вторичных переменных

На рисунке 1 представлены диагностические данные, соответствующие допустимому и недопустимому уровню помех при рассмотрении спектральных распределений электромагнитных помех (ЭМП), характеризующих максимальное значение напряжённости E_{\max} на диагностическом интервале $w = 100$ МГц в зависимости от пробега и величины опережения угла зажигания. Как следует из этой иллюстрации, рассмотрение только максимальных значений напряжённости не позволяет с достаточной уверенностью классифицировать результаты диагностики [1, 4].

Поэтому был проведён дробный факторный эксперимент с использованием статистического пакета MINITAB, целью которого было выявление наиболее значимых факторов, с одной стороны влияющих на уровень ЭМП, а с другой – на эффективность ИД в интерпретации диагностических данных. Притом выбор числа и типа как измеряемых величин, так и вторичных переменных предельно важен для создания информативных баз данных, особенно для случаев, когда объём и разнообразие данных сильно лимитировано.

Результаты этого эксперимента сведены в Таблицу 1, которая демонстрирует усреднённые значения правильно идентифицированных данных по диагностике уровня ЭМП для четырёх видов вторичных переменных (E_{\max} , \bar{E} , ΔE , $\sigma^2(E)$), поступающих на входы интеллектуальных датчиков. Данные ИД реализованы на основе алгоритмов искусственных нейронных сетей (ИНС), метода опорных векторов (МОВ), сетей Байеса (БС) и алгоритма ближайшего соседа (АБС) [5, 6].

**Таблица 1 Дизайн и результаты
дробного факторного эксперимента**

Эк. с. №	Пробег, км	Тип Ка-тушки зажигания	Тип топлива	Обороты об/мин	УОЗ 0С	Тип ВВП	ИНС	МОВ	БС	АБС
							Достоверность (%)			
1	1000	«Север»	газ	850	8	актив	92.59	83.33	79.63	59.26
2	1000	«Север»	газ	2000	8	комп.	83.87	80.65	80.65	69.35
3	130000	«Север»	газ	850	30	актив	92.59	88.89	79.63	70.37
4	130000	«Север»	газ	2000	30	комп.	98.61	97.22	93.06	81.94
5	1000	МЗАТЭ-2	газ	2000	30	актив	63.24	61.76	57.35	52.94
6	1000	МЗАТЭ-2	газ	850	30	комп.	63.24	57.35	63.24	60.29
7	130000	МЗАТЭ-2	газ	2000	8	актив	92.39	94.57	94.57	91.30
8	130000	МЗАТЭ-2	газ	850	8	комп.	96.30	90.74	94.44	81.48
9	1000	«Север»	бензин	2000	30	актив	85.16	87.5	85.94	80.47
10	1000	«Север»	бензин	850	30	комп.	78.57	70.63	70.63	65.87
11	130000	«Север»	бензин	2000	8	актив	95.14	94.44	93.75	88.89
12	130000	«Север»	бензин	850	8	комп.	82.80	70.97	72.43	68.28
13	1000	МЗАТЭ-2	бензин	850	8	актив	90.36	79.52	78.31	70.48
14	1000	МЗАТЭ-2	бензин	2000	8	комп.	88.78	86.73	78.57	53.06
15	130000	МЗАТЭ-2	бензин	850	30	актив	80.77	80.29	76.44	67.79
16	130000	МЗАТЭ-2	бензин	2000	30	комп.	93.90	94.51	91.46	69.51

Для дробного факторного эксперимента используются только пороговые значения влияющих на факторы электромагнитной совместимости (ЭМС) факторов (минимальное и максимальное значения для количественных факторов и типовые значения для качественных).

На основе полученных результатов, пакет MINITAB определяет значения t - и F -статистик, используемых для вычисления p -параметра, малые (≤ 0.05) значения которого показывают, что вариации в показателях точности используемых ИД не могут быть объяснены только случайной составляющей процесса обучения ИД. Такие значения параметра p говорят о существенном влиянии выбранных факторов на диагностические возможности интеллектуальных датчиков [2, 4, 7].

Для правильной интерпретации данных ИД необходимо настроить эти датчики. С этой целью проводится эксперимент, исследующий характер зависимости точности ИД от величины диагностического интервала или от объёма выборки данных, необходимых для диагностического анализа. Семь различных значений диагностического интервала были определены в соответствии с диапазоном частотных значений (30...1000 МГц) имеющихся в наличии спектральных распределений напряжённости ЭМП – 10, 20, 50, 100, 200, 300, 600 МГц. Затем был проведён эксперимент с тем же набором интеллектуальных датчиков (ИНС, МОВ, БС, АБС), что и в процессе выбора измеряемых величин, и с теми же вторичными переменными (E_{\max} , \bar{E} , ΔE , $\sigma^2(E)$). При составлении обычающих пар для ИД с использованием «учителя» множество пар было сбалансировано, то есть количество пар, соответствующих приемлемому и недопустимому уровню ЭМП, было одинаковым.

Данные эксперимент показывает, что указанные ИД, входящие в состав ИДК, с высокой степенью точности диагностируют превышение уровня ЭМП (погрешность 5.9 %). Этот факт дает нам возможность использовать ИДК для разработки программного кода электронного блока управления двигателем внутреннего сгорания и оптимизации процесса его настройки, что позволяет выводить диагностические коды ошибок, указывающих на превышение уровня ЭМП через монитор маршрутного компьютера. Водителю АТС, когда он увидит код ошибки, обозначающий превышение уровня ЭМП, необходимо будет ехать в специализированный сервисный центр.

Вывод

Преимуществом интеллектуального диагностического комплекса от существующих средств обработки диагностических данных является его способность к адаптации и настройке внутренних параметров (что в сумме позволяет достичь погрешности работы интеллектуальных датчиков при определении уровня ЭМП в составе бортового комплекса диагностики на уровне 5.9 %).

Литература:

1 *Кечиев Л.Н.* ЭМС: стандартизация и функциональная безопасность / Л.Н. Кечиев, П.В. Степанов. – М.: МИЭМ, 2001 – 82 с.

2 *Князев А.Д.* Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. / А.Д. Князев – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.

3 *Николаев П.А.* Электромагнитная совместимость современных автомобильных систем зажигания: монография / П.А. Николаев. – Тольятти.: ПВГУС, 2011. – 224 с.

4 *Петровский С.В., Николаев П.А.* Моделирование электромагнитных помех при работе системы зажигания автомобиля // Научные труды V международной молодежной научно-технической конференции «Электроэнергетика глазами молодежи». – Томск: ТПУ. – 2014. – Т. 1. – С. 355-359.

5 *Petrovski S., Kozlovsky V., Vakhnina V., Skripnuk D.* Determination of the Causes of the Excess of the Level of Electromagnetic Interference from the Ignition System Using an Intelligent Diagnostic System / 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 28-31 Jan. – 2019. – P. 569-573. – doi: 10.1109/EIConRus.2019.8657322.

6 *Dhar V., Stein R.* Intelligent Decision Support Methods: The Science of Knowledge Work. Prentice Hall, 1997.

7 *Quinlan J.R.* C4.5: Programs for Machine Learning. – San Mateo: Morgan Kaufmann Publishers Inc., 1993. – 302 p.

ОПТИМИЗАЦИЯ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА МАГИСТРАЛЬНОГО ТЕПЛОВОЗА ПО КРИТЕРИЯМ МИНИМУМА УДЕЛЬНОГО РАСХОДА ТОПЛИВА

А.А. Попова

Новосибирский государственный технический университет

г. Новосибирск, onirs@corp.nstu.ru

Научный руководитель: Кавешников В.М., к.т.н., доцент

Идея работы заключается в использовании комбинированной энергоустановки (КЭУ) для экономии топливно-энергетических ресурсов, потребляемых магистральным тепловозом. На основе выбора метода оптимизации и прочностных расчетов планируется разработка регулятора, с помощью которого система будет работать в точке минимума удельного расхода топлива.

The idea of the work is to use a combined power plant (CPP) to save fuel and energy resources consumed by a mainline diesel locomotive. Based on the choice of the optimization method and strength calculations, it is planned to develop a regulator with the help of which the system will operate at the point of minimum specific fuel consumption.

Повышение эффективности работы сети железных дорог – одна из важных задач экономики России, решаемых ОАО «РЖД» [1]. Одним из способов повышения энергоэффективности перевозок является использование комбинированной энергоустановки (КЭУ) [2], содержащей буферный элемент, который при надлежащем управлении обеспечивает работу дизель-генераторного агрегата (ДГА) в режиме работы с минимальным удельным расходом дизельного топлива [3]. При введении буферной установки для накопления и использования электрической энергии в различных режимах движения состава при сохранении существующего электрооборудования тепловоза (с минимальными капитальными затратами) может дать значительную экономию дизельного топлива, затрачиваемого на движение.

На рисунке 1 приведена функциональная схема тяговой системы тепловоза, предлагаемая в работе, где

- 1) ТАД – тяговый асинхронный двигатель;
- 2) DC/DC – преобразователь постоянно-постоянного тока;
- 3) СУ – система управления работой накопительного элемента;
- 4) СУД – система управления дизельным двигателем;
- 5) НВ – неуправляемый диодный выпрямитель;
- 6) КМ – контроллер машиниста;
- 7) АРН – автоматический регулятор напряжения (возбуждения);
- 8) М – машинист-оператор;
- 9) СГ – тяговый синхронный генератор;
- 10) И – инвертор;
- 11) Д – дизельный двигатель;
- 12) НЭ – накопительный элемент;
- 13) СУВТ – система управления впрыском топлива.

Современный подход к проектированию систем управления облегчает создание нестационарных и многомерных систем, помогает определить структуру оптимальной системы и упрощает решение множества более реалистичных задач управления, которые сложно реализовать с помощью классических методов [6].

В соответствии с алгоритмом, предложенным Л. С. Понtryгиным, в работе должны быть решены следующие задачи.

1. Разработка упрощенного математического описания;
2. Формулирование критерия оптимальности;
3. Определение ограничений, накладываемых на координаты системы;
4. Составление дополнительных систем уравнений;
5. Определение структуры и параметров оптимального регулятора;
6. Подтверждение работоспособности и эффективности полученного регулятора с помощью разработки полной модели системы с КЭУ.

К настоящему моменту проведен анализ и выбор накопительных элементов, их типа и произведен расчет необходимой энергоемкости.

Литература:

1. Энергетическая стратегия холдинга «Российские железные дороги» на период до 2015 года и на перспективу до 2030 года. Утверждена распоряжением ОАО «РЖД» от «15» декабря 2011 г. № 2718р. [Электронный ресурс]. – URL: <https://pandia.ru/text/80/274/15318.php> (дата обращения: 28.10.2024).

2. *Аносов В.Н., Кавешников В.М.* Повышение эффективности систем тягового электропривода автономных транспортных средств. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014 – 219 с.

3. *Кирьяков М.Н.* Повышение топливной экономичности дизель-генераторных установок тепловозов в эксплуатации: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Омск, 2012. – 25 с.

4. *Евдокимова Е.С.* Система автоматического управления тяговым электроприводом магистрального тепловоза // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019. – С. 167-170.

5. *Ту Ю.* Цифровые и импульсные системы автоматического управления. – Москва: Изд-во «Машиностроение», 1964. – 704 с.

6. *Ту Ю.* Современная теория управления. – Москва: Изд-во «Машиностроение», 1971. – 472 с.

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ ДРОБНОГО ПОРЯДКА И ИХ ЭФФЕКТИВНОСТЬ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

А.Г. Сваровский

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, svarschikandrei@mail.ru

Научный руководитель: Иванов И.А., ассистент кафедры ЭАПУ

В работе исследована возможность синтеза регуляторов дробного порядка в среде динамического моделирования SimInTech по средством метода рациональной аппроксимации. Проведены сравнения между классическим целочисленным PI-регулятором $(K_p + K_i * s^{-1})$ и дробным PI-регулятором $(K_p + K_i * s^{-a})$, где $0 < a < 1$, выявлена разница в показателях качества регулирования. Благодаря математическим вычислениям, были найдены частоты аппроксимации для логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ). В среде SimInTech наглядно показано, как с использованием дробных регуляторов улучшаются характеристики системы управления.

Ключевые слова: дробный порядок, рациональная аппроксимация, SimInTech, PI-регулятор, ЛАЧХ.

The paper investigates the possibility of synthesizing fractional order regulators in the SimInTech dynamic modeling environment using the rational approximation method. Comparisons were made between the classical integer PI regulator $(K_p + K_i * s^{-1})$ and the fractional PI regulator $(K_p + K_i * s^{-a})$, where $0 < a < 1$, and a difference in control quality indicators was revealed. Thanks to mathematical calculations, approximation frequencies for the logarithmic amplitude-frequency characteristic (LAFC) were found. In the SimInTech environment, it is clearly shown how the characteristics of the control system.

Keywords: fractional order, rational approximation, SimInTech, PI controller, LAFC.

Анализ логарифмических амплитудно-частотных характеристик, построение математической модели:

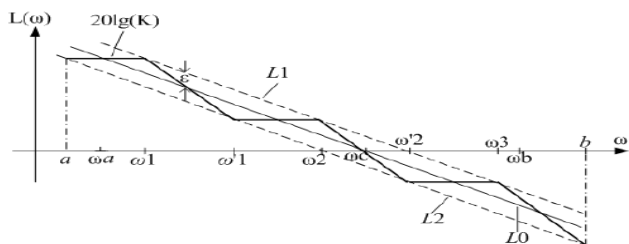


Рис.1 - Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

На данном рисунке кривая заданная, с помощью уравнения: $G_0(s) = \frac{k_0}{s^\alpha}$, $k_0 = \omega_c^\alpha$, $0 < \alpha < 1$, показана линией L_0 , другие асимптоты L_1 и L_2 отложены параллельно L_0 . Диапазон частот аппроксимации находится в пределах $[\omega_a; \omega_b]$. Амплитудная погрешность- расстояние от L_0 до линий L_1 и L_2 - ε (дБ), может варьироваться в зависимости от условий задач.

Проделав некоторое число математических операций, можно провести зависимость частоты аппроксимации от её номера:

$$\omega_1 = \frac{1}{10 \cdot a \cdot T_{\mu t}}, \quad \omega_i = (10^{\frac{\varepsilon}{20}})^{\frac{i-1}{\alpha(1-\alpha)}} \cdot \omega_1, \quad \omega'_i = (10^{\frac{\varepsilon}{20}})^{\frac{\alpha+(i-1)}{\alpha(1-\alpha)}} \cdot \omega_1,$$

Где $T_{\mu t}$ -некомпенсируемая постоянная времени, определяющая быстродействие переходных процессов по выходу контура регулирования в замкнутом состоянии, a - коэффициент, отвечающий за степень демпфирования.

После нахождения частот, получается аппроксимирующая функция:

$$R_{mm}(s) = \frac{k_1}{\omega_1^\alpha} \cdot \frac{(\frac{s}{\omega'_1} + 1)(\frac{s}{\omega'_2} + 1) \cdots (\frac{s}{\omega'_m} + 1)}{(\frac{s}{\omega_1} + 1)(\frac{s}{\omega_2} + 1) \cdots (\frac{s}{\omega_n} + 1)}$$

Моделирование двухконтурной системы управления для машины постоянного тока (**РПК-6 25/3**).

1)Для регулятора тока используется технический оптимум:

$$W_{\text{осел}}(p) = \frac{1}{a \cdot T_{\mu t} \cdot p(T_{\mu t} \cdot p + 1)}, \quad W_{OY} = \frac{\frac{1}{R}}{(\frac{L}{R} \cdot p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_{\mu t} \cdot p + 1)},$$

$$W_{KY}(p) = W_{OY}^{-1} \cdot W_{\text{осел}}, \text{ откуда } Kp = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R} \cdot a \cdot T_{\mu t}}, \quad Ki = \frac{1}{\frac{L}{R} \cdot a \cdot T_{\mu t} \cdot p},$$

2) Для регулятора скорости используется симметричный оптимум:

$$W_{жсл}(p) = \frac{(a^2 T_{\mu} \cdot p + 1)}{a^3 \cdot T_{\mu}^2 \cdot p^2 (T_{\mu} \cdot p + 1)}, W_{OY} = \frac{Km}{J \cdot p} \cdot \frac{1}{(T_{\mu} \cdot p + 1)},$$

$$W_{KV}(p) = W_{OY}^{-1} \cdot W_{жсл}, \text{откуда } Kp = \frac{J}{Km \cdot a \cdot T_{\mu}}, Ki = \frac{J}{Km \cdot a^3 \cdot T_{\mu}^2 \cdot p}$$

3) Используя функцию аппроксимации, а также подставив, найденные по уравнениям частоты, можно получить выражение общего вида для дробного регулятора ($\alpha = 0.2$; $T_{\mu} = 0.001$, $m = n = 5$).

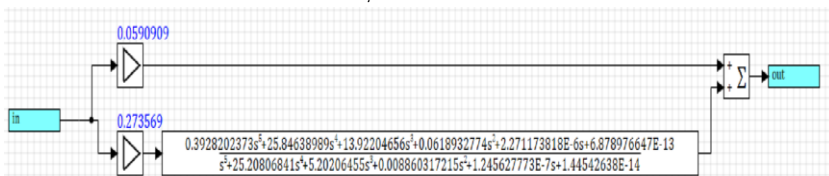


Рис.3 - Дробный регулятор, представленный звеном общего вида, пропорциональным и интегральными усилителями

Сравнение показателей качества системы управления с двумя целочисленными регуляторами, с одним дробным и одним целочисленным, с двумя дробными.

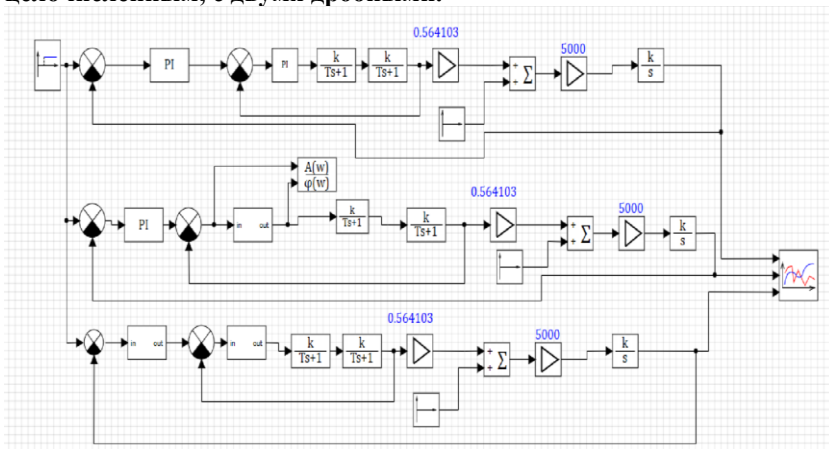


Рис.4 - Три модели управления, с одинаковыми параметрами, но разными регуляторами

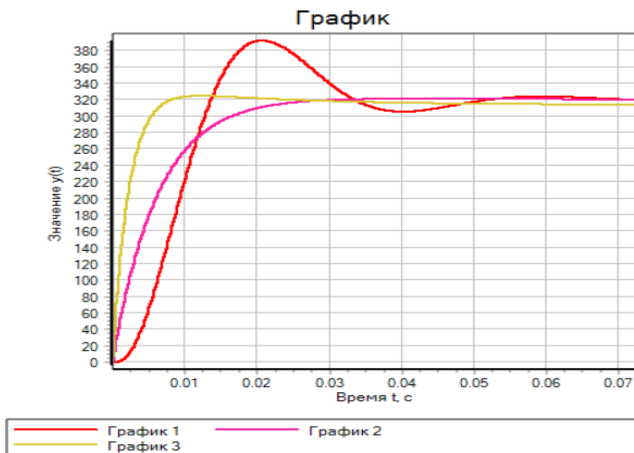


Рис.5-Переходные процессы.

График 1-график с двумя целочисленными PI-регуляторами имеет перерегулирование (24%), время регулирования (0.043с)

График 2-график с одним дробным регулятором и одним целочисленным не имеет перерегулирования, время регулирования (0.019с).

График 3-график с двумя дробными регуляторами имеет перерегулирование (около 3,5%), время регулирования (0.007с).

В работе изучены и проанализированы возможные методы осуществления регулятора дробного порядка, который в дальнейшем был реализован в среде моделирования SimInTech. Показатели качества переходных процессов подтверждают эффективность регуляторов дробного порядка.

Литература:

1. Дробно-степенные ПИД-регуляторы: учебное пособие / В. А. Жмудь, А. Н. Заворин, О. Д. Ядрышников; Новосиб. гос. техн. ун-т.-г. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – 45.

2. *Huimin Zhao, Wu Deng, Xinhua Yang, Yu Xue.* Study on a fractional-order controllers based on best rational approximation of fractional calculus operators // JVE International ltd. Journal of Vibroengineering. – 2016. – Vol. 18, iss. 5. P. 3412-3424.

3. *Нос О.В.* Теория автоматического управления. Теория управления особыми линейными и нелинейными непрерывными системами\\ Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019.

ЦИФРОВАЯ ТРАНСФОРМАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ДОБЫЧИ УГЛЕВОДОРОДОВ И ВНЕДРЕНИЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НЕФТЕГАЗОВЫМ КОМПЛЕКСОМ

В.Д. Скотников

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, vladskotnikov2003@yandex.ru**

Научный руководитель: Домахин Е.А., к.т.н., доцент

Аннотация. В публикации рассматривается текущее состояние нефтегазового комплекса РФ, существующие в нем проблемы, предлагаются методы их решения и способы повышения технико-экономической эффективности проектов добычи углеводородов на основе цифровой трансформации предприятий отрасли с помощью внедрения цифровых интеллектуальных систем и методов управления организационно-техническими процессами добычи углеводородов во взаимосвязи с соответствующими организационно-управленческими процессами.

Abstract. The article considers the current state of the oil and gas sector in Russia, the problems existing in it, and proposes methods for their resolution and ways to improve the technical and economic efficiency of hydrocarbon extraction projects. This is based on the digital transformation of industry enterprises through the implementation of digital intelligent systems and methods for managing organizational and technical processes of hydrocarbon extraction in conjunction with the corresponding organizational and managerial processes.

Топливо-энергетический комплекс (ТЭК) является одним из самых главных производственных комплексов российской экономики, который обеспечивает 2/3 экспортных доходов, более 40 % налоговых поступлений в бюджет и около 30 % ВВП. Именно поэтому развитию этого комплекса традиционно уделяется особое внимание [1].

Неотъемлемой частью роста ТЭК является развитие нефтегазового комплекса (НГК), повышение технико-экономической эффективности проектов по добыче углеводородов (УВ), а также увеличение коэффициента извлечения нефти (КИН).

В этом контексте одним из ключевых направлений является цифровая трансформация нефтегазовых компаний и технологий добычи. Она прежде всего предполагает изменение производственных и бизнес-процессов под воздействием цифровых технологий и внедрение интеллектуальных систем управления нефтегазовым месторождением [2].

Основные проблемы НГК включают месторождения с осложненными геолого-климатическими условиями, истощенные месторождения, а

также высокую долю месторождений с трудноизвлекаемыми запасами нефти.

Одним из подходов к решению данных проблем является увеличение инвестиций в научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы (НИОКР), что позволит внедрять новые техники и технологии для добычи УВ.

Актуальность цифровизации и интеллектуализации НГК обусловлена не только возможностями, но и острой необходимостью применения современных цифровых и информационных технологий для повышения технико-экономической эффективности их работы [3].

SQL- и OPC-серверы, волоконно-оптическая связь, программируемые логические контроллеры (ПЛК), системы автоматизированного проектирования (САПР), SCADA-, PLM-, MES-, и ERP-системы, а также другие элементы информационно-цифровой среды, сегодня могут и должны быть объединены в единое комплексное решение, превращаясь в интеллектуальную систему.

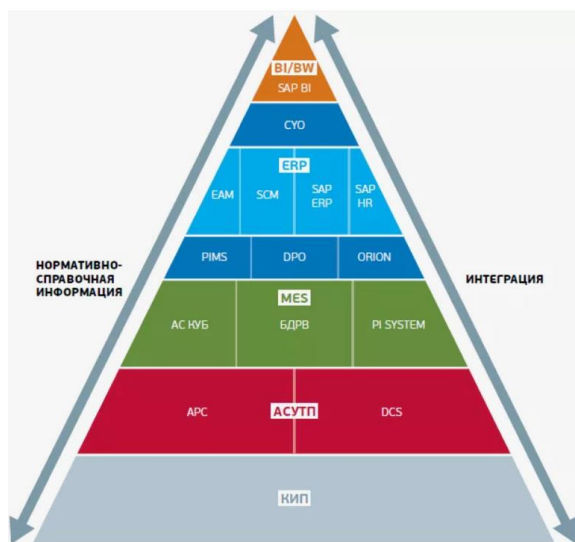


Рис. 1 — Уровни единой интеллектуальной системы управления производством

Данная интеграция позволит значительно повысить эффективность добычи УВ за счёт усовершенствования процессов сбора, обработки и анализа информации автоматизированными системами управления (АСУ). Скоординированная передача данных на все уровни управления

обеспечит быстрый и качественный анализ, что, в свою очередь, позволит принимать обоснованные управленческие решения.

Ключевое значение приобретает интеграция отдельных элементов информационно-цифровой среды в единое комплексное решение. В настоящее время отмечается разрозненность ИТ-компонентов, что препятствует формированию гармоничного и эффективного ИТ-ландшафта компаний.

Цифровая трансформация, охватывающая все аспекты деятельности предприятия, способна обеспечить прирост чистой прибыли нефтегазовых компаний до 20 % [4].

Литература:

1. Региональные комментарии: Развитие топливно-энергетического комплекса России: основные вызовы [Электронный ресурс] // АПЭК. – URL: http://www.apecom.ru/projects/item.php?SECTION_ID=93&ELEMENT_ID=8716 (дата обращения: 14.10.2024).

2. Сулейманов А. В. Цифровая трансформация нефтегазовой отрасли России: состояние, перспективы, системные проблемы и пути их решения [Электронный ресурс] // Научно-издательский центр Аспект. – URL: <https://na-journal.ru/7-2024-informacionnye-tehnologii/14249-cifrovaya-transformaciya-neftegazovoi-otrasli-rossii-sostoyanie-perspektivy-sistemnye-problemy-i-puti-ih-resheniya> (дата обращения: 18.10.2024).

3. Цифровые инструменты повышения экономической эффективности разработки месторождений [Электронный ресурс] // Neftegaz.ru. – URL: <https://magazine.neftegaz.ru/articles/tsifrovizatsiya/784611-povyshenie-ekonomicheskoi-effektivnosti-razrabotki-neftegazovykh-mestorozhdenii-na-osnove-vnedreniya/> (дата обращения: 19.10.2024).

4. Цифровая трансформация нефтегазового сектора [Электронный ресурс] // Нефтехимия. – URL: <https://belchemoil.by/news/analitika/cifrovaya-transformaciya-neftegazovogo-sektora> (дата обращения: 19.10.2024).

АНАЛИЗ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ РЕКТИФИКАЦИОННОЙ КОЛОННЫ

А.В. Стоянова

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, stoyanova.2021@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Иванов И.А., ассистент каф. ЭАПУ

В данной работе рассмотрены различные методы математического описания процесса первичной переработки нефти, посредством ректификационной колонны. На основании различий математического аппарата были выявлены преимущества и недостатки каждого из методов.

In this paper different methods of mathematical description of the process of primary oil refining, by means of a rectification column, are considered. Based on the differences in the mathematical apparatus, the advantages and disadvantages of each method have been identified.

Математическое описание объектов является востребованным инструментом, который позволяет решать широкий спектр задач в различных областях науки и техники. Математическая модель является ключевым компонентом цифрового двойника технологических процессов и изделий. Цифровые двойники применяются в различных отраслях, включая производство, здравоохранение, транспорт, энергетику и многие другие, с целью повышения эффективности, снижения издержек и улучшения качества продукции или услуг.

При проектировании химико-технологических систем (ХТС) на начальном этапе рационально использовать простые математические модели, которые позволяют определять предельные стационарные состояния системы и её принципиальную работоспособность в рамках проектируемого технологического процесса. Так, например, процесс ректификации сырой нефти заключается в разделении однородных жидких смесей на фракции, которые отличаются температурой кипения, посредством взаимодействия жидкости и пара.

Для исследования предельных стационарных режимов работы ректификационной колонны была использована упрощенная математическая модель этой колонны (Рис. 1). В основе модели лежат два допущения: колонна обладает бесконечной высотой и работает при условии бесконечного орошения, что обозначается как ∞/∞ . Предполагается, что при этом разделяющая способность колонны также является бесконечной.

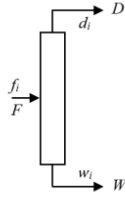


Рис. 1 – Упрощенная модель ректификационной колонны, где:
 D , F и W – суммарный поток на входе в колонну, в дистилляте и в кубовом продукте соответственно, кмоль/ч; d_i , f_i , w_i – мольный поток i -го компонента на входе в колонну, в дистилляте и в кубовом продукте соответственно, кмоль/час

В работе [1] обсуждаются два подхода к расчетам: поверочный метод (от причины к следствию) и проектный метод (от следствия к причине).

Согласно обозначениям, представленным на Рис. 1, для стационарного режима составляется система уравнений материального баланса по компонентам [1]:

$$f_i - d_i - w_i = 0, \quad i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

$$\sum_{j=1}^n d_j = D. \quad (2)$$

Учитывая физический смысл переменных и закон сохранения массы, должны выполняться следующие условия [1]:

$$f_i \geq 0, \quad d_i \geq 0, \quad w_i \geq 0, \quad i = \overline{1, n}, \quad (3)$$

$$d_i \leq f_i, \quad w_i \leq f_i, \quad i = \overline{1, n}. \quad (4)$$

Частным случаем является разделение трехкомпонентной зеотропной смеси, температура кипения компонентов которой выражена следующими соотношениями [1]:

$$t_A^0 < t_B^0 < t_C^0. \quad (5)$$

Выбранная модель ректификационной колонны включает три различные подмодели. Каждая из этих подмоделей описывает определенный вид предельного разделения (А-АВС; АВ-ВС; АВС-С).

В качестве примера поверочного варианта расчета взят первый тип разделения А-АВС ($0 \leq D \leq f_A$) [1]:

$$\left\{ \begin{array}{l} w_A = f_A - d_A = f_A - D, \\ w_B = f_B - d_B = f_B, \\ w_C = f_C - d_C = f_C, \\ d_A = D, \\ d_B = 0, \\ d_C = 0. \end{array} \right. \quad (6)$$

Управляющим параметром выступает D — общий поток дистиллята, который определяет значения мольных потоков в кубе и дистилляте.

Данный подход к математическому описанию удобен при анализе колонны, как элемента некоторой ХТС. В данной работе [1] так же представлен метод обратной задачи — проектного расчета. Метод достаточно прост в понимании и использовании. Однако, он может не подойти для решения задач автоматизации, где требуется охватить большее количество переменных, а также для более детального описания процесса ректификации.

Существуют и альтернативные способы математического описания. Один из таких способов продемонстрирован в работе по описанию первичной переработки нефти в ректификационной колонне [2].

В данной работе рассматривается путь прохождения нефти до и после попадания в ректификационную колонну (Рис. 2).

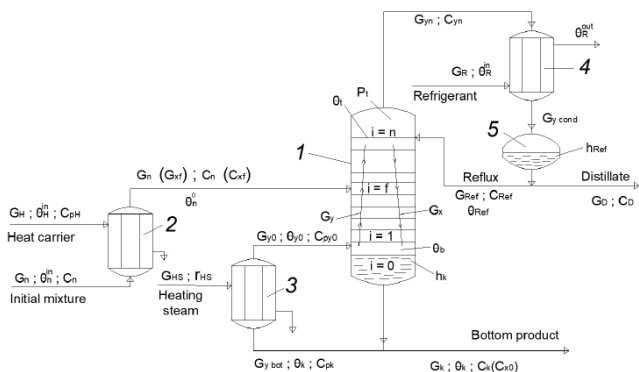


Рис. 2 – Схема установки для ректификации, где:
 1 – ректификационная колонна; 2 – подогреватель потока питания;
 3 – кипятильник; 4 – конденсатор (дефлегматор);
 5 – флегмовая жидкость

Оценка осуществляется по трем параметрам: температура, расход, давление. После анализа колонны, можно выделить основные возмущающие (колебания расхода, состава, температуры сырьевых веществ, давление и температура в колонне) и управляющие (расход и давление нефти, расход и давление пара, которые поступаю в колонну) воздействия. В качестве основного управляющего параметра используется расход подачи пара в колонну.

Математическое описание данной системы построено на оценке материального баланса вещества.

Тепловой баланс колонны задается условием $\theta_t = \theta_b$, при котором предпочтительным управляющим воздействием является G_k . Уравнения динамики и статики будут иметь следующий вид [2]:

$$M_{xn} \cdot C_{pxn} \cdot \frac{d\theta_t}{dt} = G_{yn-1} \cdot C_{py_{n-1}} \cdot \theta_{yn-1} - G_{yn} \cdot C_{py_n} \cdot \theta_t + G_{ref} \cdot C_{pRef} \cdot \theta_{Ref} - G_{xn} \cdot C_{pxn} \cdot \theta_t, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} G_{yn-1} \cdot C_{py_{n-1}} \cdot \theta_{yn-1} + G_{Ref} \cdot C_{pRef} \cdot \theta_{Ref} \\ = G_{yn} \cdot C_{py_n} \cdot \theta_t + G_{xn} \cdot C_{pxn} \cdot \theta_t, \end{aligned} \quad (8)$$

где M_{xn} – масса паровой фазы наверху колонны;

$C_{py_n}, C_{py_{n-1}}, C_{pRef}, C_{pxn}$ – удельные теплоемкости паровой и жидкой фазы на n-ой тарелке;

G_{yn-1}, G_{yn}, G_{xn} – расходы паровой и жидкой фазы на n-ой тарелке.

Уравнения динамики и статики, характеризующие паровую фазу [2]:

$$\frac{V \cdot M_t}{R \cdot \theta_t} \cdot \frac{dP_t}{dt} = G_{yn}(P_t) - G_{yk}(G_R), \quad (9)$$

$$G_{yk}(G_R) = G_{yn}(P_t) \quad (10)$$

Рассмотренный метод математического описания [2] наиболее полно описывает процесс ректификации, позволяя учитывать различные управляющие и возмущающие воздействия, а также увеличивать количества этих параметров по требованию. Для дальнейшей реализации цифрового двойника ректификационной колонны наиболее подходящим являет именно этот метод математического описания, поскольку имеет большее количество преимуществ для выполнения поставленной задачи, а также является наиболее вариативным.

Литература:

1. Кийко А.В., Назанский С.Л., Обонг В.Э., Солохин А.В. Математическая модель ректификационной колонны бесконечной

разделительной способности и различные варианты её расчеты // Теоретические основы химической технологии – 2013. – №1 – С. 36-42.

2. Бебихов Ю.В., Подкаменный Ю.А., Семёнов А.С., Якушев И.А. Оптимизация системы управления процессом первичной переработки нефти в ректификационной колонне // Информатика, Вычислительная техника и управление – 2022. – С. 101-112.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ВРЕМЕНИ ОТКЛИКА УСТРОЙСТВА ПРИ ПОДАЧЕ ЗАДАНИЯ НА УСТРОЙСТВО ИЗ СИСТЕМЫ SCADA ПО ПРОТОКОЛУ MODBUS RTU

М.В. Суховаров

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, sukhovarov.2021@stud.nstu.ru**

Научный руководитель: Иванов И.А., ассистент

Статья посвящена исследованию зависимости времени отклика преобразователя частоты при подаче задания из системы SCADA по протоколу связи Modbus RTU в зависимости от битрейта общения.

The article is devoted to the study of the dependence of the response time of the frequency converter when submitting a task from the SCADA system via the Modbus RTU communication protocol, depending on the communication bitrate.

Современные автоматизированные системы управления промышленным предприятием имеют иерархическую структуру, которую принято представлять в виде пирамиды (Рис. 1) [1].

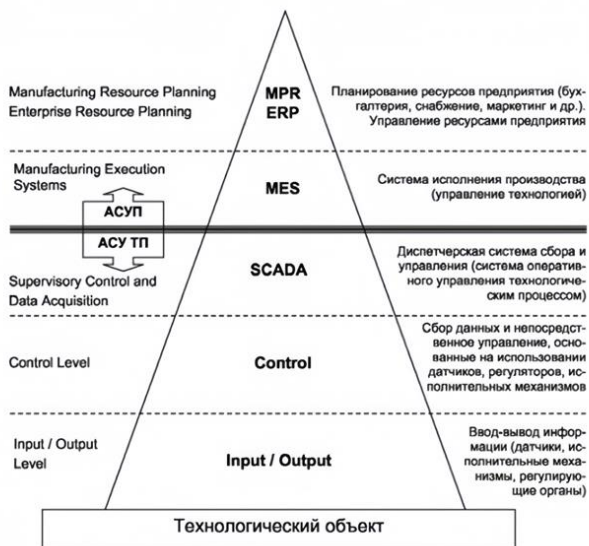


Рис. 1 – Общая структура управления производством [1]

В данной работе производится исследование на уровне нижней части пирамиды (АСУТП), а именно между уровнем систем SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) и контроллерным уровнем (Control level). Информационный обмен между уровнями осуществляется в цифровом виде посредством промышленных вычислительных сетей [1].

Для передачи данных между уровнями используются протоколы, такие как: Modbus, Profibus, FIP, ControlNet, Interbus-S и др.

Modbus – это сеть и коммуникационный протокол, основанный на клиент-серверной архитектуре. В Modbus используется сетевой обмен по типу «ведущий– ведомый», что не позволяет ведомым устройствам передавать данные по мере их появления и поэтому требует интенсивного опроса ведомых устройств ведущим [2]. Использует для передачи данных интерфейсы RS-485, RS-422, RS-232.

Скорость обмена (битрейт или скорость передачи данных) – скорость обмена данными с устройством, измеряется в бит/с.

Время отклика зависит от нескольких параметров:

- удаленность ведомого устройства от устройства задания;
- количество ведомых устройств;
- битрейта.

**Таблица 1 – Максимальная длина кабеля
в зависимости от битрейта**

Битрейт, бит/с	Максимальная длина кабеля, м
9600	600
38400	300
115200	100

Данные, представленные в Таблице 1 являются приблизительными и могут варьироваться в зависимости от конкретных условий эксплуатации, таких как качество кабеля, наличие помех, количество устройств на линии и другие факторы.

Максимальная длина кабеля уменьшается с увеличением битрейта, потому что при высоких скоростях передачи данных сигналы имеют более высокие частоты, которые быстрее теряют силу (затухают) и больше подвержены искажениям и помехам. Это приводит к тому, что на больших расстояниях сигнал становится слишком слабым и искаженным для надежного приема.

Данное исследование актуально с точки зрения удаленности объекта управления от источника задания, так как максимальный битрейт напрямую зависит от удаленности устройства, а это уже влияет на время отклика.

В данной работе проводится исследования зависимости времени отклика от битрейта общения устройства и системы SCADA по протоколу Modbus режим RTU интерфейс RS485.

В качестве устройства был выбран преобразователь частоты компании РУСЭЛКОМ модель RI350A [3]. В качестве SCADA системы была выбрана MasterScada 4D. Длина кабеля с помощью которого устанавливается связь устройства с компьютером, неизменна.

Для сбора необходимых для исследования данных была разработана экранная форма в среде MasterScada 4D к которой по средствам протокола Modbus был подключен преобразователь частоты.

Время отклика отправки и получения одного регистра снималось также посредством системы SCADA, для этого была написана специальная функция (Рис. 2). Для определения времени на преобразователь частоты подавалось задание на запуск двигателя, а в интерфейсе опрашивался регистр, отвечающий за статус двигателя. Как только задание было отправлено запускался таймер, который останавливался, когда приходил ответ от устройства что двигатель запущен.

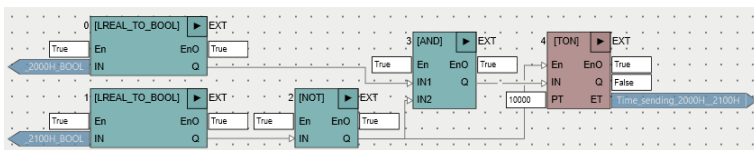


Рис. 2 – Функция определения времени отклика на языке программирования FBD

Таким образом было построено три набора данных для разного битрейта общения устройства и системы SCADA. Каждый набор данных хранит в себе 50 измерений.

Была произведена обработка полученных данных и выведены три значения: максимальное время отклика, минимальное время отклика и среднеарифметическое время отклика. По этим трем значениям для каждого битрейта была построена гистограмма, представленная на Рисунке 3.

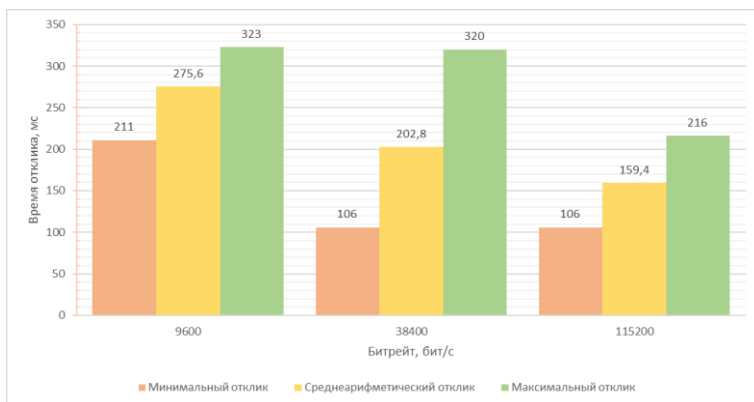


Рис. 3 – Гистограмма времени отклика в зависимости от битрейта

Как видно из гистограммы (Рис. 3) увеличивая битрейт при неизменной длине кабеля и одинаковым заданием, среднеарифметическое время отклика уменьшается.

По результатам исследования можно сделать вывод что существует зависимость времени отклика от битрейта. А из этого следует что чем больше устройств и чем дальше они будут расположены от источника задания и больше количество передаваемых данных, тем ниже будет максимально возможный битрейт и соответственно выше время отклика. Следовательно, от этого будет зависеть целесообразность использования данной системы с заданным битрейтом для конкретной системы.

Например, для управления вентиляцией в непроизводственном помещении, без обратных связей по управлению, битрейт, а следовательно, и время отклика не так важны, как для системы перекачивающих насосов на нефтеперерабатывающем производстве, где необходимо поддерживать постоянное давление посредством обратных связей с датчиков давления, где время отклика будет критичным, так как недостаточно быстрое реагирование системы может привести к аварии на производстве.

Литература:

1. Промышленные вычислительные сети: учебное пособие / И.А. Елизаров, В.Н. Назаров, В.А. Погонин, А.А. Третьяков. – Тамбов: ТГТУ, 2018. – [Электронный ресурс] // Лань: электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/319574> (дата обращения: 31.10.2024).
2. Федотов А.В. Компьютерное управление в производственных системах: учебное пособие для вузов / А.В. Федотов, В.Г. Хомченко. – 2-е изд., стер. – СПб: Лань, 2021. – [Электронный ресурс] // Лань: электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/171424> (дата обращения: 31.10.2024).
3. РУСЭЛКОМ RI350A: руководство пользователя RI350A [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.ruselkom.ru/chastotnye-preobrazovateli/ri350a-g-p1k5-4/instrukciya/> (дата обращения: 31.10.2024). — С. 2.

ОСВЕТИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ УСЛОВИЙ ТРУДА РАБОТНИКОВ ОФИСА

П.В. Шачнева, В.А. Колесникова

Томский политехнический университет, г. Томск, pvs@tpu.ru
Научный руководитель: Туранов С.Б., канд. техн. наук, доцент

В работе рассмотрен вопрос разработки интеллектуальной осветительной установки, повышающей когнитивные функции человека. Предложено экспериментальное устройство на основе светодиодной ленты, позволяющее управлять цветовой температурой и интенсивностью света. Полученные данные являются основой для разработки систем биодинамического освещения и формирования режимов освещения, улучшающих условия труда в офисах.

The article considers the issue of developing an intelligent lighting installation that enhances human cognitive functions. An experimental device based on LED strip, which allows controlling the color temperature and light intensity, is proposed. The obtained data are the basis for the development of biodynamic lighting systems and the formation of lighting modes that improve working conditions in offices.

Одной из перспективных задач современной науки и техники является разработка интеллектуальных осветительных установок. Это связано с тем, что параметры освещения (интенсивность, спектральный состав, равномерность и др.) оказывают значительное влияние на циркадные ритмы человека, зрительное восприятие, эмоциональное состояние и когнитивные функции [1-3]. Создание таких установок невозможно без исследований в области электротехники и электротехнологий.

Особенно актуально решение озвученной задачи в условиях современного города, где доступ к естественному свету часто бывает ограничен, а значит создание оптимальных условий освещения становится ключевым фактором для успешной работы и учебы.

Для разработки эффективной осветительной установки необходимо проведение комплексных исследований по оценке влияния цветовой температуры и уровня освещенности на когнитивные способности человека. Полученные сведения позволят сформировать оптимальные режимы освещения, которые станут основой для проектируемого устройства.

Для проведения экспериментов и получения данных о влиянии освещения на человека, было разработано экспериментальное осветительное устройство, позволяющее изменять цветовую температуру освещения (2700-6000 К) и освещенность (0-550 Лк). В качестве источника света была использована светодиодная лента RT-A120-8mm 12V White-MIX (9.6 W/m, IP20, 2835, 5m) [4], в которой сочетаются светодиоды теплого (2700 К) и холодного (6000 К) свечения. Управление светом производилось с помощью контроллера SMART-K22-MIX. На рисунке 1 представлена блок схема разработанного светового прибора [5].



Рис.1 – Блок схема экспериментального осветительного устройства

Рис. 2 демонстрирует спектры устройства для различных режимов работы. Спектральные характеристики были получены с помощью фликер-спектрофотометра PST-SVM OHSP350LFA.

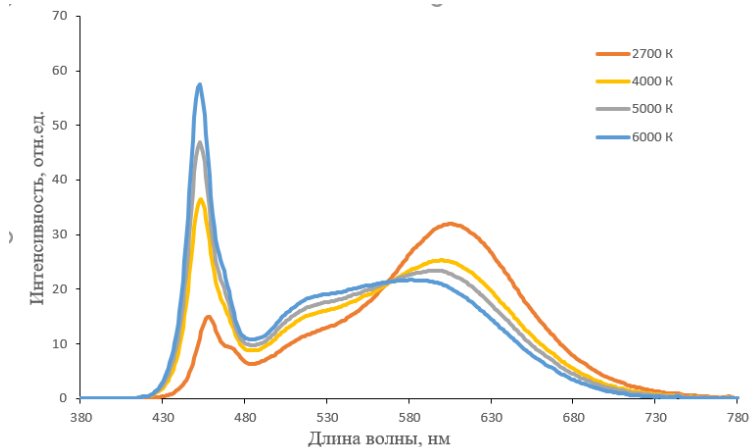


Рис.2 – Спектры источников света для разных цветовых температур

Во время проведения экспериментов, световой прибор устанавливался на высоте 1,5 м от поверхности стола. Максимально возможная освещенность составила 550 лк, что соответствует требуемой освещенности на рабочем месте в офисе по СП 52.13300.2016 [6]. Измерения освещенности проводились люксометром ТКА-ЛЮКС. Внешний вид осветительного прибора и сцена эксперимента приведена на рисунке 3.

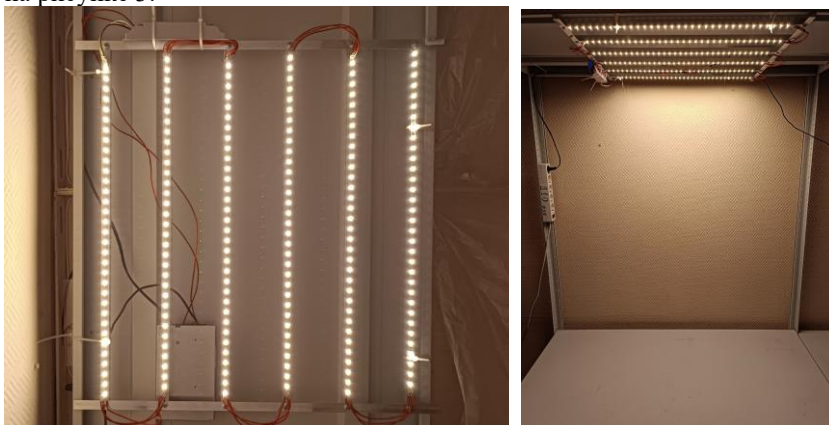


Рис.3 – Осветительный прибор и рабочее место

С помощью разработанного осветительного устройства была проведена серия экспериментов по изучению влияния цветовой

температуры на когнитивные способности человека. Для этого, экспериментальной группе участников предлагалось пройти серию тестов пространственного выбора и двигательной реакции при разном освещении. Для оценки физиологической реакции на освещение использовали нагрудный пульсометр, а для оценки когнитивных функций использовали результаты пройденных тестов. Психофизическая реакция оценивалась по результатам опросников: NASA-TLX для измерения субъективной умственной нагрузки, Каролинской шкала сонливости, VF, для субъективного исследования зрительной усталости.

Таким образом, собран действующий макет осветительной установки, соответствующий установленному техническому заданию. Сконструированный осветительный прибор соответствует требованиям ГОСТ Р 59294-2021 [7]. Проведена серия экспериментов, демонстрирующая особенности изменения когнитивных функций человека в разных световых условиях. Полученные данные станут основой для разработки интеллектуальной системы биодинамического освещения.

Литература:

1. *Boyce P.R.* Human Factors in Lighting (2nd ed.). – CRC Press, 2003. – 602 p.
2. *LeGates T.A., Fernandez D.C., Hattar S.* Light as a central modulator of circadian rhythms, sleep and affect // *Nat. Rev. Neurosci.* – 2014. Vol. 15. – P. 443–454.
3. *Sun C., Lian Z., Lan L.* Work performance in relation to lighting environment in office buildings // *Indoor Built Environ.* – 2019. – Vol.28, iss.7.
4. Светодиодная лента RT-A120-8mm 12V White-MIX (9.6 W/m, IP20, 2835, 5m) (Arlight, Изменяемая ЦТ) 013126(2) [Электронный ресурс] // *Arlight.rus.* – URL: <https://arlight.ru/catalog/product/013126-2/> (дата обращения: 23.10.24).
5. Подключение белой светодиодной ленты MIX (CCT) с изменяемой цветовой температурой с использованием MIX-контроллеров [Электронный ресурс] // *Arlight.rus* URL: <https://arlight.ru/support/assistance-in-choosing/wiring-diagrams-of-led-strips/diagram-scheme08/> (дата обращения: 13.04.24).
6. СП 52.13330.2016. Естественное и искусственное освещение. – Введ. 2017–08–05. – М.: Минстрой РФ, 2016.
7. ГОСТ Р 59294-2021. Источники света, осветительные приборы и искусственные системы освещения. Показатели энергоэффективности и требования. – Введ. 2021–01–04. – М.: Стандартинформ, 2021.

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ МОЩНОСТИ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

И.Е. Шерстобитов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ilaserstobitov044@gmail.com**

Научный руководитель: Иванов И.А., ассистент кафедры ЭАПУ

Цель данной работы – создание рабочего прототипа цифровой системы импульсно-фазового управления для регулирования мощности в цепях переменного тока.

The purpose of this work is to create a working prototipe of a digital pulse-phase power control system in alternating current circuits.

Для регулирования мощности в цепях переменного тока часто применяются тиристоры – полууправляемые полупроводниковые ключи. У таких ключей имеются три вывода – анод, катод и управляющий электрод. Тиристор открывается при условии, что к его силовым выводам приложено прямое напряжение и на управляющий электрод подан управляющий положительный импульс относительно анода [1]. Полууправляемым ключом тиристор называется потому, что закрыть его воздействием на управляющий электрод невозможно. Для закрытия тиристора необходимо приложить к его силовым выводам обратное напряжение, либо снизить текущий через него ток до значения ниже, чем ток удержания этого тиристора [1]. Именно необходимость постоянной смены полярности на силовых электродах тиристора для его закрытия и открытия обуславливает популярность его применения в регуляторах мощности переменного тока (часто такие устройства называют диммерами). Если во время положительного полупериода напряжения на аноде в интервале $0...180^\circ$ изменять момент включения тиристора, то ток через прибор и нагрузку будет протекать только в течение какой-то определенной части полупериода [2]. Так, при небольшой задержке прибор может быть открыт в начале положительного полупериода напряжения, при больших задержках в любой точке полупериода и, наконец, в самом его конце [2]. Тем самым можно регулировать средний за период ток, проходящий в нагрузке, от максимального значения почти до нуля. Такой способ управления получил название фазового регулирования (или фазового управления), поскольку при этом изменяется сдвиг фазы между началом положительного полупериода анодного напряжения и началом протекания прямого тока [2]. Обычно фазовый сдвиг φ , называемый углом отпирания или углом задержки,

выражается в градусах или радианах. В реальных устройствах значение φ может регулироваться примерно от 5 до 170° [2].

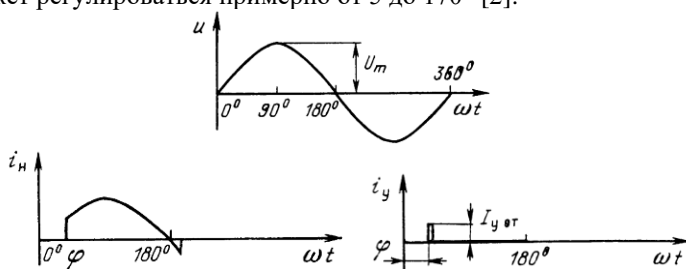


Рис.1 – графики, объясняющие принцип управления тиристором в цепи переменного тока [2]; 1 – график напряжения питания, 2 – график тока нагрузки, 3 – график тока управления.

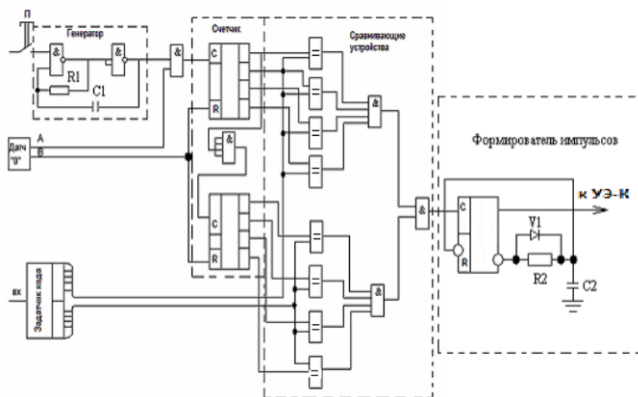


Рис.2 – структурная схема цифровой системы импульсно-фазового управления [3]

Некоторые схемотехнические решения, примененные в собранной системе управления, обусловлены имеющимися в наличии компонентами. Во время перехода синусоиды силового источника переменного тока через ноль детектор нуля дает импульс сброса на счетчик, счетчик начинает считать импульсы тактового генератора, и, когда число на выходе счетчика совпадает с числом, хранящемся в задатчике кода, сравнивающее устройство формирует импульс, который подается на управляющий электрод тиристора [3]. Плата управляется путем записи двоичного числа в десятиразрядный сдвиговой регистр, где два старших разряда отвечают за состояния двух реле (1 - включено, 0 - выключено), (реле добавлены для вспомогательных задач, например

реверса электродвигателя), а оставшиеся 8 разрядов хранят в себе время, которое пройдет от перехода синусоиды через ноль до включения тиристора (например, 1111 - полностью включено, угол открытия минимальный, 0000 - полностью выключено, угол открытия максимальный). Для записи управляющей информации в регистр может использоваться любой микроконтроллер или ПЛК (промышленный логический контроллер), во время наладки системы использовалась программируемая платформа Arduino Nano. Регулятор двухканальный, т.е. может управлять двумя тиристорами, количество ступеней регулирования - 16 (0 - выключено полностью, 15 - полностью включено, поэтому и 4 разряда на каждый канал). Плата имеет встроенный генератор тактовых импульсов, но имеется возможность подключения внешнего генератора (для этого имеется переключатель источника тактирования). Имеется возможность использования системы как формирователя сигнала ШИМ (широтно-импульсная модуляция). Устройство собрано на отечественных ТТЛ микросхемах серий К155, К561, КР1533. Монтаж выполнен на макетной плате для пайки, соединения выполнены проводом МГТФ.

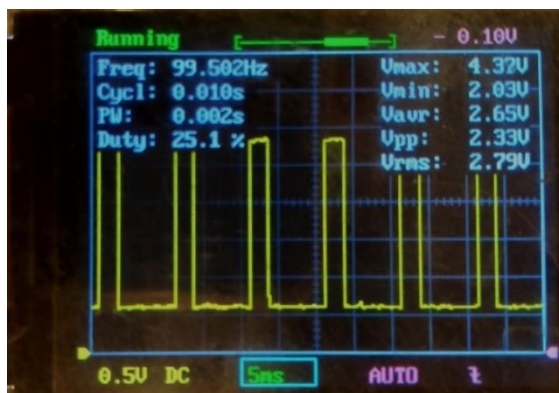


Рис.3 – управляющие импульсы на выходе системы.
Частота 100 Гц (две частоты сети). Осциллограф DSO-138

Вывод: Собранное устройство является рабочим прототипом цифровой системы импульсно-фазового управления. Конечно, для практического применения проще и целесообразнее реализовать регулирование угла отпирания по такому же принципу, но программно (используя микроконтроллер), однако сборка регулятора «в железе» имеет свои плюсы: аппаратный регулятор освобождает управляющее устройство от отсчета времени после каждого прохождения синусоиды

питающего напряжения через ноль и формирования управляющих импульсов, также сборка такого регулятора позволяет лучше разобраться с принципами управления тиристорами, схемотехникой цифровых устройств. Цифровой регулятор работает точнее и стабильнее аналогового, что расширяет сферу его применения.

Литература:

1. Преображенский В.И. Полупроводниковые выпрямители, издание второе, – М.: «Энергоатомиздат», 1986.
2. Кублановский Я.С. Тиристорные устройства, издание второе, – М.: «Радио и связь», 1987.
3. Стальная М.И., Головачев А.М., Еремочкин С.Ю., Ведманкин А.В. Автоматизированный электропривод, Учебное пособие. – АлтГТУ им. И.И. Ползунова, 2016.

РАЗРАБОТКА ДОК-СТАНЦИЯ ДЛЯ БПЛА

А.Н. Дейс, Т.А. Баяндина

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, spk_priem@mail.ru

Научный руководитель: Баяндина Т.А., преподаватель высшей кв.

Разработка док-станции для БПЛА направлена на увеличение эффективности и универсальности использования беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Ключевые идеи и цель проекта заключаются в разработке автоматизированной системы, способствующей безопасному хранению, зарядке, передаче данных и управлению БПЛА. Основной акцент делается на повышении уровня автоматизации процессов, снижении времени простоя и расширении функциональности дронов.

Development of a Docking Station for Drones aimed efficiency and versatility in their applications, particularly in scientific research. The primary objective of this project is the creation of an automated system that ensures safe storage, charging, data transmission, and management of drones. This docking station aims to increase the level of automation in drone operations, reduce downtime, broaden their functionality, and enhance operational efficiency.

Проект «Разработка док-станция для БПЛА» является необходимым шагом в развитии беспилотных технологий и обеспечения увеличения эффективности и универсальности использования БПЛА в современном мире ввиду их стремительного развития и широкого внедрения в деятельность научных исследований.

Современные БПЛА сталкиваются с ограничениями по времени полета и радиусу действия из-за ограниченной емкости аккумуляторов, невозможности обеспечить канал связи на определенной территории, необходимости ручного обслуживания, что снижает их эффективность и универсальность.

Цель проекта «Разработка док-станции для БПЛА» - разработка и реализация автоматизированной системы, обеспечивающей эффективное и безопасное хранение, зарядку, передачу данных и управление БПЛА. Док-станция должна повысить уровень автоматизации процессов использования БПЛА, сократить время простоя, расширить их функциональность и сделать эксплуатацию более эффективной.

Эмпирическая база проекта «Разработка док-станции для БПЛА» основана на анализе данных о характеристиках различных моделей БПЛА, типах используемых аккумуляторов, а также на анализе требований к функциональности док-станции, выявленных в ходе общения с представителями различных отраслей, где используются БПЛА. Также были проанализированы данные о существующих решениях в сфере автоматизации процессов зарядки и обслуживания беспилотных систем, что позволило определить ключевые требования к проекту док-станции и выбрать оптимальные технологические решения.

Использование беспилотных летательных аппаратов в наше время приобретает все большую актуальность, обусловленную расширением функциональных возможностей, ускорением выполнения задач, развитием новых технологий, увеличением безопасности и так далее. Однако, существуют некие сложности, которые препятствуют их широкому использованию в более сложных и продолжительных задачах: ограниченное время полета, отсутствие автоматизированных систем хранения, зарядки и обслуживания БПЛА, ограниченный радиус действия и так далее. Док-станция для БПЛА поможет решить данные проблемы. Док-станция включает в себя универсальную систему хранения, зарядки дронов, антенну для передачи данных и сигнала, систему мониторинга показателей окружающей среды, видеокамеру и антивандалную систему. Док-станция состоит из системы «блоков», то есть док-станцию можно адаптировать под определенные задачи и тип местности путем замены или увеличения количества блоков разных функций. Система является стационарной, но переместить ее не составит труда.

Совместимость док-станции и дрона осуществляется за счет установки определенного шасси на дрон. Функционал системы будет выглядеть данным образом: после выполнения задачи дрон прилетает к станции с помощью GPS, задвигается верхняя панель на станции, далее

с помощью QR-кода и индикаторов на посадочной платформы станции дрон стабилизируется и садится, верхняя панель задвигается, во время процесса нахождения дрона внутри станции происходит зарядка аккумуляторов, передача данных в командный центр, проверка целостности дрона с помощью камеры внутри станции, перед вылетом происходит обмен информации между дроном и док-станцией о погодных условиях для корректировки полета. Док-станция это универсальное решение для выполнения различных задач в современном мире, она позволит дронам выполнять задачи в труднодоступных местах без присутствия человека, снизить затраты на эксплуатацию БПЛА за счет автоматизации процессов, увеличить безопасность работы и расширить сферы применения БПЛА в различных отраслях.

Проект «Разработка док-станции для БПЛА» демонстрирует перспективность автоматизации процессов использования беспилотных технологий. Разработка док-станции позволит увеличить эффективность использования БПЛА, расширить сферы их применения и создать новые возможности для различных отраслей. Автоматизированное обслуживание БПЛА снизит затраты на эксплуатацию, повысит безопасность работы, увеличит время и радиус работы беспилотных систем.

Литература:

1. *Асташин В.А.* Автоматизация процессов зарядки и обслуживания беспилотных систем [Электронный ресурс]. – URL: <https://dji-blog.ru/obzory/obzor-bespilotnikov/kak-dji-dock-budet-sposobstvovat-avtomatizacii-raboty-s-dronami.html> (дата обращения: 06.11.2024).

2. *Шилов К.Е.* Проектирование и разработка систем автоматического управления БПЛА [Электронный ресурс] // Труды МФТИ – 2014. – Т. 6, №4. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/razrabotka-sistemy-avtomaticheskogo-upravleniya-bepilotnym-letatelnyim-apparatom-multiturnogo-tipa> (дата обращения: 06.11.2024).

3. *Мельник А.Н.* Проблемы малого времени полета БПЛА [Электронный ресурс]. – URL: <https://habr.com/ru/articles/718078/> (дата обращения: 06.11.2024).

4. Проблемы малого радиуса действия БПЛА [Электронный ресурс]. – URL: <https://krymsk-region.ru/administracziya/bespilotnye-letatelnye-apparaty-dejstviya-pri-ih-obnaruzhenii> (дата обращения: 06.11.2024).

5. Характеристики моделей БПЛА [Электронный ресурс]. – URL: <https://3mx.ru/articles/bpla-konstruktsiya-tipy-sfery-primeneniya> (дата обращения: 06.11.2024).

6. Актуальность использования дронов [Электронный ресурс]. – URL: <https://habr.com/ru/companies/toshibarus/articles/572336/> (дата обращения: 06.11.2024).

7. *Котельникова А.* Информация о возможностях дронов [Электронный ресурс]. – URL: <https://incrussia.ru/specials/drones-in-peaceful-life/> (дата обращения: 06.11.2024).

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИОМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

Секция – ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

РАСЧЁТ ВХОДНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ ШУНТОВОГО S3R РЕГУЛЯТОРА

М.А. Загорюлько, Д.А. Штейн, Д.А. Курочкин
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, i@maximzagorulko.ru
Научный руководитель: Штейн Д.А.

В данной работе представлен метод расчета токоограничивающего дросселя для преобразователя энергии солнечной батареи. В основе преобразователя лежит схема шунтового S3R регулятора. Расчет построен на решение переходных процессов в схеме.

This paper discusses a method for calculating the current-limiting inductance of a solar panel energy converter. The scheme of the shunt S3R regulator is taken as a basis. The calculation is based on solving transients in the circuit.

Часто используемая сфера применения подобных регуляторов — это космическая промышленность, для которой по ряду причин характерно использование солнечных батарей в качестве первичного источника электропитания [1-6].

Целью данной работы является выбор величины индуктивности таким образом, чтобы обеспечить приемлемые пульсации при минимальной индуктивности.

Схема шунтового S3R регулятора показана на Рис. 1. Дополнительно в схему было добавлено демпфирующее сопротивление, с целью обеспечить угасание пульсаций тока дросселя.

Для расчета индуктивности, необходимо получить выражения для описания переходного процесса схемы по току и напряжению дросселя, показанной на рисунке 2, с начальными условиями, соответствующими параметрам солнечной батареи в точке максимальной мощности, и условиями по завершению переходного процесса, соответствующими току короткого замыкания солнечной батареи и нулевому напряжению.

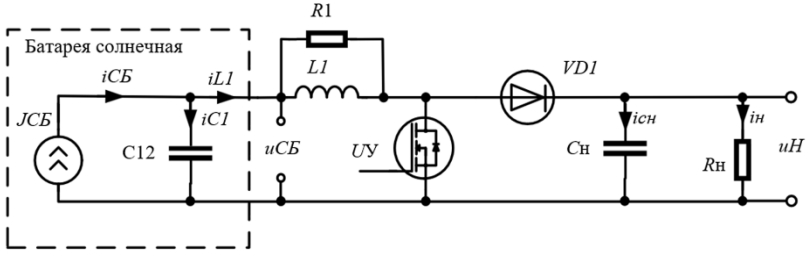


Рис. 1 – Принципиальная схема шунтового регулятора

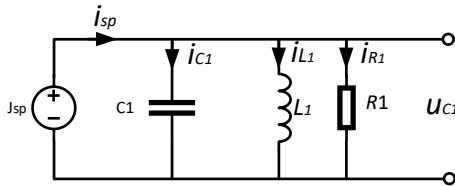


Рис. 2 – Схема для расчёта переходного процесса

Для данной цепи можно составить уравнение по первому закону Кирхгофа и преобразовать его:

$$\frac{dI_{CB}}{dt} = C_1 \frac{d^2 u_{c_1}(t)}{dt^2} + \frac{1}{R_1} \frac{du_{c_1}(t)}{dt} + \frac{1}{L_1} u_{c_1}(t)$$

Соответствующее ему характеристическое уравнение:

$$C_1 p^2 + \frac{1}{R_1} p + \frac{1}{L_1} = 0$$

Корни данного уравнения:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2R_1 C_1} \pm \sqrt{\frac{1}{4R_1^2 C_1^2} - \frac{1}{L_1 C_1}} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$$

Задав коэффициент затухания равным 10^5 , можно рассчитать сопротивление R_1 :

$$R_1 = \frac{1}{2\delta C_1} = 25 \text{ Ом}$$

Общий вид системы уравнений для описания переходного процесса второго порядка [7]:

$$\begin{cases} i_{L_1}(t) = i_{L_1}(\infty) + A_1 e^{p_1 t} + B_1 e^{p_2 t} \\ u_{L_1}(t) = L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = L_1 (A_1 p_1 e^{p_1 t} + B_1 p_2 e^{p_2 t}) \end{cases}$$

В начальный момент времени ($t=0$), эту систему можно представить в виде:

$$\begin{cases} I_{CB.M} = I_{CB.K3} + A_1 + B_1 \\ -U_{CB.M} = L_1 (A_1 p_1 + B_1 p_2) \end{cases}$$

Для данной системы можно выразить коэффициенты A_1, B_1 :

$$A_1 = \frac{U_{CB.M}}{L_1(p_2 - p_1)} + \left(\frac{p_1}{p_2 - p_1} - 1 \right) (I_{CB.K3} - I_{CB.M})$$

$$B_1 = -\frac{U_{CB.M} - L_1 p_1 (I_{CB.K3} - I_{CB.M})}{L_1 \cdot (p_2 - p_1)}$$

Тогда, выражения для описания переходного процесса тока дросселя приобретает вид:

$$i_{L_1}(t) = I_{CB.K3} + \left(\frac{U_{SP.M}}{L_1(p_2 - p_1)} + \left(\frac{p_1}{p_2 - p_1} - 1 \right) (I_{CB.K3} - I_{CB.M}) \right) e^{p_1 t} - \frac{U_{CB.M} - L_1 p_1 (I_{CB.K3} - I_{CB.M})}{L_1 \cdot (p_2 - p_1)} e^{p_2 t}$$

Максимальное значение тока через дроссель будет достигаться при [7]:

$$t_{кр} = \frac{\pi}{2\omega_0} + n \cdot T = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1} + \frac{n}{f},$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ (номер периода коммутации ключа в установившемся режиме).

Качественный вид переходного процесса тока дросселя показан на рисунке 5. Амплитуда тока дросселя будет оставаться постоянной до момента, пока длительность включенного состояния ключа будет больше времени достижения первого экстремума переходного процесса.

После чего строится зависимость максимального значения тока дросселя от его индуктивности (Рис. 6). Из этой зависимости выбирается по оси Y необходимое значение амплитуды тока дросселя и соответствующее ему значение индуктивности по оси X .

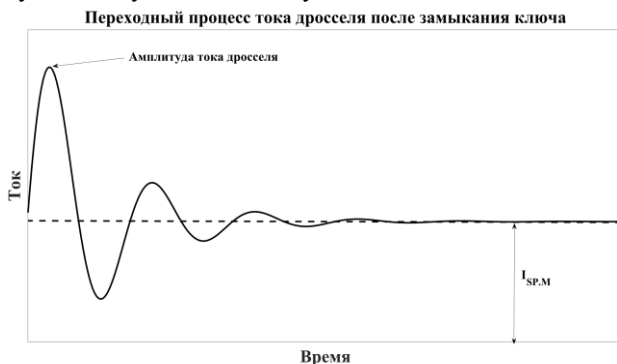


Рис. 5 – График переходного процесса тока дросселя

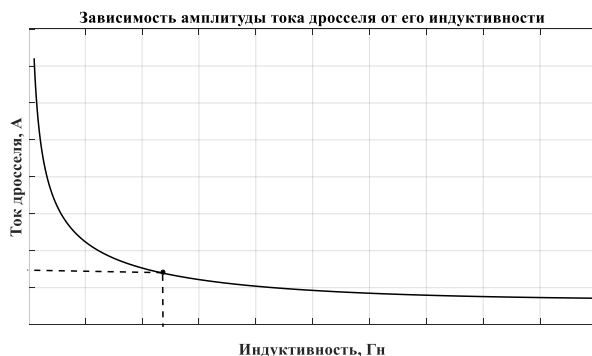


Рис. 6 – Зависимость индуктивности дросселя от максимального значения тока дросселя

Заключение

В работе получены выражения для построения зависимости для выбора оптимального значения величины входной индуктивности шунтового $S3R$ регулятора.

Можно заметить, что форма этой зависимости представляется в виде спадающей экспоненты. Это позволяет сделать вывод, что с увеличением индуктивности, её влияние на максимальное значение тока становится

менее ощутимым, при этом габариты готового дросселя будут становиться существенно больше.

Литература:

1. Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Ислаев. – Новосибирск: ВО «Наука». Сибирская издательская фирма, 1994. – С. 280-284.
2. *Гуцин В.Н.* Основы устройства космических аппаратов. – М.: Машиностроение, 2003. – 272 с.
3. *Шиняков Ю.А.* Выбор структуры систем электроснабжения низкоорбитальных космических аппаратов / Шиняков Ю.А., Гуртов А.С., Гордеев К.Г., Ивков С.В. // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. – 2010. – № 1.
4. *Еременко В.Г.* Выбор структуры автономной системы электроснабжения с полупроводниковым источником энергии / В.Г. Еременко, А.Б. Токарев, Г.М. Веденеев // Электротехника. – 1981. – № 9.
5. Источники энергии систем электроснабжения космических аппаратов: монография / М. В. Лукьяненко, М. М. Лукьяненко, А. Н. Ловчиков, А. Б. Базилевский; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2008. – 174 с.
6. Система электропитания космического аппарата / М.В. Нестеришин, Р.В. Козлов, К.Г. Гордеев, В.Г. Солдатенко, А.Н. Ильин, Е.В. Клименко // Электронные и электромеханические системы и устройства. – 2016.
7. *Атабеков Г.И.* Основы теории цепей: Учебник. 3-е изд., стер – СПб.: Издательство «Лань», 2009. – 432 с.: ил. – (Учебник для вузов. Специальная литература).

КОНЦЕПЦИЯ РАЗДЕЛЕНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНОГО СИЛОВОГО ФИЛЬТРА НА УДАЛЕННУЮ И ЛОКАЛЬНУЮ

Д.В. Захаров

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, dmitriyzakharov2001@mail.ru**

Научный руководитель: Александров И.В., к.т.н.

В данной статье представлена концепция разделения системы управления активного силового фильтра на локальную и удаленную, для снижения вычислительной нагрузки микроконтроллера локальной системы управления. Удаленная система управления занимается обработкой сигналов токов

нагрузки, а локальная система управления, в свою очередь, отвечает за контроль и регулирование параметров АСФ, обеспечивая эффективную компенсацию гармонических искажений в сети.

This article presents the concept of dividing the control system of an active power filter into local and remote systems to reduce the computational load on the local microcontroller. The remote control system processes current signals from the load, while the local control system is responsible for monitoring and regulating the parameters of the active power filter, ensuring effective compensation of harmonic distortions in the network.

Современные энергосистемы предъявляют высокие требования к качеству электроснабжения. Нелинейные нагрузки, создают гармонические искажения, которые негативно сказываются на работе электросистем [1, 2]. Для улучшения качества электроэнергии активно применяются активные силовые фильтры (АСФ) [3, 4]. Однако эффективная работа АСФ требует высокоскоростной системы управления, которая способна обеспечить слежение за быстродействующими процессами в сети электроснабжения.

1. Концепция разделения на локальную и удаленную системы управления

Концепция разделения системы управления на локальную систему управления (ЛСУ) и удаленную (УСУ) представляет собой идею перенести процесс считывания и обработки сигналов токов нагрузки, а также формирования компенсационного тока задания другому устройству, блок-схема модели АСФ представлена на рисунке 1. Данный подход позволит не только снизить вычислительную нагрузку на микроконтроллер ЛСУ, но также позволит упростить подключение нескольких АСФ параллельно на одну нагрузку, за счет перехода к иерархическому принципу построения системы управления.

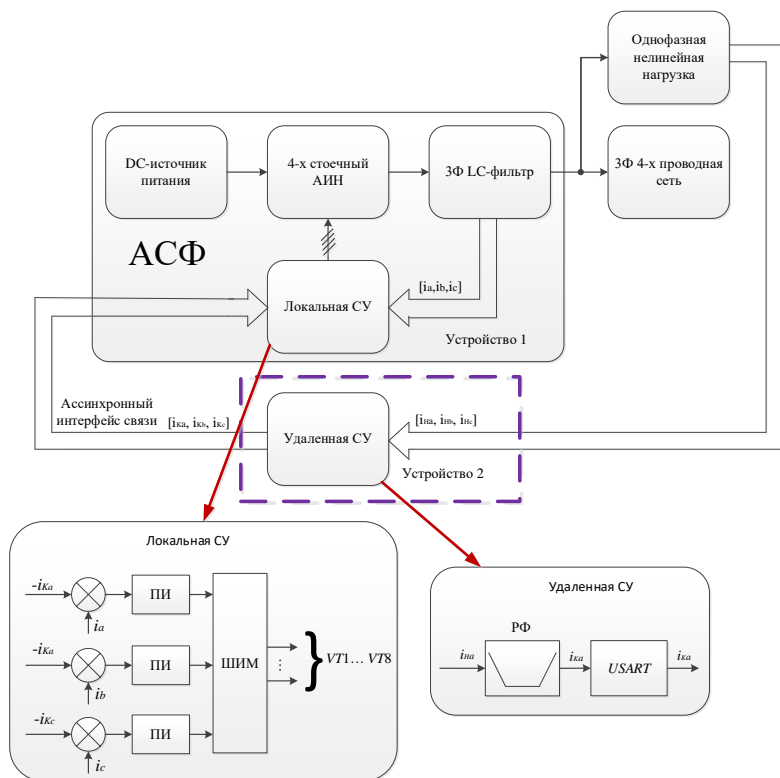


Рис. 1 – Блок-схема модели АСФ

2. Удаленная система управления

Удаленная система управления предназначена для обработки сигналов тока нагрузки и подготовки их для передачи в локальную систему управления. Сигнал тока, снятый с нагрузки, преобразуется в цифровой вид с помощью датчика тока и аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Затем сигнал проходит через режекторный фильтр [5], который исключает полезную гармонику сигнала, для дальнейшей компенсации неосновных гармонических составляющих, и блок USART, который преобразует сигналы компенсации и отправляет их на ЛСУ.

3. Локальная система управления

В ЛСУ осуществляется расчет сигналов для генерации ШИМ, управляющего состоянием ключей $VT1-VT8$, входящих в состав 4-х стоечного АИН [6].

4. Макет и результаты экспериментов

Для проверки возможности реализации предложенной системы управления активным силовым фильтром была произведена сборка макетного стенда, включающего в себя:

1. внешний генератор сигналов;
2. отладочная плата *NUCLEO-F410RB*;
3. отладочная плата *NUCLEO-F767ZI*;
4. персональный компьютер для программирования и отладки управляющей программы, а также выступающий в роле источника питания для отладочных плат;
5. операционный усилитель *OP284*.

Основной целью эксперимента было проверить качество получаемых сигналов на ЛСУ в условиях, приближенных к реальным. Для этого были выполнены следующие шаги:

1. Настройка аппаратных и программных компонентов;
2. Сбор, обработка и преобразование данных с помощью УСУ;
3. Передача данных между УСУ и ЛСУ;
4. Построение и анализ графиков полученных сигналов, как во временной области, так и в частотной (рисунки 2-3).

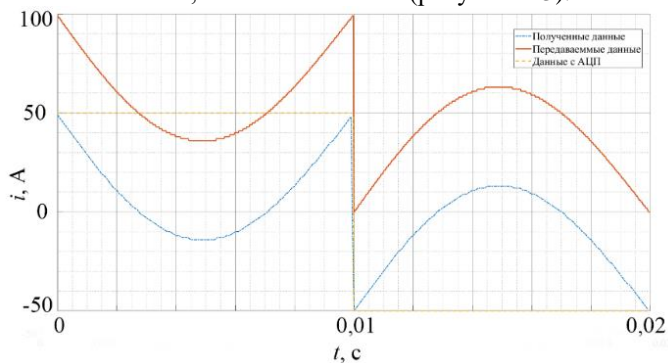


Рис. 2 – Эмпоры сигнала компенсации

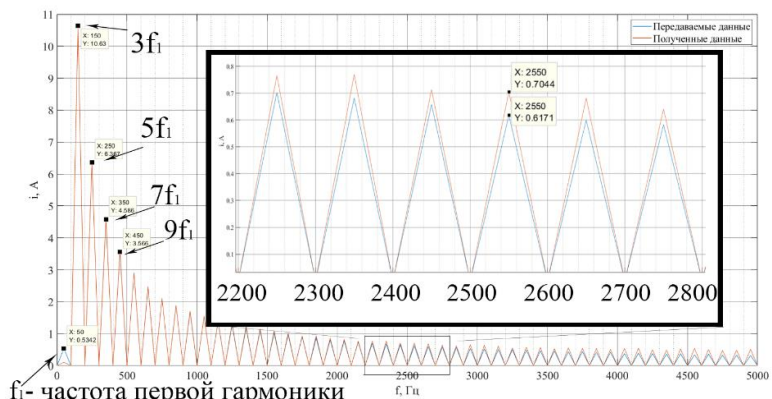


Рис. 3 – Спектральный состав сигналов компенсации

5. Анализ результатов.

Эксперименты показали, что система успешно обрабатывает и передает сигналы с высокой точностью, что демонстрирует спектральный анализ, который показывает, что, на частотах до 2500 Гц (50-я гармоника сигнала), относительная ошибка воспроизведения конкретной спектральной составляющей не превышает 10 %.

6. Заключение

В данной статье представлена разработка и экспериментальная проверка системы управления активным силовым фильтром, разделенной на удаленную и локальную системы управления. Разработанный подход позволяет эффективно компенсировать гармонические искажения и улучшать качество электроэнергии, обеспечивая высокое качество выработки сигнала компенсации в условиях близких к реальным эксплуатационным. Результаты экспериментов подтвердили высокую точность и эффективность системы, что делает её применимой для практического использования и дальнейшего развития.

Литература:

1. Барутсков И.Б. Гармонические искажения при работе преобразователей частоты / И. Б. Барутсков // Главный энергетик. – 2011. – № 6. – С. 5-15.

2. Айсина Т.Х. Анализ и способы снижения влияния нелинейных нагрузок на показатели качества электрической энергии как направление энергоэффективности / Т. Х. Айсина, А. Г. Сошинов // Энергоэффективность и энергобезопасность производственных

процессов (ЭЭПП-2019): сборник трудов, Тольятти, 12–13 ноября 2019 года.

3. Skuriatin Y.V. SlidingModeControlBasedShunt-ActivePowerFilter / Y.V. Skuriatin // Problemele energeticii regionale. – 2018. – № 37. – С. 20-30.

4. Алексеев Б.А. Активные фильтры высших гармоник / Б.А. Алексеев // Электро. – 2007. – № 3. – С. 28-32.

5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022685338 Российская Федерация. Программный модуль вычисления активной и реактивной составляющих мощности нелинейной нагрузки: № 2022684439: заявл. 12.12.2022: зарегистрир. 22.12.2022 / И. В. Александров; заявитель ООО «Интеллектуальные силовые преобразователи». – 2022.

6. Per-phase output current control of 4-leg active power filter based on adaptive notch filter / Alexandrov I.V., Nos O.V., Ellinger T., Sarakhanova R.Y. // 23 International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM–2022) to the 100th anniversary of the legendary NETI rector Georgy Lyshchinsky: proc., Erlagol, 30 June – 4 July 2022. – Novosibirsk: IEEE, 2022. – doi 10.1109/EDM55285.2022.9855148.

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПРИ МИНИМИЗАЦИИ ЗАТРАТ ЭНЕРГИИ НА УПРАВЛЕНИЕ

Е.А. Косых

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

В статье рассматривается методика синтеза оптимального управления, основанная на принципе минимизации энергетических затрат на управление системой. Проведено полное исследование системы, выполнен математический расчет и рассчитано оптимальное управление. Полученные данные проверены с помощью имитационного моделирования. Показано, что независимо от начального состояния системы возможно вычисление оптимального управления, но только для случая неограниченных ресурсов. В качестве критерия оптимальности используется принцип максимума Понтрягина.

The article discusses the methodology for synthesizing optimal control based on the principle of minimizing energy costs for system control. A complete study of the system was carried out, a mathematical calculation was performed, and the optimal control was calculated. The obtained data was verified using simulation modeling. Algorithms of control systems that differ from optimal control and do not ensure the fulfillment of the selected optimality criterion have been studied. It is shown that, regardless of the initial state of the system, it is possible to calculate optimal control, but only for the

case of unlimited resources. Pontryagin's maximum principle is used as an optimality criterion.

Требуемое качество функционирования системы диктует требования к выбору критерия оптимальности, например, наиболее часто используются критерий производительности [1], [2], обеспечивающий минимизацию длительности перехода системы из начального состояния в конечное, критерий минимума затрат энергии для определенного состояния, а также критерий минимума затрачиваемой энергии на управление, о котором пойдет речь в данной статье. Однако мало внимания уделяется принципу минимизации затрачиваемой энергии на управление системой, в основе которого лежит принцип максимума Понтрягина [3, 4].

Синтез системы управления может быть реализован для регуляторов переменного напряжения [5, 6]. Также принцип минимизации составляющей вектора состояния может быть использован для устройств плавного пуска асинхронных двигателей [7-9] при задании ограничения на величину пускового тока как критерия оптимальности.

Рассмотрим для примера классический вид исходной системы дифференциальных уравнений объекта управления второго порядка в переменных состояния:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; \\ \dot{x}_2 = -0.2 \cdot x_1 - 1.2 \cdot x_2 + 0.2 \cdot u \\ y = x_1. \end{cases} \quad (1)$$

В данной работе задача оптимального управления состоит в переходе системы из начального положения фазовой плоскости в конечное за заданное время T с минимальными затратами энергии на управление $u(t)$. Критерий оптимальности в этом случае формулируется по основному расчетному соотношению принципа максимума Понтрягина на основе метода динамического программирования:

$$J_o = \min_{u \in \Omega_u} \int_0^T u^2 dt \quad (2)$$

Где Ω_u — набор алгоритмов управления динамической системой. Введём вектор сопряжённых координат:

$$\psi = [\psi_0 \quad \psi_1 \quad \psi_2] \quad (3)$$

Расширенный вектор состояния:

$$\varphi = \begin{bmatrix} \varphi_0 \\ \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u^2 \\ x_2 \\ -0.2 \cdot x_1 - 1.2 \cdot x_2 + 0.2 \cdot u \end{bmatrix} \quad (4)$$

Расчет гамильтониана как результата скалярного произведения двух векторов по выражениям (5) и (6) имеет вид:

$$H = \psi \cdot \varphi = f(\psi_0, \psi_1, \psi_2, x_0, x_1, x_2, u) \quad (5)$$

Система дифференциальных уравнений для нахождения сопряженных координат вектор:

$$\begin{cases} \dot{\psi}_0 = -\frac{\partial H}{\partial x_0} = 0; \\ \dot{\psi}_1 = -\frac{\partial H}{\partial x_1} = 0.2 \cdot \psi_2; \\ \dot{\psi}_2 = -\frac{\partial H}{\partial x_2} = 1.2 \cdot \psi_2 - \psi_1. \end{cases} \quad (6)$$

Расчет гамильтониана как результата скалярного произведения двух векторов по выражениям (19) и (20) имеет вид:

$$\begin{cases} \psi_0(t) = a_1; \\ \psi_1(t) = a_2 \cdot e^t + a_3 \cdot e^{0.2 \cdot t}; \\ \psi_2(t) = 5 \cdot a_2 \cdot e^t + a_3 \cdot e^{0.2 \cdot t}. \end{cases} \quad (7)$$

Расчет гамильтониана как результата скалярного произведения двух векторов по выражениям (19) и (20) имеет вид:

$$\varphi = \begin{bmatrix} \varphi_0 \\ \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u^2 \\ x_2 \\ -0.2 \cdot x_1 - 1.2 \cdot x_2 + 0.2 \cdot u \end{bmatrix} \quad (8)$$

Для определения оптимального управления в случае неограниченных энергетических ресурсов используем условие локального экстремума:

$$\max_{u \in \Omega_u} H : \frac{\partial H}{\partial u} = 0 \quad (9)$$

Уравнение для максимума гамильтониана по управлению:

$$2 \cdot \psi_0 \cdot u + 0.2 \cdot \psi_2 = 0 \quad (10)$$

Используя выражение (10), определим оптимальное управление u_0 как потенциальную функцию трех сопряженных координатных переменных:

$$u_0(t) = f(\psi_0, \psi_1, \psi_2) = -\frac{0.2 \cdot \psi_2}{2 \cdot \psi_0} = b_1 \cdot e^t + b_2 \cdot e^{0.2 \cdot t} \quad (11)$$

Таким образом получаем таблицу оптимальных управлений, обеспечивающих переход системы из различных начальных состояний при минимизации затраченной энергии на управление.

Таблица 1 – Зависимость оптимального управления от начальных условий

Initial Conditions		Optimal Control	Optimality Criterion
$x_1(0)$	$x_2(0)$	$u_o(t)$	$\int_0^T u_o^2 dt$
0	2	$-7.519 \cdot e^t + 8.657 \cdot e^{0.2 \cdot t}$	21.049
0.5	-0.5	$-31.658 \cdot e^t + 54.748 \cdot e^{0.2 \cdot t}$	184.975
1	1	$18.405 \cdot e^t - 32.108 \cdot e^{0.2 \cdot t}$	64.593
1	-1	$-18.696 \cdot e^t + 34.366 \cdot e^{0.2 \cdot t}$	84.266
-0.5	-1	$-85.409 \cdot e^t + 145.368 \cdot e^{0.2 \cdot t}$	1276.112
-1	-1.5	$-116.922 \cdot e^t + 198.987 \cdot e^{0.2 \cdot t}$	2390.898
0	0	$-44.621 \cdot e^t + 75.131 \cdot e^{0.2 \cdot t}$	337.533

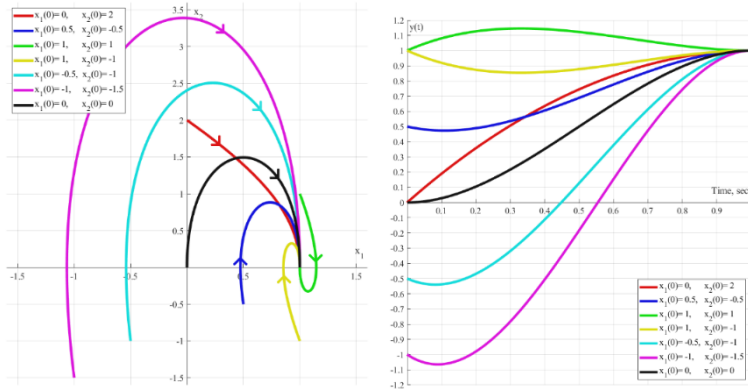


Рис.1 – Семейство фазовых портретов и переходных процессов из начальных состояний в конечное

Оптимальное управление гарантирует переход системы из начального состояния в конечное за фиксированное время в случае неограниченных ресурсов управления при минимальных затратах энергии на управление системой. В работе представлена методика расчета оптимального управления системой. Оптимальное управление целесообразно использовать для методики синтеза корректирующих устройств [10] для преобразовательной техники в области силовой электроники.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-29-10055, <https://rscf.ru/project/23-29-10055/>, за счет финансовой поддержки от Правительства Новосибирской области, соглашение № р-67.

Литература:

1. Wang G. and Yu Z. A Pontryagin's Maximum Principle for Non-Zero Sum Differential Games of BSDEs with Applications // IEEE Transactions on Automatic Control. – 2010. – Vol. 55, N. 7. – P. 1742-1747. – doi: 10.1109/TAC.2010.2048052.
2. Nikitin S. Pontryagin's principle of stabilization // 2007 American Control Conference, New York, NY, USA. – 2007. – P. 2370-2375. – doi: 10.1109/ACC.2007.4282272.
3. Ahmadizadeh P., Mashadi B., and Lodaya D. Energy management of a dual-mode power-split powertrain based on the Pontryagin's minimum principle // IET Intelligent Transport Systems. – 2017. – Vol. 11(9). – P. 561-571.
4. Sokolov B., Gnidenko A. and Shalyto A. Models and algorithms of operational planning and control of dynamical objects with application of the Pontryagin's Maximum principle // 2017 5th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE), Riga, Latvia. – 2017. – P. 1-5. – doi: 10.1109/AIEEE.2017.8270541.
5. Регулятор переменного напряжения для защиты потребителей электроэнергии от перегрузок и перенапряжений в сетях сельской местности / Е.А. Косых, А.В. Удовиченко, Г.С. Зиновьев, И.А. Баховцев // Электропитание. – 2022. – № 2. – С. 4-14.
6. Kosykh E.A. AC Voltage Stabilizer for Overload and Overvoltage in Low-Voltage Networks // 2021 XV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russian Federation. – 2021. – P. 125-129. – doi: 10.1109/APEIE52976.2021.9647655.
7. Analysis of the Control System for a Soft Starter of an Induction Motor Based on a Multi-Zone AC Voltage Converter / E.A. Kosykh, A.V. Udovichenko, N.N. Lopatkin, G.S. Zinoviev, E.V. Grishanov, R.Yu. Sarakhanova // Electronics. – 2023. – Vol. 12. – P. 56. – doi: 10.3390/electronics12010056.
8. Многозонный преобразователь переменного напряжения. Ч. 2. Синтез системы управления устройства плавного пуска асинхронного двигателя / Е.А. Косых, С.В. Брованов, С.А. Харитонов, А.В. Удовиченко, Е.В. Гришанов // Электричество. – 2024. – № 1. – С. 43-56.

9. Juanjuan S., Xinhao Y., Ze L. and Fudong W. Smooth control for hybrid electric vehicle based on the Pontryagin's Minimum Principle and the observer // 2017 32nd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC), Hefei, China. – 2017. – P. 741-744.

10. Kosykh E.A., Udovichenko A.V., Grishanov E.V., Sarakhanova R.Y. Synthesis Methodology of Control System under Optimal Resource Consumption // 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russian Federation. – 2024. – P. 1660-1664. – doi: 10.1109/EDM61683.2024.10615028.

ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОЕ ТОКОРАСПРЕДЕЛЕНИЕ В МОДУЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Н.А. Севостьянов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, n.sevostyanov97@yandex.ru**

Научный руководитель: Харитонов С.А., д.т.н., профессор

Рассматривается проблема неравномерного распределения тока нагрузки между параллельно соединёнными по выходу силовыми модулями в составе системы электроснабжения космического аппарата (СЭС КА) постоянного тока с децентрализованным управлением. В составе бортовой аппаратуры КА часто присутствует оборудование, потребляющее высокоамперный пульсирующий ток, который в свою очередь вызывает пульсации напряжения общей шины СЭС КА несовместимые с регламентами стандартов и проектных требований. Для решения этой проблемы предлагается использовать многовходовой обобщённый интегратор (резонансное звено), позволяющий равномерно распределять гармонические составляющие тока нагрузки между силовыми модулями в необходимой пропорции.

The problem of uneven load current sharing between parallel power modules as part of the dc spacecraft electrical power system (EPS) with decentralized control is considered. The onboard equipment of the spacecraft often includes equipment consuming high-ampere pulsating current, which in turn causes common bus voltage ripples incompatible with the regulations of standards and design requirements. To solve this problem, it is proposed to use a multi-input generalized integrator (resonant controller), allowing even sharing of the harmonic components of the load current between the power modules in the required proportion.

Функциональная схема СЭС КА топологии S^3R с полностью регулируемой общей шиной электроснабжения и распределённым

цифровым управлением представлена на рисунке 1. Параллельно соединённые по выходу силовые модули (СМ) выполняют роль полупроводниковых преобразователей электроэнергии первичных источников – фотоэлектрических (ФБ) и аккумуляторных (АБ) батарей – в постоянное напряжение общей шины СЭС и напряжения общей шины в другие виды электроэнергии согласно требованиям бортовых систем (БС). СМ могут быть как сгруппированными в многоканальные энергопреобразующие комплексы, так и быть обособленными как в архитектурах пространственно-распределённых СЭС КА.

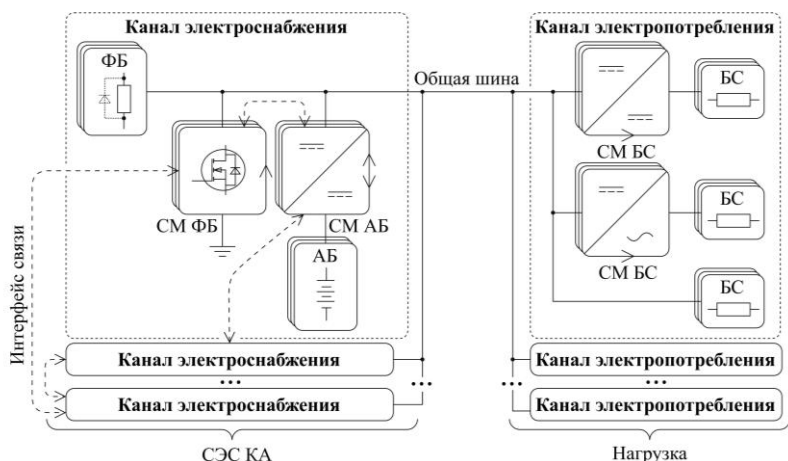


Рис. 1 – Функциональная схема СЭС КА топологии S^3R с распределённым управлением

Среди БС КА можно выделить сильноточную аппаратуру, практически полностью определяющую общий характер электропотребления КА [1; 2]: командно-измерительная система, ретрансляторы, силовой гироскопический комплекс и др. Мощность, потребляемая подобными подсистемами, зачастую превышает 80% суммарной мощности БС. Большая часть такой аппаратуры содержит каскад силовых преобразователей, формирующих подсистемы переменного тока, отбирающие от общей шины высокоамперные токи с периодическими пульсациями на низких и средних частотах.

Пульсирующие токи БС вызывают пульсации напряжения пропорционально импедансу общей шины СЭС КА, что вынуждает при системном проектировании завышать требования к импедансу во всей частотной области. Избыточные требования к импедансу приводят уже при техническом проектировании к переразмериванию параметров

силовой части СМ, ухудшая массо-габаритные показатели СЭС, или повышению быстродействия системы управления, снижая помехоустойчивость и общую устойчивость СЭС. Для оптимизации параметров силовых элементов СЭС и входных фильтров БС возникающие пульсации напряжения необходимо ослабить.

На рисунке 2 изображена структурная схема рассматриваемой двухконтурной децентрализованной системы управления силовыми модулями СЭС КА. Внутренний контур реализует регулирование выходного тока, внешний — регулирование (стабилизацию) выходного напряжения. Внешний контур регулирования содержит основной регулятор и параллельный ему каскад многовыходовых обобщённых интеграторов (Multi-Input Generalized Integrators — MI-GI).

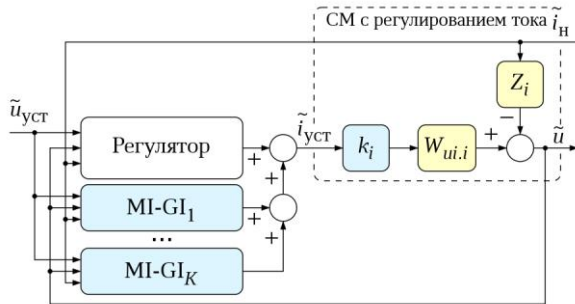


Рис. 2 – Структурная схема двухконтурной системы управления силовыми модулями СЭС КА

MI-GI представляет собой динамическое звено с тремя входами (в общем случае — с N входами) и одним выходом. Каждый входной сигнал предварительно проходит через звенья фазовращателей (Phase Shifter — PS), после чего все входы суммируются и подаются на звено обобщённого интегратора (Generalized Integrator — GI). Звено GI обладает теоретически бесконечным коэффициентом усиления на собственной частоте, что позволяет на этой частоте подавить пульсации напряжения.

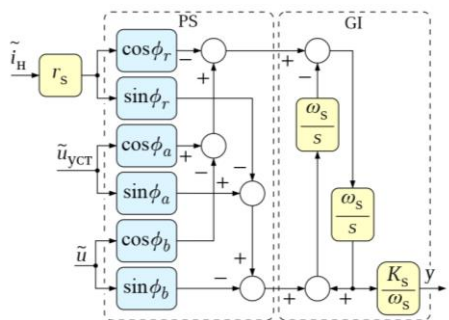


Рис. 3 – Структурная схема
многовходового обобщённого интегратора

Пропорции деления тока нагрузки между силовыми модулями определяются соотношениями их выходных импедансов. Обратная связь с выходным током (он же ток нагрузки для силового модуля) делает возможным реализовать регулирование величины модуля выходного импеданса силового модуля на собственной частоте MI-GI, что непосредственно позволяет регулировать (устанавливать) и пропорции деления гармонических составляющих тока нагрузки на этой частоте по аналогии с реализацией равномерного распределения тока нагрузки в статическом режиме через смягчение внешней характеристики (droop control).

Работоспособность и эффективность предлагаемого решения подтверждается экспериментами на лабораторном стенде СЭС 100 / 500 Вт, содержащем два параллельных по выходу СМ, имитирующего одновременную работу двух СМ АБ в режиме разряда и стабилизации напряжения. В эксперименте для лабораторной СЭС гармонические составляющие тока нагрузки распределились между силовыми модулями в пропорции 1:1,98 с коэффициентом вариации 0,3% при заданной пропорции 1:2.

Литература:

1. Системы электропитания космических аппаратов / Б. П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Исляев; отв. ред. М. Ф. Решетнев; Российская АН, Сибирское отд-ние, Красноярский науч. центр, Отд. физики ультрадисперс. материалов. – Новосибирск: Наука, Сиб. изд. Фирма, 1994. – 316 с.
2. *Пожаркова И.Н.* Формирование требований к выходному импедансу систем электропитания космических аппаратов: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 [Текст] / И. Н. Пожаркова. – Красноярск.

КОМПЕНСАЦИЯ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Н.О. Сизова

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, sizovanadia45@yandex.ru

Научный руководитель: Нос О. В., д.т.н., доцент

При высокой угловой скорости вращения вала асинхронного или синхронного двигателя период основной гармоники напряжения статора электрической машины становится соизмеримым с частотой дискретизации цифрового регулятора тока, что вызывает задержку в обновлении задающих воздействий в канале широтно-импульсной модуляции и ухудшает динамические характеристики электромеханической системы вследствие амплитудных и фазовых искажений. Для исключения данного недостатка, в данном докладе описываются различные подходы к компенсации данной временной задержки формирования напряжений на выходе силового преобразователя частоты в составе регулируемого электропривода переменного тока, вызванные микропроцессорной реализацией алгоритма управления.

At high-speed drives based on induction or synchronous motor, the fundamental frequency of the stator voltage becomes commensurate with the sampling frequency of the digital current controller, which causes a time delay in reference updating in the pulse-width modulator and worsens the dynamic response of the electromechanical system due to amplitude attenuation and phase distortions. To eliminate this drawback, the report describes various approaches of time delay compensation for the voltage generation at the output of a frequency converter in AC drive caused by digital implementation of control strategy.

Введение. В цифровых системах управления электромеханическими системами переменного тока в ряде случаев могут возникать временные задержки между численным расчетом задающих воздействий и непосредственно выходным напряжением питания статорных обмоток электрической машины вследствие дискретного характера процессов, протекающих в регуляторах тока. Данное явление возникает в случае низкой частоты коммутации полупроводниковых ключей силового преобразователя, имеющих место в высокомоощных электроприводах в диапазоне от единиц до десятков МВт, или при достаточно высоких угловых скоростях ротора, составляющих десятки тысяч оборотов в минуту. В этом случае отношение частоты широтно-импульсной модуляции (ШИМ) к частоте основной гармоники напряжения становится менее 10 [1] и, как следствие, приводит к существенным отклонениям между заданным и текущим значениями трехфазных

переменных. Помимо этого, при бездатчиковом исполнении в элементах преобразования координат используется угловое положение синхронно-вращающейся системы координат, которое было оценено в наблюдателе по результатам прямого измерения электрических величин на предыдущих тактах вычисления, что также вызывает ошибки в формировании напряжения питания двигателя. Для снижения влияния временных задержек на практике применяются несколько методов, которые будут представлены ниже.

Цифровой алгоритм ШИМ. В качестве иллюстрации микропроцессорного управления электроприводом, на рисунке 1 изображена типовая временная диаграмма сигналов одного канала ШИМ с однократной выборкой, на котором в качестве T_s обозначен период дискретизации цифрового регулятора тока.

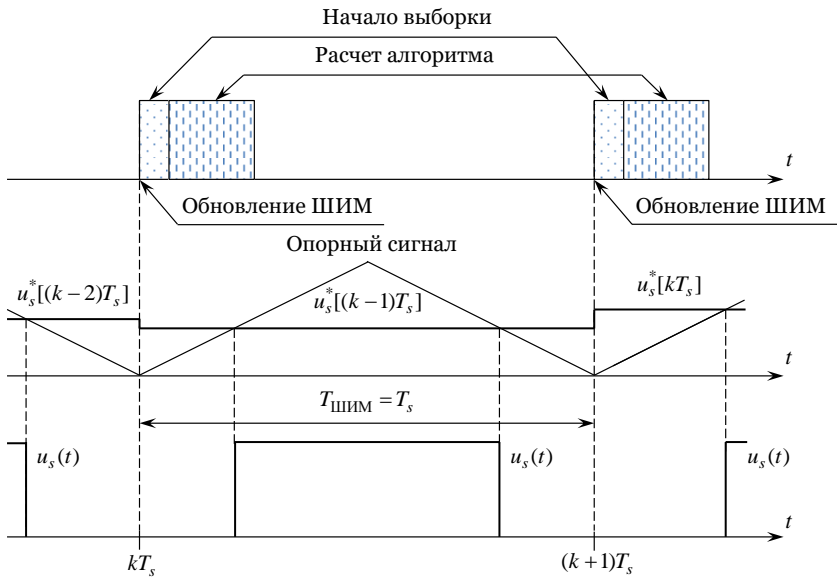


Рис. 1. Временная последовательность оцифровки измеренного тока, расчета задающего воздействия и выхода ШИМ

Как нетрудно заметить, цифровая реализация ШИМ модулятора вызывает задержку в процессе выполнения алгоритма управления на один временной интервал T_s , т. е. выход ШИМ обновляется в момент времени $(t + T_s)$ с последующей активацией на интервале от $(t + T_s)$ до $(t + 2T_s)$. Учитывая тот факт, что и реальное напряжение

преобразователя частоты прикладывается к двигателю только в данный промежуток времени [1], то в этом случае становится справедливым:

$$\mathbf{u}_s = \frac{1}{T_s} \int_{T_s}^{2T_s} \mathbf{u}_s^* e^{j\omega_e t} dt,$$

где \mathbf{u}_s^* – двумерный вектор задающих воздействий на напряжение статора во вращающейся систем координат d, q ; ω_e – электрическая угловая скорость вращения координатных осей d, q .

Воспользовавшись формулой Л. Эйлера

$$e^{j\varphi} = \cos\varphi + j\sin\varphi,$$

а также тригонометрическими функциями синусов и косинусов с аргументом в виде разности двух углов

$$\sin\alpha - \sin\beta = 2\cos\frac{\alpha+\beta}{2}\sin\frac{\alpha-\beta}{2},$$

$$\cos\alpha - \cos\beta = -2\sin\frac{\alpha+\beta}{2}\sin\frac{\alpha-\beta}{2},$$

становится справедливым

$$\mathbf{u}_s = A(\Delta)e^{j\Delta}\mathbf{u}_s^*, \quad (1)$$

где $A(\Delta) = \Delta^{-1}\sin\Delta$ – положительная величина в функции электрического угла задержки $\Delta = 1,5\omega_e T_s$.

Как видно из последнего уравнения, цифровая обработка сигнала обеспечивает дополнительную фазовую задержку между желаемым и фактическим значениями углового положения осей d, q в моменты выборки (численно равную $\Delta = 1,5\omega_e T_s$). Кроме того, цифровая реализация приводит к искажению амплитуды напряжения на скалярную величину, и, как следствие, фактическое выходное напряжение инвертора в координатах d, q ниже, чем опорное напряжение [2]. Угловое смещение в непрерывной области можно описать при помощи звена чистого запаздывания со следующей передаточной функцией [3]:

$$W(p) = e^{-ps},$$

здесь p – оператор дифференцирования; $\tau = 1,5T_s$ – постоянная времени запаздывания [4].

При этом если воспользоваться первым замечательным пределом

$$\lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{\sin\Delta}{\Delta} = 1,$$

то в этом случае равенство (1) примет следующий вид:

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_s^* .$$

Таким образом, как видно из представленного выше анализа, цифровая реализация канала ШИМ вызывает амплитудные и угловые искажения в формируемом напряжении статора.

Способы компенсации временной задержки. Простейшим путем снижения влияния временной задержки при цифровой реализации алгоритмов управления электрической машиной переменного тока на качество процессов и устойчивость всей электромеханической системы является увеличение частоты дискретизации, что, однако, требует высокопроизводительных сигнальных процессоров и быстродействующих аналогово-цифровых преобразователей. По этой причине другой подход основывается на компенсации углового смещения путем принудительного смещения координатных осей d, q на угол $\Delta = 1,5\omega_e T_s$, как это показано на рисунке 2.

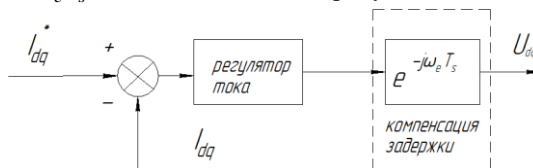


Рис. 2. Структурная схема компенсации временной задержки вследствие цифровой реализации регулятора тока

Заключение. В данном докладе рассмотрены причины ухудшения устойчивости и динамических характеристик, возникающих при цифровом управлении электромеханическими системами, особенно при высокой угловой скорости вращения вала электрических машин переменного тока, которые приводят к амплитудным и фазовым искажениям в выходных напряжениях силового преобразователя частоты.

Описаны два подхода к компенсации временных задержек в канале ШИМ, включая увеличение частоты дискретизации и принудительное смещение координатных осей d, q , что позволяет улучшить качество управления и стабильность работы электропривода. Дальнейшие исследования в данной прикладной области могут привести к созданию более эффективных и надежных цифровых регуляторов тока, что будет способствовать повышению производительности и снижению затрат на эксплуатацию электрооборудования.

Литература:

1. *Bae Bon-Ho and Sul S. -K.* A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. – Vol. 39, N. 3. P. 802–810. – doi: 10.1109/TIA.2003.810660.
2. *Choi D., Kim J., Lee J.-Y, Choi S. and Cho Y.* Synchronous frame phase compensation for applying modulated model predictive control to high-speed motors // Journal of Power Electronics. – 2023. – Vol. 23. P. 1122–1129. – doi: 10.1007/s43236-023-00645-9.
3. *Choi C. and Lee W.* Analysis and compensation of time delay effects in hardware-in-the-loop simulation for automotive PMSM drive system // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2012. – Vol. 59, N. 9. P. 3403–3410. – doi: 10.1109/TIE.2011.2172169.
4. *Sheianov M., Xiao X. and Sun X.* An enhanced current control structure for ultra-high-speed permanent magnet synchronous motor applications // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2024. – Vol. 60, N. 3. – P. 4987–5001. – doi: 10.1109/TIA.2024.3359122.

Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ
ТЕЛЕКОММУНИКАТИВНЫЕ СИСТЕМЫ:
БИОМЕДИЦИНСКАЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

**СИСТЕМА ЭКСПРЕСС-ДЕТЕКЦИИ ВИРУСОВ
НА БАЗЕ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА**

А.Н. Еремина¹, А.А. Черемискина¹, В.М. Генералов^{1,2}

**¹Федеральное бюджетное учреждение науки государственный
научный центр вирусологии и биотехнологии «Вектор»**

Роспотребнадзора, р.п. Кольцово,

**²Новосибирский государственный технический университет,
г Новосибирск, lina.eryomina2016@mail.ru**

В работе представлена апробация биосенсора на основе полевого транзистора с двумя интегрированными электродами заземления на примере экспресс-детекции вируса гриппа птиц.

The study presents the approbation of a biosensor based on a field-effect transistor with two integrated ground electrodes on the example of express detection of avian influenza virus.

Создание систем экспресс-детекции вирусов является актуальной и важной задачей. Они необходимы для купирования распространения вирусных инфекций, мониторинга большого количества проб за минимальное время, а также проведения анализов вне лаборатории. Междисциплинарный подход к решению данной задачи позволил создать систему экспресс-детекции вирусов на базе полевого транзистора, которая состоит из биосенсора и регистрирующего устройства. Биосенсор представляет собой полевой транзистор, на поверхности которого формируется слой рецепторов, специфичные к определяемому вирусу или его белкам. Протекающая реакция взаимодействия между рецепторами и вирусом модулирует ток в цепи исток-сток транзистора. Изменение тока фиксирует регистрирующее устройство.

Цель работы – апробация разработанного биосенсора с двумя интегрированными электродами заземления на примере экспресс-детекции вируса гриппа птиц подтип А(Н9N2).

В работе использовали инактивированный вирус гриппа птиц подтипа А(Н9N2) и сыворотку хорька, содержащую поликлональные антитела (ПКА) к вирусу гриппа птиц подтипа А(Н9N2) (ФБУН ГНЦ ВБ «Вектор» Роспотребнадзора). Наличие специфического взаимодействия между

антителами и инактивированным вирусом подтверждали иммуноферментным анализом (ИФА) в фосфатно-солевом буфере (ФСБ) и в растворе с низкой ионной силой (дистиллированная вода, ДВ). В качестве отрицательного контроля использовали рекомбинантный белок, не взаимодействующий с ПКА. В работе использовали стандартную методику ИФА, пример которой представлен в [1]. Результаты представлены на рис. 1.

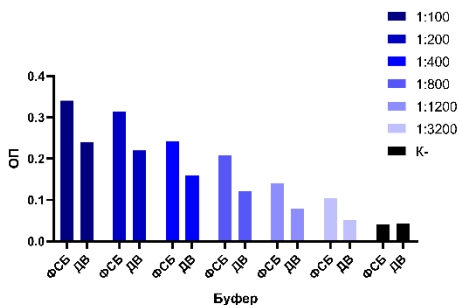


Рис. 1 – Оптическая плотность растворов при проведении иммуноферментного анализа для выявления специфического взаимодействия вируса гриппа птиц подтип А(Н9N2) и сыворотки крови хорька, содержащую специфичные поликлональные антитела:

ОП – оптическая плотность, ФСБ – фосфатно-солевой буфер, ДВ – дистиллированная вода, 1:100, 1:200, 1:400, 1:800, 1:1000 – разведения сыворотки в фосфатно-солевом буфере или дистиллированной воде, К- – отрицательный контроль

Как видно из рис. 1 в растворе с низкой ионной силой происходит специфическое взаимодействие между ПКА и инактивированным вирусом, однако оно меньше, чем при протекании той же реакции в фосфатно-солевом буфере.

В результате анализа литературных и экспериментальных данных разработана новая конструкция биосенсора, включающая в себя два электрода заземления, что упрощает работу с биосенсором [2]. Партия опытно-промышленных биосенсоров изготовлена на ООО «ДЦ БМТ «ВЕГА» (г. Новосибирск). Апробация работоспособности изготовленных биосенсоров проводили путем измерения их вольтамперных характеристик (ВАХ) в режиме холостого хода и в процессе экспресс-детекции инактивированного вируса гриппа птиц.

Экспресс-детекцию инактивированного вируса гриппа птиц проводили в несколько этапов. На первом этапе детекции поверхность

кристалла биосенсора обрабатывали 8 мкл дистиллированной водой. Проводили измерение величины тока в цепи исток-сток I_{ds} в диапазоне напряжения, подаваемого на подзатвор, $V_{bg}=2-10$ В. Далее методом физической адсорбции иммобилизовали ПКА путем добавления 8 мкл сыворотки на поверхность. Так же измеряли I_{ds} в диапазоне $V_{bg}=0-10$ В. После на поверхность кристалла биосенсора, содержащую сыворотку, добавили 8 мкл суспензии вируса. Осуществляли экспозицию в течение 10 минут для естественной адсорбции образовавшегося комплекса антитело-антиген, белков и выполняли регистрацию I_{ds} при $V_{bg}=0-10$ В. Полученные ВАХ представлены на рис. 2.

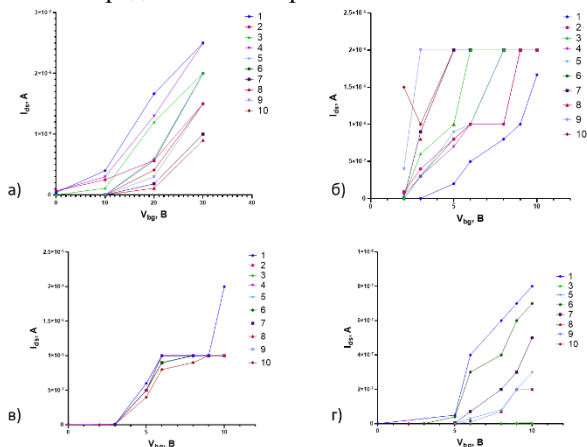


Рис. 2. – вольтамперные характеристики разработанного биосенсора: а) – холостого хода, б) – после внесения дистиллированной воды, в) – после внесения сыворотки, содержащую специфические поликлональные антитела, г) – после внесения инактивированного вируса гриппа птиц подтип А(Н9N2), 1-10 – номер полевого транзистора на поверхности кристалла биосенсора

На рис. 2 наблюдается смещение всех кривых относительно друг друга. Смещение ВАХ на ~ 1 В, полученных после внесения сыворотки, по отношению к ВАХ после внесения ДВ показывает адсорбцию белков на поверхность всех десяти полевых транзисторов. Внесение вируса на поверхность биосенсора, содержащую антитела, так же приводило к смещению ВАХ (~ 2 В) влево. Подобная реакция биосенсора представлена в работе [3,4]. В представленном эксперименте добавление вируса гриппа птиц приводило к смещениям ВАХ, по которым можно судить о протекании специфической реакции антитело-антиген [4,5].

Помимо смещения кривых друг относительно друга наблюдалось уменьшение значений величины тока в результате обеднения канала проводимости, что так же указывало на адсорбцию биологических молекул на поверхность транзисторов.

Статистическая обработка полученных результатов (рис. 3) показала достоверные изменения величин тока при внесении вируса на поверхности НП-сенсоров с внесенной ранее сывороткой относительно дистиллированной воды при любом напряжении, подаваемом на подзатвор ($p < 0,05$ тест Фридмана с апостериорным тестом множественных сравнений Дана).

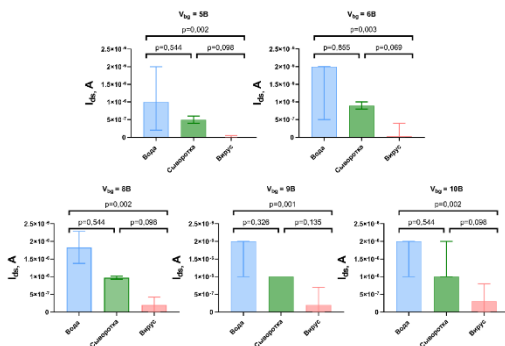


Рис. 3 – значения I_{ds} полевых транзисторов при различных напряжениях на подзатворе после внесения дистиллированной воды, сыворотки и вируса: вершины гистограмм – медиана значений I_{ds} , вертикальные линии – 95 % доверительные интервалы.

Достоверность различий определена в тесте Фридмана с апостериорным тестом множественных сравнений Дана, значения p представлены над гистограммами

По результатам проведенной работы можно сделать вывод, что НП-сенсоры не демонстрировали повторяемость и воспроизводимость по величине тока в режиме холостого хода. Возможно, причина заключается в технологии производства [6]. Несмотря на это, они позволяют эффективно проводить детекцию целевых молекул.

Работа выполнена в рамках темы ГЗ-21/21 плана основных мероприятий ФБУН ГНЦ ВБ «Вектор» Роспотребнадзора.

Литература:

1. Can Modern Molecular Modeling Methods Help Find the Area of Potential Vulnerability of Flaviviruses? / Shanshin D.V., Borisevich S.S., Bondar A.A., Porozov Y.B., Rukhlova E.A., Protopopova E.V., Ushkalenko N.D., Loktev V.B., Chapoval A.I., Ilyichev A.A. Shcherbakov D.N. // Int. J. Mol. Sci. (c). – 2022. – Vol. 23. – P. 7721. – doi: 10.3390/ijms23147721.
2. Патент на полезную модель №215954, МПК G01N 27/414 Российской Федерации. Биосенсор для индикации биологических частиц / В.М. Генералов, А.А. Черемискина, А.В. Глухов, В.К. Грабежова. – № 2022122941; заяв. 25.08.2022; опубл. 11.01.2023, Бюл. №2. – 10 с.
3. Rapid detection of COVID-19 causative virus (SARS-CoV-2) in human nasopharyngeal swab specimens using field-effect transistor-based biosensor / Seo G., Lee G., Kim M.J., Baek S.-H., Choi M., Ku K.B., Lee C.-S., Jun S., Park D., Kim H.G., Kim S.-J., Lee J.-O., Kim B.T., Park E.C., Kim S.I. // ACS nano (c). – 2020. – Vol. 14, iss. 4. – P. 5135-5142. – doi: 10.1021/acsnano.0c02823.
4. Label-free immunodetection with CMOS-compatible semiconducting nanowires / Stern E., Klemic J.F., Routenberg D.A., Wyrembak P.N., Turner-Evans D.B., Hamil-ton A.D., LaVan D.A., Fahmy T.M., Reed M.A. // Nature (c). – 2007. – V. 445, iss. 7127. – P. 519-522. – doi: 10.1038/nature05498.
5. Label-free sensing of biomolecules with field-effect devices for clinical applications / Poghossian A., Schöning M.J. // Electroanalysis (c). – 2014. – V. 26, iss. 6. – P. 1197-1213. – doi: 10.1038/nature05498.
6. Nanofabrication meets open science / Bereyhi M.J., Kippenberg T.J. // Nature Nanotechnology (c). – 2021. – V. 16, iss. 8. – P. 850-852. – doi: 10.1038/s41565-021-00944-x.

РАЗРАБОТКА ЛОКАТОРА ДЛЯ СЛЕПЫХ

Е.А. Кадошников

**Новосибирский государственный технический университет»,
г. Новосибирск, mr.kadoshnikov@mail.ru**

Рассматривается проектирование локатора для слепых/незрячих людей. Устройство разрабатывается на основе платы Iskra Nano, модуля вибромотора, ультразвукового датчика, энкодера KY-040, автономного питания на базе аккумулятора 18650. Проблема заключается в недостатке поддержки для маломобильных людей в сфере ограничения или полной потери зрения. В работе на основании использованной литературы были определены и рассмотрены основные параметры, необходимые для разработки устройства.

Область применения: разрабатываемое устройство предназначено для помощи людям, у которых выявлены проблемы со зрением.

The paper considers the design of a locator for blind/impaired people. The device is developed on the basis of the Iskra Nano board, vibration motor module, ultrasonic sensor, KY-040 encoder, autonomous power supply based on the 18650 battery. The problem is the lack of support for people with limited mobility in the area of limited or complete loss of vision. In the work, based on the literature used, the main parameters necessary for the development of the device were determined and considered. Scope: the device being developed is designed to help people who have been diagnosed with vision problems.

В современном мире технологии играют важную роль в повышении качества жизни многих людей. Однако, несмотря на многочисленные достижения в области различных устройств и приложений, некоторые люди продолжают сталкиваться со значительными трудностями в повседневной жизни из-за ограниченности своих возможностей. К таким людям относятся люди с ограниченным зрением или вообще без него.

Целью данного исследования является создание эффективного и доступного решения для этих людей, использующего микроконтроллеры для разработки локатора, который может помочь им в навигации и ориентировании в окружающем мире.

Существующие средства навигации для слепых, такие как специальные трости и собаки-поводыри, несомненно, очень эффективны [1]. Однако у них есть определенные ограничения. Например, трость или собака-поводырь не всегда могут обнаружить узкие препятствия или предметы, поднятые на определенную высоту, что может привести к несчастным случаям. Кроме того, обучение собаки-поводыря требует времени и ресурсов, и не каждый слепой может позволить себе такую помощь [2].

В свете этих проблем становится очевидным, что необходимы новые технологические решения, которые облегчат жизнь слепым и слабовидящим людям. Одной из перспективных областей в этом отношении является использование микроконтроллеров [3, 4].

Благодаря таким платформам исследователи и инженеры могут создавать устройства, адаптированные к конкретным потребностям уязвимых групп населения. Открытость и доступность этих платформ позволяют широкому кругу специалистов и сообществ вносить свой вклад в процесс разработки, что, в свою очередь, приводит к быстрому продвижению и совершенствованию технологий оказания помощи людям с ограниченными возможностями.

На рисунке 1 представлена схема подключения устройства. Система работает при выявлении препятствий за 1-1,5 метра и подает звуковой сигнал и вибрацию носителю.

выключения системы предусмотрен мини-переключатель, позволяющий пользователям экономить электроэнергию, когда устройство не используется, и предотвращающий нежелательный разряд аккумулятора.

В результате работы был спроектирован рабочий прототип локатора для слепых/незрячих людей. Дальнейшее развитие локаторов может стать важным шагом в повышении качества жизни для данной категории людей.

Литература:

1. Биотехнология. В 8 кн. / Под редакцией Н.С. Егорова, В.Д. Самуилова. – М.: Высшая школа, 1987 г.
2. Беккер, М.Е. Введение в биотехнологию / М.Е. Беккер. - М.: Книга по Требованию, 2012. – 115 с.
3. Биотехнология / Под редакцией Е.С. Воронина. – М.: Гиорд, 2008. – 704 с.
4. Биотехнология. Принципы и применение / под ред. И. Хиггинса, Д.Беста, Дж.Джонса/ – М.: Мир, 1988. – 480 с.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

П.И. Соганов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, s.iuzer2015@yandex.ru**

Научный руководитель: Артюшенко В.В., к.т.н.

В работе представлено разработанное программное обеспечение для расчета полиномиальных фильтров, позволяющее выполнять автоматизированные вычисления денормированных параметров элементов фильтров. Реализована поддержка расчета низкочастотных, высокочастотных, полосно-пропускающих и режекторных фильтров в сосредоточенном и микрополосковом исполнении. Программный интерфейс обеспечивает выбор типа фильтра и настройку необходимых технических характеристик. Созданы специализированные библиотеки для вычисления порядка фильтра, нормированных и денормированных значений, а также волновых сопротивлений, которые позволяют получать различные топологии фильтров.

The paper presents the developed software for the calculation of polynomial filters, which allows to perform automated calculations of denormalised parameters of filter elements. Support for the calculation of low-pass, high-pass, band-pass and band-reject filters in concentrated and microstrip designs is implemented. The programme interface provides selection of filter type and setting of necessary technical characteristics.

Specialised libraries for calculating filter order, normalised and denormalised values, and wave impedances have been created, which allow obtaining various filter topologies.

В современных условиях инженерного проектирования и разработки ВЧ и СВЧ устройств важно наличие гибких и доступных инструментов для расчета полиномиальных фильтров. В последнее время сложно приобрести лицензионное программное обеспечение (ПО) для автоматического расчета фильтров, так как коммерческие варианты, такие как AWR Microwave Office, CST Microwave Studio, не имеют встроенных инструментов для фильтров, либо - talgat, не имеющий встроенного инструмента для проектирования фильтров. В связи с этим разработка ПО, способного автоматически рассчитывать различные типы фильтров, становится актуальной задачей. Основной целью настоящей работы является создание такого инструмента, поддерживающего расчет фильтров с настраиваемыми параметрами.

С помощью программной среды QT Creator было разработано программное обеспечение, позволяющее рассчитать денормированные значения элементов в фильтре.

В разработанном приложении существует возможность расчета фильтра нижних частот, фильтра верхних частот, режкторного и полосно-пропускающего фильтров в сосредоточенном базисе, а так же их вариаций в микрополосковом исполнении.

Интерфейс программы представлен на рис. 1, рис. 2. В ходе работы с приложением пользователь выбирает нужный ему тип фильтра, а затем задает необходимые технические характеристики, которые он желает получить от заданного типа фильтра.

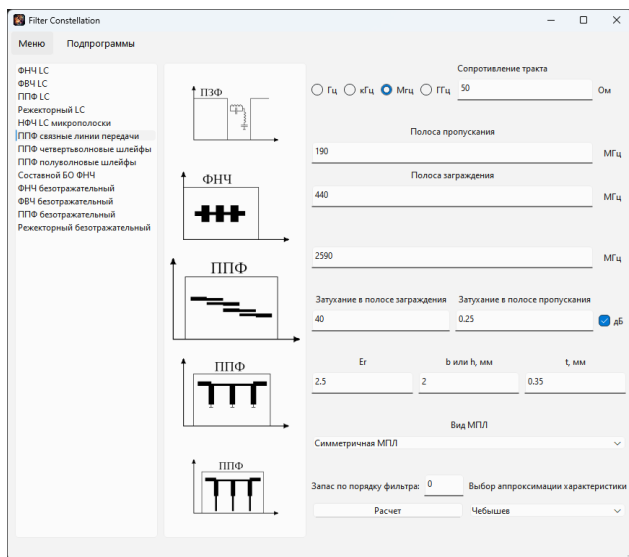


Рис. 1 – Главное меню программы с реализованным функционалом выбора фильтра

В процессе разработки программного обеспечения было написано несколько библиотек. Первая библиотека ведет расчет порядка фильтров, нормированных значений элементов, денормированных значений элементов фильтров, а также волновых сопротивлений, необходимых для реализации заданных топологий, по формулам описанным в литературе [1], [5]. Для полосковых фильтров программа использует вторую библиотеку, в которой описан ряд команд для преобразования фильтра-прототипа в соответствующую топологию [5], [6]. В последних версиях программы реализован расчет без отражательных фильтров в сосредоточенном базисе, описанных в литературе [11].

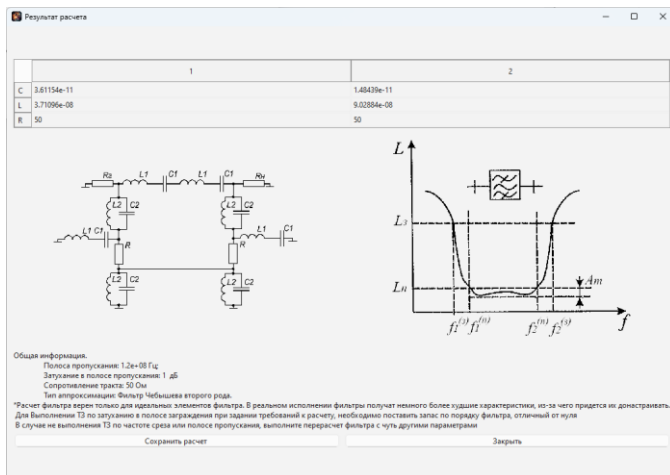


Рис. 2 – Вывод результата расчета фильтра

Для второй библиотеки был написан интерфейс (рис. 3), позволяющий самостоятельно и поэлементно рассчитать топологию фильтра при известных волновых сопротивлениях, согласно литературе [2, 5].

Ознакомиться с кодом проекта можно по ссылке, представленной по ссылке на интернет источник [10].

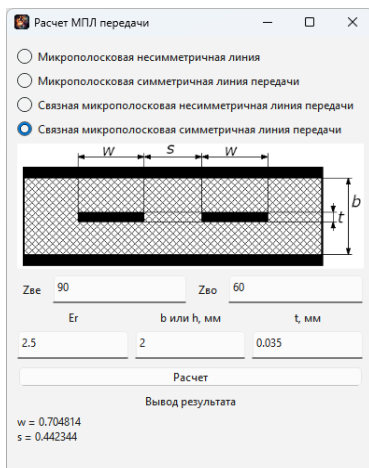


Рис. 3 - Окно расчета полосковых линий передачи

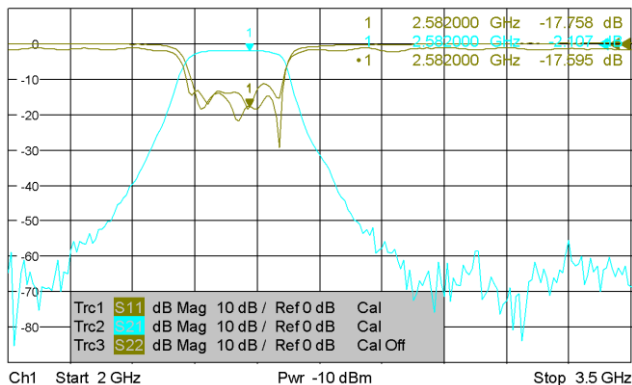


Рис. 4 – Коэффициенты передачи и отражения полосно-пропускающего фильтра на связных линиях передачи

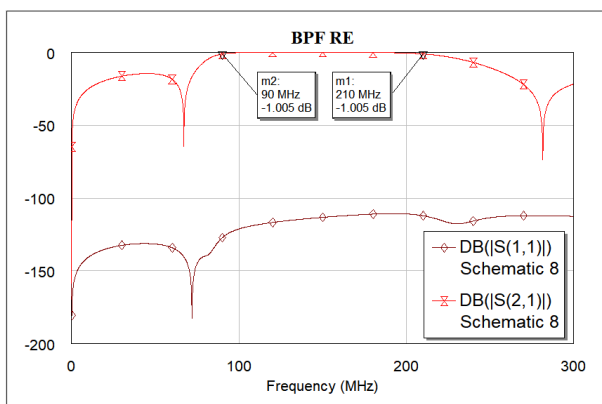


Рис. 5 – Коэффициенты передачи и отражения без отражательного фильтра, рассчитанного в программе

Представленное программное обеспечение обеспечивает эффективный расчет параметров полиномиальных фильтров с возможностью выбора топологии. В качестве дальнейшего направления работы планируется расширить функционал программы, добавив возможность интеграции новых структур фильтров. Такой подход позволит пользователям гибко настраивать фильтры под различные задачи без необходимости вносить изменения в основной код приложения.

Литература:

1. *Неганов В.А., Яровой Г.П.* Теория и применение устройств СВЧ: учебн. пособие для вузов / под ред. В.А. Неганова. – М.: Радио и связь, 2006. – 720 с.
2. *Степанов М.А., Подкопаев А.О.* Линейные пассивные элементы и узлы микроволновой техники: учебно-методическое пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2023. – 63 с.
3. *Унру Н.Э.* Компьютерное моделирование микроволновых устройств: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 160 с.
4. *Алексеев Л.В., Знаменский А.Е., Лоткова Е.Д.* Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. – М.: Изд-во «Связь», 1976. – 273 с.
5. *Фуско В.* СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / Пер. А.А. Вольмана, А.Д. Муравцова. – М.: Изд-во «Радио и связь», 1990. – 210–288 с.
6. *Hong J.-S., Lancaster M.J.* Microstrip filters for RF/microwave applications. – N.Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2001.
7. *Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ. Согласующие цепи и цепи связи. Т. 2. – М.: Изд-во «Связь», 1972. – 481 с.
8. *Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ. Согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. – М.: Изд-во «Связь», 1971. – 438 с.
9. Интернет-источник: <https://wiki.qt.io/Main> - энциклопедия, предоставляющая описание библиотек и функций Qt.
10. Интернет-источник: <https://github.com/paxant/filters> – код разработанного приложения.
11. *Morgan M.A.* Reflectionless filters. – Boston; London: John Artech House, 2017.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИМУЛЯТОРОВ АУСКУЛЬТАЦИИ СЕРДЦА И ЛЕГКИХ: ОБЗОР

А.А. Городова, А.К. Герасимов
Новосибирский государственный технический университет, г.
Новосибирск, gor0dovaa@yandex.ru

Аускультация является важным методом обследования, позволяющим врачам оценивать состояние сердечно-сосудистой и дыхательной систем у детей. В данной статье рассматриваются существующие современные тренажеры для отработки навыков аускультации сердца и лёгких, а также методы, которые в них используются. Описываются их преимущества и недостатки, а также перспективы развития данного направления.

Auscultation is an important examination method that allows doctors to assess the condition of the cardiovascular and respiratory systems in children. This article discusses existing modern simulators for practicing auscultation skills for the heart and lungs, as well as the methods used in them. The advantages and disadvantages of these simulators are described, along with the prospects for the development of this field.

Как известно в современном мире остро стоит проблема сердечно-сосудистых заболеваний. Ежегодно умирает огромное количество людей, в связи с чем важно обеспечить высокое качество подготовки специалистов в области кардиологии. Использование в сфере обучения медицинских кадров специальных тренажеров, симулирующих определенную ситуацию или заболевание, уже можно считать устоявшейся нормой. К таким устройствам относятся и «симуляторы аускультации», который позволяют отработать навыки аускультации в безопасных условиях и попрактиковаться в диагностике как распространенных, так и не очень распространённых патологий [1].

Аускультация является одним из наиболее доступных способов диагностики в педиатрии, который даёт возможность врачам оценить состояние сердечно-сосудистой и дыхательной систем, хоть и имеет ряд проблем и ограничений. Стоит отметить, что аускультация у детей имеет свои черты, которые отличаются от взрослых своей анатомией и физиологией. Часто бывают случаи, когда у детей встречаются физиологические (так называемые «невинные») шумы, и они могут быть ошибочно интерпретированы как патология. Поэтому данная тема актуальна, ведь обучение аускультации является важной частью подготовки качественных педиатров.

Несмотря на популярность и актуальности темы аускультации у детей, на рынке существует не так много устройств и продуктов, связанных с этим направлением. А Российских аналогов ещё меньше. В РФ наибольшей популярностью пользуются – «К-плюс» (ООО «Виртумед») и «ФОМА» (ООО «Медтехника СПб»). Проанализировав разработки и рынок, был сделан вывод, что российских аналогов симулятора аускультации сердца и легких у детей – нет.

В рамках данной статьи был произведён обзор и анализ текущего уровня развития в области медицинских тренажеров для аускультации. Причём особое внимание уделялось тренажёрам моделирующих взаимодействие с детьми. В данной работе будут рассмотрены различные подходы к созданию симуляторов аускультации сердца и легких, выявление их преимуществ и недостатков, а также перспективы дальнейших исследований и разработок в этой области.

Анализ некоторых статей

В статье [2] разработано недорогое устройство для обучения аускультации на основе концепции Интернет вещей (IoT). Были использованы следующие методы: проектирование архитектуры системы (т.е. выбор компонентов и их взаимодействие), разработка устройства (оно было создано на платформе NodeMCU, в неё входит встроенное программное обеспечение и Wi-Fi для связи с другими устройствами). В конструкции используются четыре датчика приближения, что позволяет определять положение стетоскопа. Конструкция также включает в себя смартфон на платформе Android, который помогает взаимодействовать с пользователем), тестирование устройства (механизм способен воспроизводить нормальные и аномальные звуки дыхания в зависимости от сюжета в приложении) и оценка производительности.

Стоит отметить, что у данного устройства есть ряд преимуществ. Например, низкая стоимость. Производительные затраты устройства составляют менее 15 долларов (≈ 1463 руб.), что делает его вполне доступным для образовательных учреждений. Также стоит отметить, что в данной работе есть инновационность, а точнее использование IoT – технологий, что позволяет создать более современный подход к обучению. Требуется внимания и приложение на смартфоне, которое даёт возможность легко управлять устройством и получать доступ к разным сюжетам, что делает обучение более интересным.

Рассмотрим недостатки данного оборудования. В статье не упоминается о качестве воспроизведения звуков, а это важно для обучения аускультации. Необходимо добавить об ограниченной функциональности. Устройство не полностью воспроизводит все аспекты аускультационного процесса. Заметим, что успех устройства зависит от наличия стабильного интернет – соединения, что может стать проблемой для многих учреждений (возможно, стоит заменить на Bluetooth соединение).

А в работе [3] хоть базируются на тех же методах, что предыдущая работа, но также содержит особенности, выделяющую эту работу на фоне других. Например, в данной работе была произведена адаптация оборудования, что крайне интересно, ведь в качестве механической основы для симулятора был выбран стетоскоп. Следом стетоскоп был разобран, чтобы провести кабели наушников через его трубки. Также авторы в своей разработке предлагают использовать FM передатчик и приемник. Для передачи звука был выбран FM – передатчик, в процессе настройки было проверено, что передача на высоких громкостях приводит к искажению сигнала, поэтому был выбран уровень громкости

в диапазоне от 15 до 20 дБ. Система управляется при помощи приложения, где можно выбрать различные сердечные и легочные звуки. Кроме того, было уделено особое внимание к качеству аудиозаписей. Преимущества проекта – доступность и экономичность (доступное решение для медицинских учреждений, использование переработанных стетоскопов значительно снижает затраты), за счёт использования технологий 3D печати. Также стоит рассмотреть и недостатки данной работы. При опросе некоторые пользователи отметили, что качество легочных звуков хотелось бы улучшить. Это указывает на необходимость дальнейшей работы над звуковыми образцами. В работе не было создано куклы или робота, на котором можно было бы проводить исследования, соответственно, это затрудняет обучение.

В работе [4] описывается разработка и внедрение симулятора, который используется для повышения исследования включают в себя: разработка ПО (в работе создан виртуальный стетоскоп), создание базы данных (формирование аускультативной базы данных, которая включает в себя основные сердечные тоны и шумы, а также дыхательные шумы и хрипы), регистрация пользователей, что позволяет отслеживать прогресс и проводить анализ ошибок. Преимущества данной работы, безусловно, инновационный подход (использование виртуальных обучающих технологий), персонализированный контроль (возможность отслеживать прогресс пользователя и анализа ошибок). В работе сложно выделить недостатки, ведь данный тренажер имеет отличные показатели среди обучающихся, методы исследования. Можно заметить, что как в преимущество, так и недостаток входит зависимость от технологий, т.е. могут быть технические сбои или проблемы с оборудованием, что может негативно сказаться на процессе обучения.

Заключение

Проанализировав статьи по данной тематике, стоит отметить, что симуляторы аускультации сердца и легких имеют значительные перспективы в России (и не только), преимущественно в контексте модернизации медицинского оборудования и повышения качества подготовки специалистов. А малое количество на рынке тренажеров, направленных на аускультацию сердца и легких у детей, добавляет данное теме актуальности. Как показывают исследования, симуляторы эффективно и безопасно развивают навыки аускультации, предоставляя возможность практиковаться без риска для здоровья реальных пациентов.

На основе изученной литературы, можно выделить несколько важных аспектов, которые могут помочь улучшить эффективность и качества современных симуляторов:

- применение инновационных технологий, такие как виртуальная реальность и «интернет вещи»;
- механизмы и алгоритмы контроля качества симуляции (данный аспект позволит выявить проблемные области и адаптировать программы в соответствии с потребностями);
- возможность легко и быстро расширять набор симулируемых сценариев;
- дополнительная симуляция мониторинга пациента;
- возможность симулировать специфические патологии (воспроизведение специфических звуков и шумов, связанных с детскими патологиями).

Литература:

1. Козлова Е., Новопольцева Е. Аудит педиатрической помощи и симуляционное обучение врачей-педиатров // Виртуальные технологии в медицине. – 2022. – №. 3. – С. 209-210.

2. Andrianto H.A., Sutanto D.P., Prasetyo Y.A. A low-cost IoT-based auscultation training device // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJECS). – 2021. – Vol. 21, N. 3. – P. 1356-1363.

3. Zubair A., Irabor G. Engineering assisted medical training: Development of an auscultation simulator // J Cardiol Curr Res. – 2022. – Vol. 15, N. 2. – P. 61-66.

4. Дьячков В.А. и др. Обучающий тренажер аускультации сердца и легких // Современные проблемы науки и образования. – 2020. – №. 2. – С. 53-53.

СОДЕРЖАНИЕ

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

Секция ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

Анциферова К.Е., Гейнрих Г.О.	Новосибирск	3
Гончаров Д.А.	Новосибирск	7
Лобачева А.С.	Новосибирск	11
Медведева Е.А.	Новосибирск	15
Муращенко А.А.	Новосибирск	19
Попов И.Л.	Новосибирск	23
Просолупов И.А., Новокрещенов О.И., Вильбергер М.Е.	Новосибирск	26
Темляков А.А., Гречкин В.В., Нейман В.Ю.	Новосибирск	29
Трушин М.В.	Новосибирск	33
Чернухин Р.А., Темлякова З.С., Морозов П.В.	Новосибирск	38
Чусовитин Г.Н., Приступ А.Г.	Новосибирск	41

Секция ЭЛЕКТРОПРИВОД И АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

Андреев М.Н.	Новосибирск	46
Васильев В.О.	Новосибирск	51
Дегтяренко Э.В., Бузин С.Е.	Новосибирск	54
Кетов Р.М.	Новосибирск	57
Ковылин И.А.	Новосибирск	61
Кожухар М.А.	Новосибирск	66
Левит Е.Е.	Новосибирск	70
Минигалиев Н.Э., Аносов В.Н.	Новосибирск	73
Мосин И.Е., Новоселов Н.В.	Новосибирск	78
Нурметов А.В., Тюпа А.А.	Красноярск	80
Чмиленко Ф.В., Парменов В.Е., Ци Чжан	Санкт-Петербург	84
Лавров Д.И., Кулагин А.В., Петровский С.В.	Самара	88

Попова А.А.	Новосибирск	92
Сваровский А.Г.	Новосибирск	96
Скотников В.Д.	Новосибирск	100
Стоянова А.В.	Новосибирск	103
Суховаров М.В.	Новосибирск	107
Шачнева П.В., Колесникова В.А.	Томск	111
Шерстобитов И.Е.	Новосибирск	115
Дейс А.Н., Баяндина Т.А.	Новосибирск	118

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИОМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

Секция – ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Загоруйко М.А., Штейн Д.А., Курочкин Д.А.	Новосибирск	122
Захаров Д.В.	Новосибирск	126
Косых Е.А.	Новосибирск	131
Севостьянов Н.А.	Новосибирск	136
Сизова Н.О.	Новосибирск	140

Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАТИВНЫЕ СИСТЕМЫ; БИОМЕДИЦИНСКАЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Еремина А.Н., Черемискина А.А., Генералов В.М.	Кольцово	145
Кадошников Е.А.	Новосибирск	149
Соганов П.И.	Новосибирск	152
Городова А.А., Герасимов А.К.	Новосибирск	157

НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ
Сборник научных трудов в 8 частях

г. Новосибирск, 02 декабря - 06 декабря 2024 г.

Часть 3

Под редакцией Захаровой Е. В.

Подписано в печать 04.02.2025. Формат 60×84/16. Бумага офсетная.

Уч.-изд. л. 9,53. Печ. л. 10,25. Тираж 100 экз. Заказ №Р-04077

Отпечатано в типографии

Новосибирского государственного технического университета

630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20