

ISSN 2220-3699

**СИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ИНДУСТРИАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ**

**ПОСВЯЩАЕТСЯ 85-ЛЕТИЮ
СИБИРСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО
ИНДУСТРИАЛЬНОГО УНИВЕРСИТЕТА**

**АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД
И ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА**

***ТРУДЫ ШЕСТОЙ ВСЕРОССИЙСКОЙ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ***

**НОВОКУЗНЕЦК
25-27 НОЯБРЯ 2014 г.**

УДК 621.34.001.2 (0758)

А 18

Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: Труды Шестой Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничка. — Новокузнецк: изд-во СибГИУ, 2014 г. — 340 с., ил.

ISSN 2220-3699

Сборник содержит труды VI Всероссийской научно-практической конференции. В докладах представлены результаты научных исследований и практических приложений по проектированию, созданию математических моделей, теоретических основ энергосберегающего автоматизированного электропривода с традиционным и микропроцессорным управлением, решению проблем электроснабжения электрических установок и учета электрической энергии. Рассматриваются решения, ориентированные на применение в производстве и учебном процессе.

Сборник предназначен для научных работников, инженерно-технических работников предприятий, преподавателей вузов, аспирантов и студентов.

Под общей редакцией: д.т.н., проф. Островляничка В.Ю.

ISSN 2220-3699

© Сибирский государственный
индустриальный университет, 2014

ВВЕДЕНИЕ

Непрерывное развитие и совершенствование технологических процессов, требование повышения их технико-экономических показателей и безопасности труда вызывают необходимость совершенствования и систем электропривода. Существенную роль при этом приобретает, построенный с применением микропроцессорных средств управления, электропривод как энергетическая основа и инструмент совершенствования традиционных и современных технологий. Современный электропривод — сложнейший электромеханический комплекс, выход из строя которого приводит к нарушению рабочего процесса и может быть причиной несчастных случаев. Поэтому дальнейшее совершенствование систем электропривода невозможно без прогресса в области силовой и слаботочной электроники, вычислительной техники. Возможность использования микропроцессорной техники в системах управления является предпосылкой создания принципиально новых электромеханических систем, с новым более высоким уровнем автоматизации электропривода на основе микропроцессорного управления, эффективного как для его потребителей, так и для проектировщиков и изготовителей, и пока, к сожалению, не достигнутая в полной мере отечественной наукой.

Поэтому особое внимание уделяется не только прикладным применениям, но и также решениям, ориентированным на применение в учебном процессе.

Конференция привлекла внимание специалистов из различных городов России и ближнего зарубежья, в частности, Абакана, Брянска, Караганды, Кемерово, Новокузнецка, Новосибирска, Новочеркасска, Саратова, Санкт-Петербурга и иных городов.

Реквизиты оргкомитета: 654007 г. Новокузнецк Кемеровской области, ул. Кирова, 42. Телефоны: (3843) 78-44-14, (3843)74-89-87, факс (3843) 46-31-74, (3843)74-89-87; e-mail: confaep2012@list.ru

СЕКЦИЯ 1

Теоретические аспекты и методология
построения современного электропривода

К ИССЛЕДОВАНИЮ ТРЁХМАССОВЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ШАХТНЫХ ПОДЪЁМНЫХ УСТАНОВОК

М. Ю. Борщинский, В. Ю. Островляничик

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Исследована реакция трёхмассовой механической системы шахтной подъёмной установки на управляющее воздействие различного вида и определён закон его изменения для уменьшения динамических нагрузок

Ключевые слова: шахтная подъёмная установка, колебания, динамические нагрузки

Подъёмные установки, как и многие другие машины и механизмы транспортного назначения, обладают общими свойствами упругости звеньев и способностью при определённых условиях к возбуждению колебательных процессов. Колебательные процессы в подъёмных машинах глубоких шахт усугубляются использованием длинных податливых канатов, длина которых достигает тысячи и более тысячи метров. К числу глубоких принято обычно относить подъёмы глубиной более 700 м [1].

В работах [2, 4, 5] показано, что при проектировании систем управления транспортно-подъёмными машинами необходимо учитывать упругость достаточно длинного каната как источник колебаний положения подъёмного сосуда и дополнительных динамических нагрузок в механических узлах, причём динамические нагрузки тем больше, чем длиннее канат и интенсивнее технологические процессы.

Колебательные процессы в длинном канате приводят к резкому возрастанию динамических нагрузок и, как следствие, к интенсивному износу механических трансмиссий и самого каната. Поскольку динамические нагрузки многократно превышают статические, канат выбирается с большим запасом прочности $m =$

$P_c/F = 6,5 \div 13$, где P_c , F – максимальное растягивающее и разрывное усилие в канате, то при снижении динамических нагрузок возрастёт срок службы каната и механического оборудования подъёмной машины. Поэтому задача исследования статических и динамических нагрузочных свойств каната шахтной подъёмной установки (ШПУ), а также создание рациональной системы управления, способной подавлять колебательные процессы в системе с сосредоточенными массами, соединёнными упругими гибкими канатами с распределёнными параметрами и волновыми процессами в них является актуальной.

Для анализа динамических процессов в канате рассмотрим принципиальную схему шахтной подъёмной установки (рисунок 1).

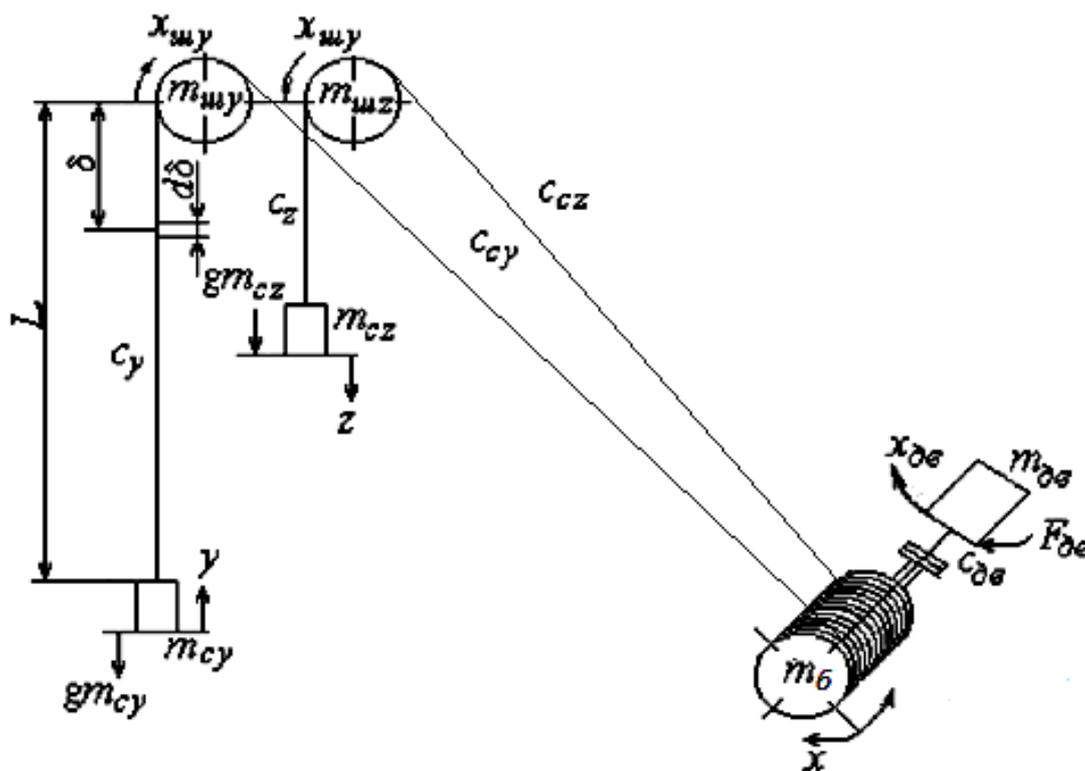


Рисунок 1. Принципиальная схема ШПУ

Гружёный сосуд массой m_{cy} поднимается, а порожний, имеющий массу m_{cz} , опускается относительно обобщённых координат z и y соответственно. Гружёная ветвь каната, имеющая жёсткость C_y , соединена с массой барабана $m_б$ посредством струны каната, имеющего жёсткость C_{cy} и проходящего через направляющий шкив массой $m_{шy}$. Аналогичным образом, порожний

сосуд массой m_{cz} при помощи каната с жёсткостью C_z соединён с массой барабана m_{δ} посредством струны каната, имеющего жёсткость C_{cz} и проходящего через направляющий шкив массой m_{uz} . Барабан машины посредством пружинной муфты с жёсткостью $C_{\delta\delta}$ соединяется с электродвигателем, имеющим вращающуюся массу ротора $m_{\delta\delta}$.

Если массы шкивов m_{uy} и m_{uz} присоединить к массе машины $m_x = m_{\delta} + m_{\delta\delta}$, а длины подъёмных канатов увеличить на величину длины струны, то подъёмную установку можно представить состоящей из трёх сосредоточенных масс, соединённых вязкоупругими связями [4]. Каждый вязкоупругий элемент имеет жёсткость C и коэффициент диссипации μ (рисунок 2).

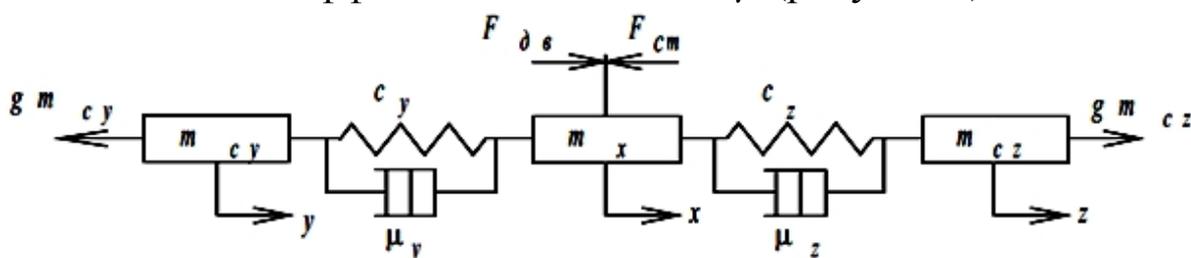


Рисунок 2. Эквивалентная трёхмассовая схема подъёмной установки

Дифференциальные уравнения, характеризующие динамические процессы в трёхмассовой механической системе [4]

$$\begin{cases} m_x x'' + \mu_y (x' - y') + \mu_z (x' - z') + C_y (x - y) + C_z (x - z) = \\ = F_{дв}(x') - F_{ст}(x), \\ m_y y'' = \mu_y (x' - y') + C_y (x - y), \\ m_z z'' = \mu_z (x' - z') + C_z (x - z). \end{cases} \quad (1)$$

Для построения структурной схемы механической части ШПУ, приведённой к трёхмассовой системе, представим систему уравнений (1) в операторной форме:

$$\begin{cases} m_x p^2 x(p) + \mu_y p [x(p) - y(p)] + \mu_z p [x(p) - z(p)] + \\ + C_y [x(p) - y(p)] + C_z [x(p) - z(p)] = F_{дв}(p) - F_{ст}(p), \\ m_y p^2 y(p) = \mu_y p [x(p) - y(p)] + C_y [x(p) - y(p)], \\ m_z p^2 z(p) = \mu_z p [x(p) - z(p)] + C_z [x(p) - z(p)]. \end{cases} \quad (2)$$

Структурная схема, соответствующая этим уравнениям, с учётом того что

$$\begin{aligned} a_y(p) &= p^2 \cdot y(p); & a_x(p) &= p^2 \cdot x(p); & a_z(p) &= p^2 \cdot z(p); \\ v_y(p) &= p \cdot y(p); & v_x(p) &= p \cdot x(p); & v_z(p) &= p \cdot z(p); \end{aligned}$$

показана на рисунке 3.

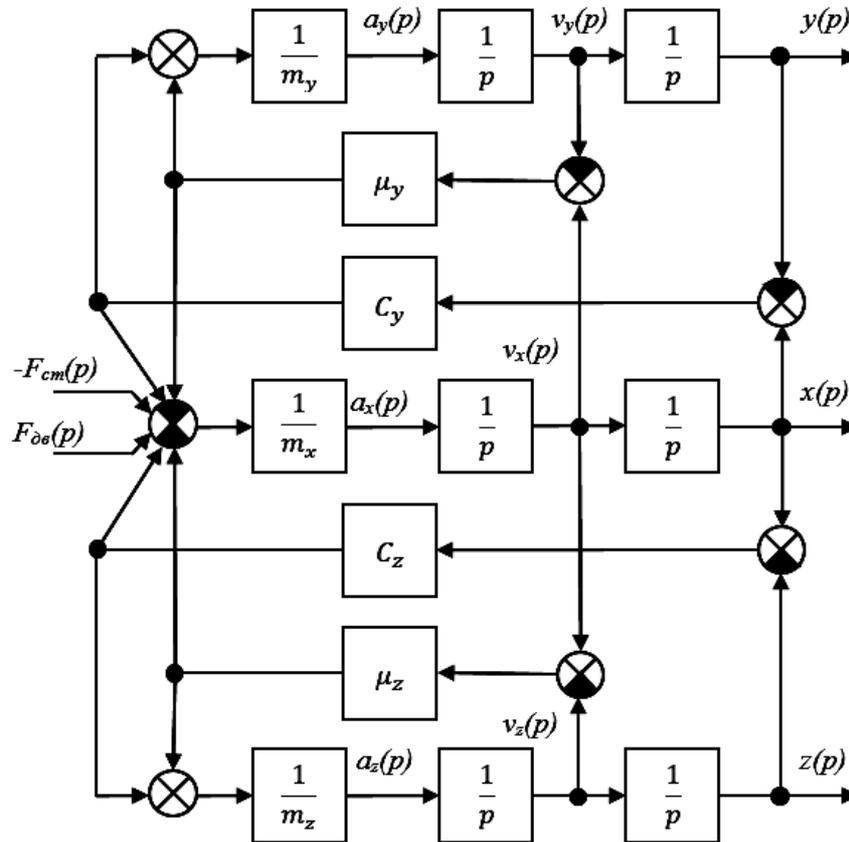


Рисунок 3. Структурная схема механической части ШПУ, приведённой к трёхмассовой системе

Рассмотрим динамические процессы пуска ШПУ при различных законах формирования движущего усилия $F_{\delta v}(p)$.

Ускорение установки в период основного разгона не должно превышать 1 м/с^2 , при этом в начальный момент трогания ускорение должно быть не более $0,3 \text{ м/с}^2$.

Минимальное время разгона возможно получить при ступенчатом изменении движущего усилия (рисунок 3). Это наиболее тяжёлый динамический режим для подъёмной установки. Видно, что в системе формируются большие колебания. Амплитудные значения ускорений сосудов превышают ускорение машины почти в два раза.

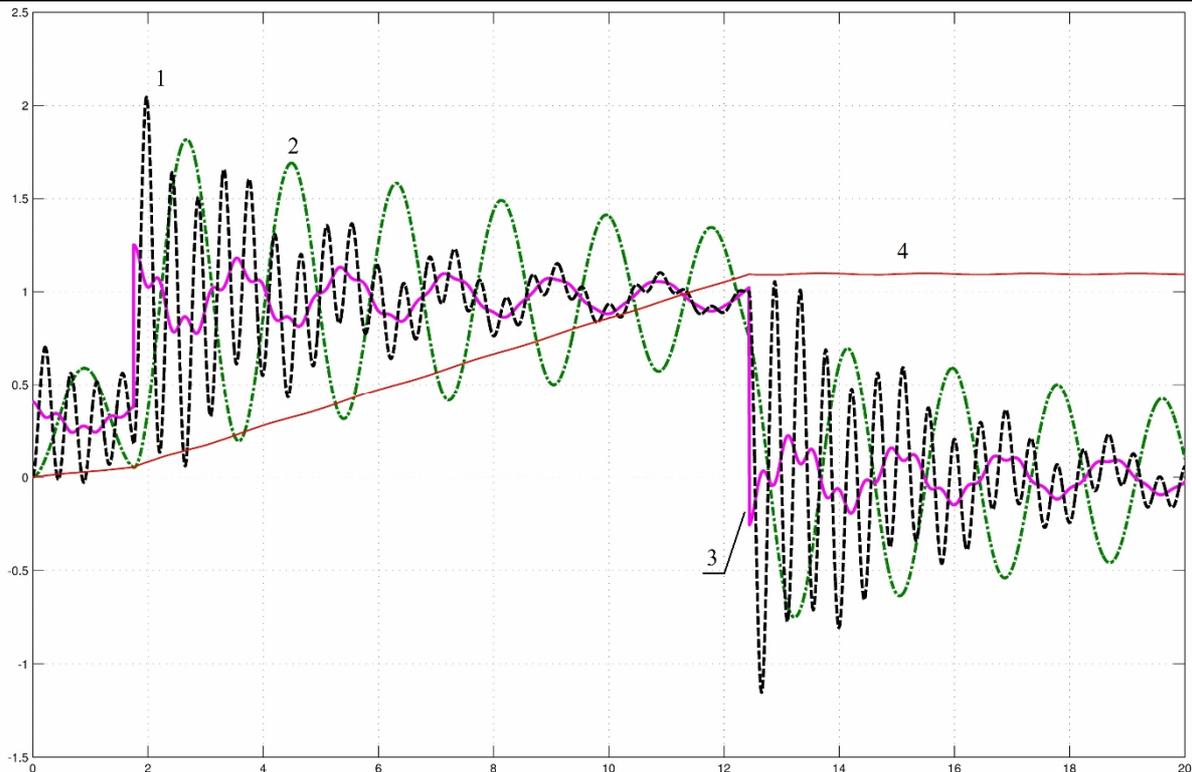


Рисунок 3. Ускорение и скорость элементов ШПУ при ступенчатом изменении движущего усилия, где 1 - ускорение холостой ветви каната, 2 - ускорение грузёной ветви каната, 3, 4 - ускорение и скорость массы m_x

Эффективным способом снижения динамических нагрузок является формирование управляющего воздействия в виде линейно ограниченной функции с определённым темпом изменения в зависимости от времени [2]:

$$F_{дв}(t) = F_{двmax}(t/t_p),$$

t_p – время нарастания ускорения или динамического усилия, то есть при управлении приводом ШПУ ставится задача ограничения рывка.

Для определения t_p воспользуемся общеизвестным положением о том, что чем медленнее прикладывается возмущающее воздействие, тем меньше уровень динамических нагрузок. Так в источнике [3] сказано, что действие силы можно считать статическим, если длительность возрастания силы t_p по крайней мере в 6,4 раза превосходит наибольший период свободных колебаний системы. Но такое большое время на практике будет снижать производительность, поэтому время t_p

выбирают кратным периоду свободных колебаний грузёной ветви каната. Период свободных колебаний определяется по формуле

$$T_y = 2\pi \sqrt{\frac{m_x m_y}{C_y (m_x + m_y)}}$$

Ускорение $0,3 \text{ м/с}^2$ должно быть достигнуто за время, кратное периоду колебаний, оставаясь равным этой величине до тех пор, пока не будет пройден путь, равный длине разгрузочных кривых. После этого ускорение от величины $0,3 \text{ м/с}^2$ должно возрасти до заданного верхнего предела за время, кратное периоду свободных колебаний. При приближении скорости машины к максимальной ускорение должно уменьшиться до нуля, за время, кратное периоду свободных колебаний (рисунок 4).

Результаты моделирования показывают, что при $t_p = T_y$ разгон машины происходит практически без колебаний грузёного сосуда, а незначительные высокочастотные колебания порожнего сосуда быстро затухают, не вызывая дополнительных напряжений в канатах.

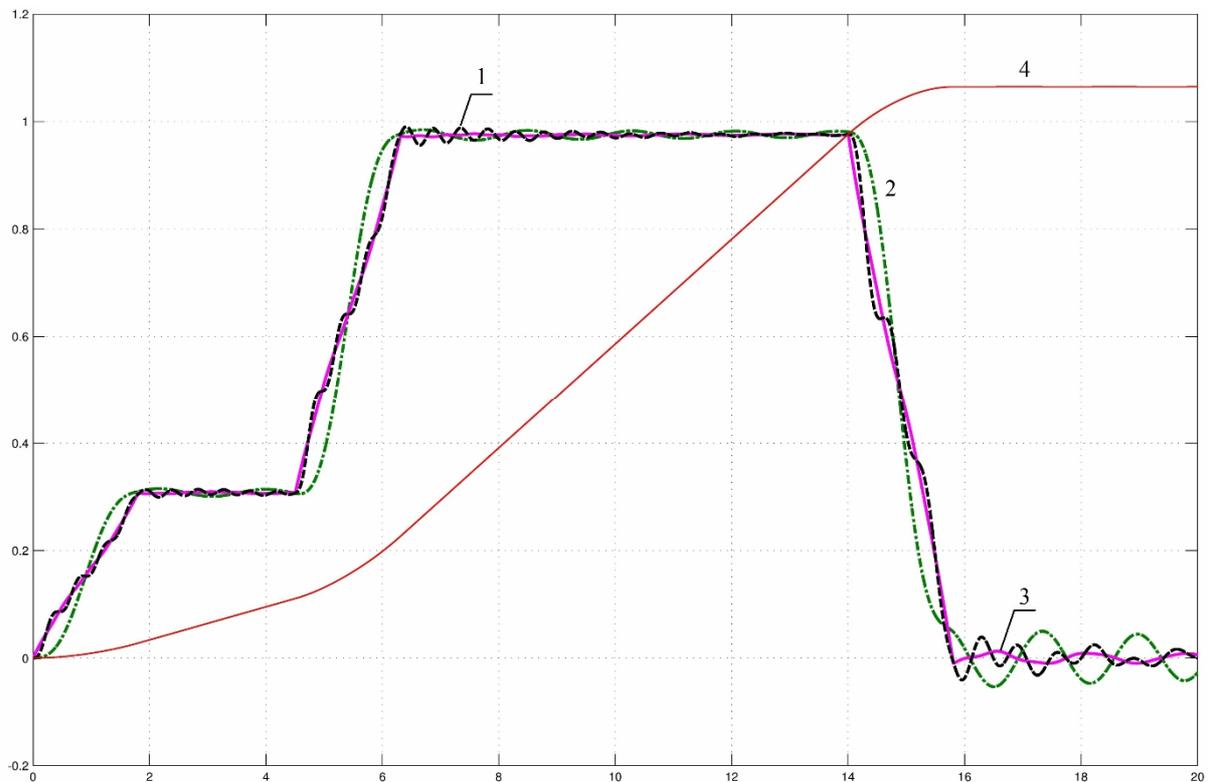


Рисунок 4. Ускорение и скорость элементов ШПУ при $t_p = T_y$, где 1 - ускорение холостой ветви каната, 2 - ускорение грузёной ветви каната, 3, 4 - ускорение и скорость массы m_x

Также нужно отметить, что при высоких скоростях движения путь разгона может достигать большой величины. В результате периоды колебаний в начале процесса и в конце разгона будут отличаться. Это необходимо учитывать при формировании программы движущего усилия.

Таким образом, формирование движущего усилия в функции периода свободных колебаний грузёной ветви каната позволяет устранить или значительно уменьшить динамические нагрузки механической системы шахтной подъёмной установки.

Список литературы

1. Глушко М.Ф. Стальные подъемные канаты. Киев: Техника, 1966. 327 с.
2. Католиков В.Е., Динкель А.Д. Динамические режимы рудничного подъёма. Недра, 1995.
3. Пановко Я.Г. Механика деформированного твердого тела. М.: Наука, 1985. 287 с.
4. Степанов А.Г. Динамика машин. Екатеринбург: УрО РАН, 1999. 304 с.
5. Терехов М.В. «Учёт упругости длинных канатов в динамике электропривода подъемников» // Электричество, № 6, 1962. С. 49-53.

УДК 681.5

НЕЛИНЕЙНЫЕ ПИД-РЕГУЛЯТОРЫ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

М.В. Бураков

*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения*

Рассматривается инновационный подход к проектированию нелинейных ПИД-регуляторов для систем электропривода со статическими нелинейностями.

Ключевые слова: ПИД-регуляторы, нелинейное управление, модель Гаммерштейна, генетический алгоритм, электропривод.

Традиционные линейные ПИД-регуляторы продолжают оставаться наиболее распространенным типом промышленных регуляторов [1], однако их возможности при управлении нелинейными объектами естественным образом ограничены. Совершенствование структуры ПИД-регулятора может основываться на разных подходах. Например, на принципе супервизорного управления, при котором значения коэффициентов регулятора могут меняться во времени [2].

В настоящей работе рассматривается новый подход к построению нелинейных дискретных ПИД-регуляторов, основанный на использовании нейроподобных структур (нейро-ПИД) [3, 4]. Такой регулятор включает несколько нелинейных активационных функций, параметры которых настраиваются с помощью генетического алгоритма (ГА) [5] или другого алгоритма эволюционной оптимизации (рис. 1).

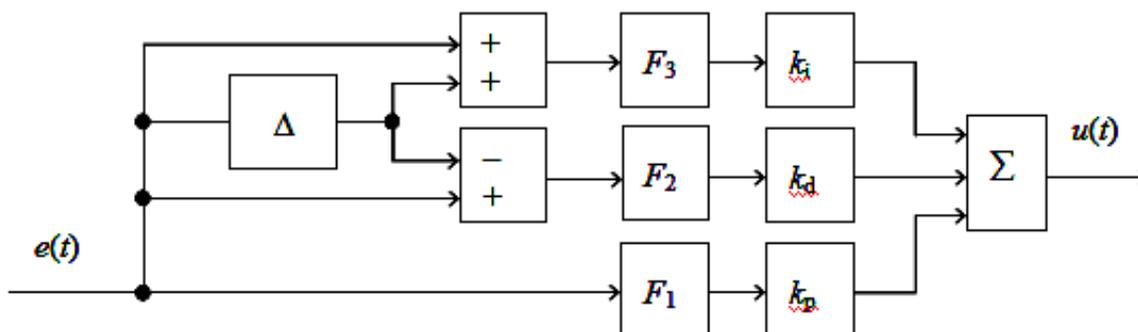


Рисунок 1. Нелинейный дискретный ПИД-регулятор

На рис. 1 приняты обозначения: Δ – элемент задержки, F_1 , F_2 , F_3 – нелинейные активационные функции, k_i , k_d , k_p – коэффициенты регулятора.

Как известно, математическое описание многих промышленных объектов (электрических, электромеханических, и т.д.) можно представить в виде так называемой модели Гаммерштейна, содержащей последовательно включенные статическое нелинейное звено и линейную динамическую часть. В качестве типовых обычно рассматриваются такие нелинейности как насыщение, сухое трение, гистерезис, зона нечувствительности.

Ниже приведены результаты экспериментов по настройке нелинейного регулятора при работе с объектами, содержащими различные типы нелинейностей.

Схема эксперимента представлена на рис. 2.

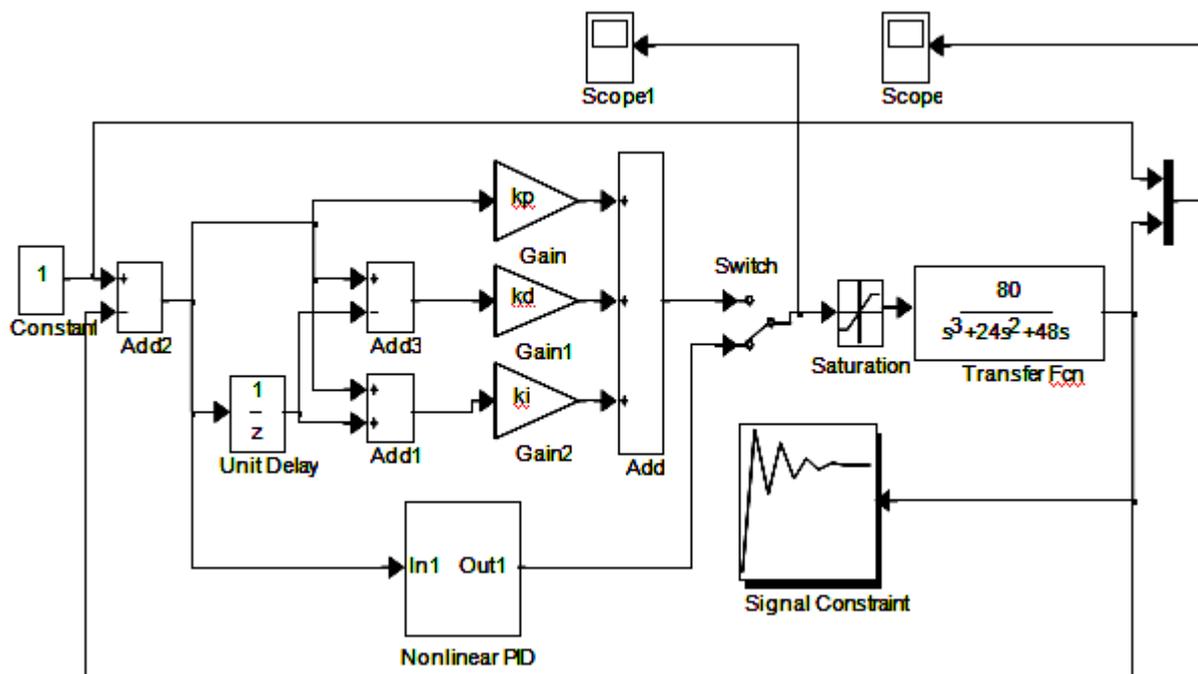


Рисунок 2. Блок-схема моделирования в MatLab Simulink

Оба варианта регуляторов (линейный и нелинейный дискретный ПИД-регуляторы) настраивались с помощью стандартного блока *Signal Constraint*, использующего ГА. Для линейного регулятора настройка велась по трем параметрам – k_p , k_d и k_i . Полученные значения используются также в структуре нелинейного регулятора (рис. 1).

При описании нелинейностей F будем считать, что сигнал на входе нелинейности нормированный, а сама нелинейность симметрична. Тогда при выборе для аппроксимации, например, 4-х точек, равномерно распределяемых по оси абсцисс, получаем зависимость, показанную на рис. 3.

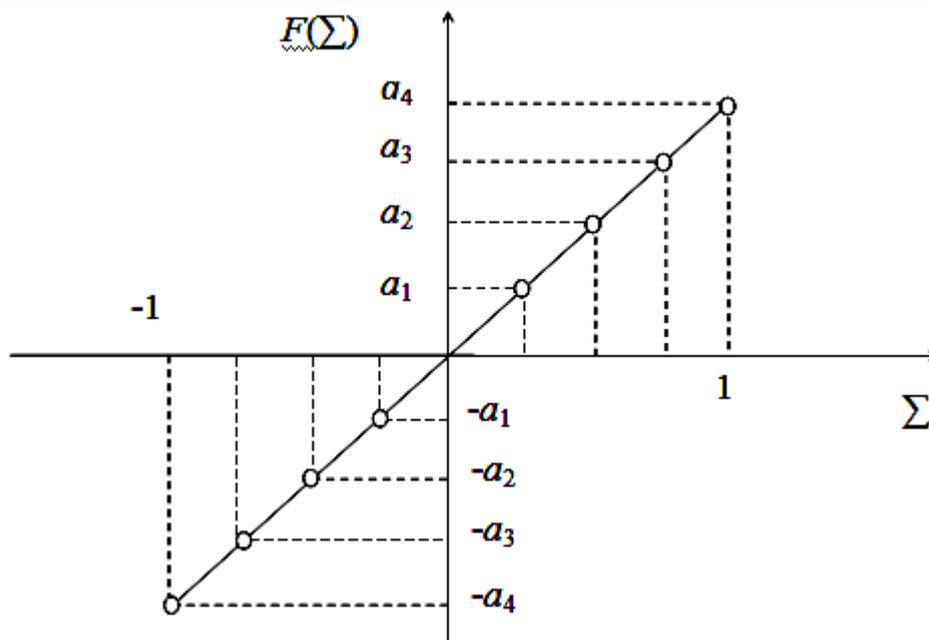


Рисунок 3. Аппроксимация нелинейности

Координаты точек перегиба нелинейности по оси ординат a_i первоначально получают случайные значения, которые уточняются в процессе обучения.

Таким образом, в соответствии с рис. 1 и 3 при обучении требуется определить до 12 параметров нейроэмулятора – по 4 параметра для каждой из нелинейных функций активации. Поскольку в эксперименте рассматривался объект с астатической линейной частью (рис. 2), то интегральная составляющая может не учитываться, и обучение проходило по 8 параметрам.

При использовании ГА решение кодируется хромосомой длиной 8 генов, каждой хромосоме ставится в соответствие значение функции пригодности, получаемой путем моделирования переходного процесса [5].

На рис. 4 приведены результаты обучения для объекта с нелинейностью типа «ограничение» (± 10). Получившиеся активационные функции для нелинейного ПИД-регулятора показаны на рис. 5.

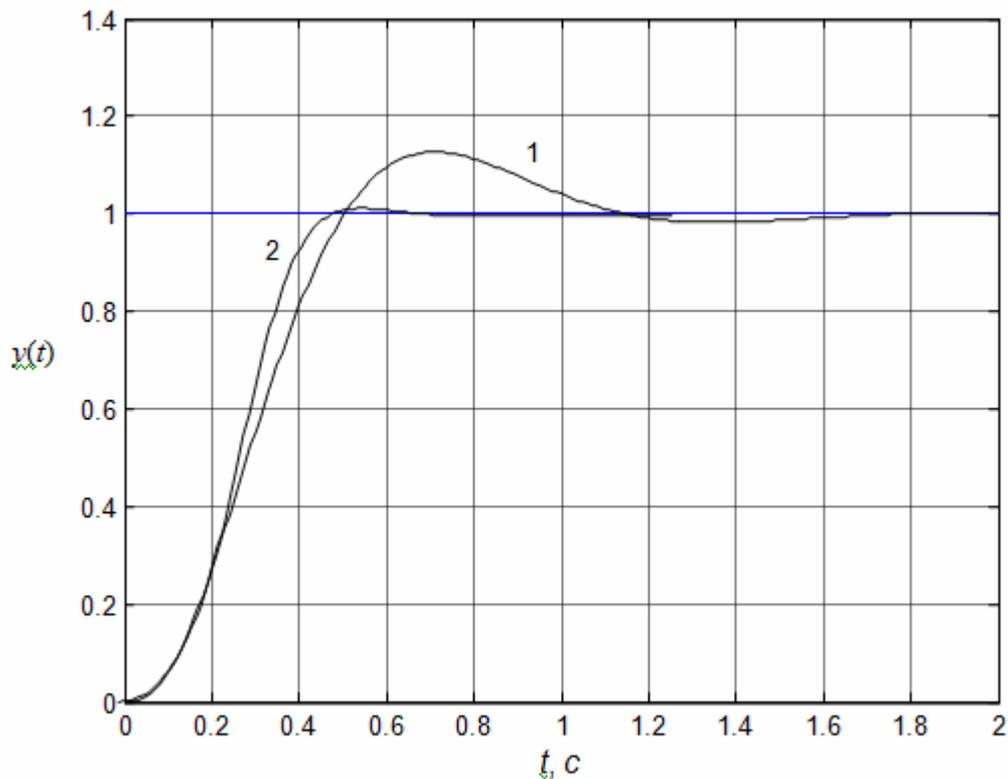


Рисунок 4. Переходный процесс под управлением линейного ПИД-регулятора (1) и нелинейного ПИД-регулятора (2) для нелинейности типа «насыщение»

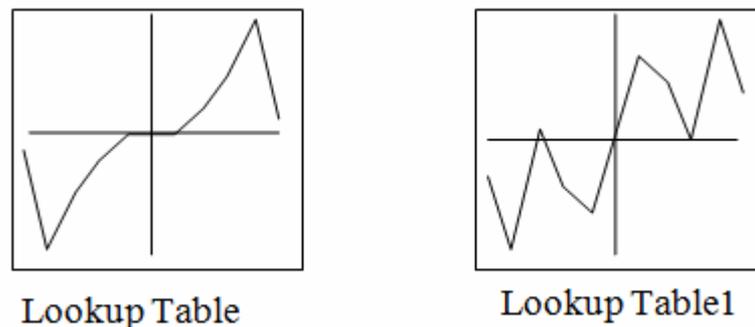


Рисунок 5. Нелинейные активационные функции для ошибки (Lookup Table) и ее производной (Lookup Table1)

Как показывает рис. 4, нелинейный закон управления позволяет значительно сократить время переходного процесса и уменьшить перерегулирование.

На рис. 6 сравниваются сигналы управления, вырабатываемые линейным и нелинейным ПИД-регуляторами, они существенно различны.

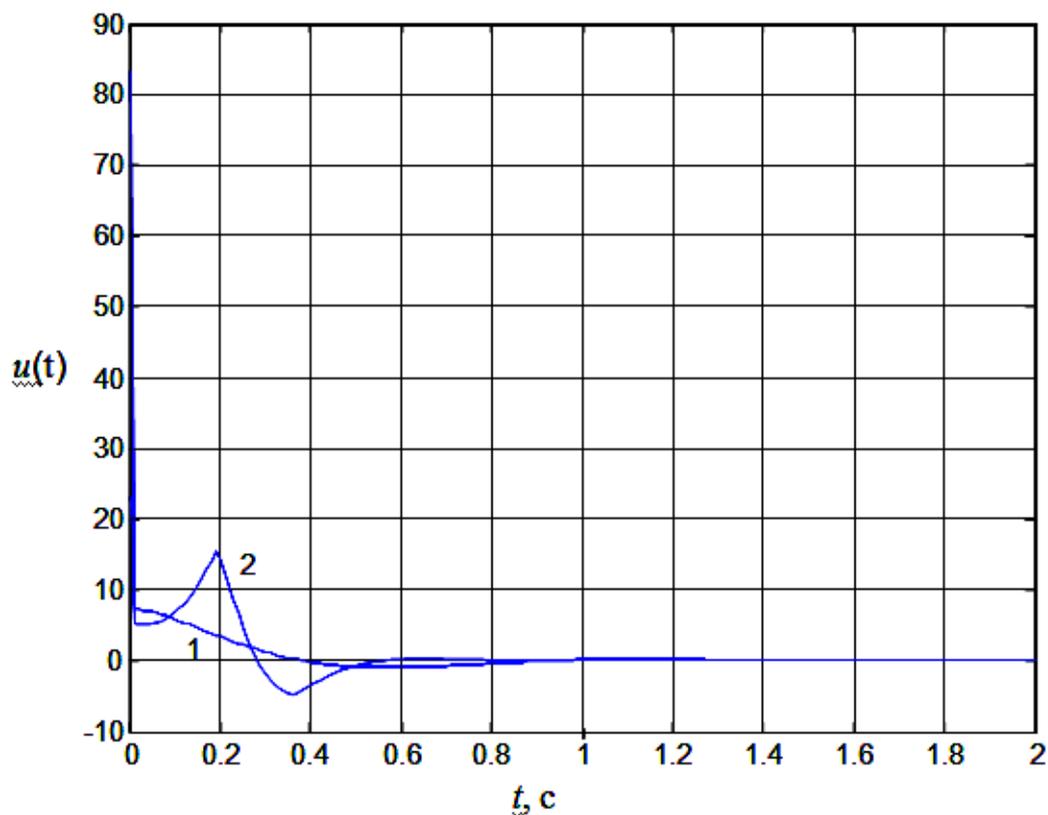


Рисунок 6. Сигнал управления линейного ПИД-регулятора (1) и нелинейного ПИД-регулятора (2) для нелинейности типа «насыщение»

На рис. 7 приведены результаты обучения для объекта с нелинейностью типа «зона нечувствительности» (± 3). Получившиеся активационные функции для нелинейного ПИД-регулятора показаны на рис. 8. Присутствие нелинейности заметно ухудшает качество работы линейного ПИД-регулятора, в то время как при использовании предлагаемого варианта нелинейного ПИД-регулятора ошибка может быть многократно уменьшена.

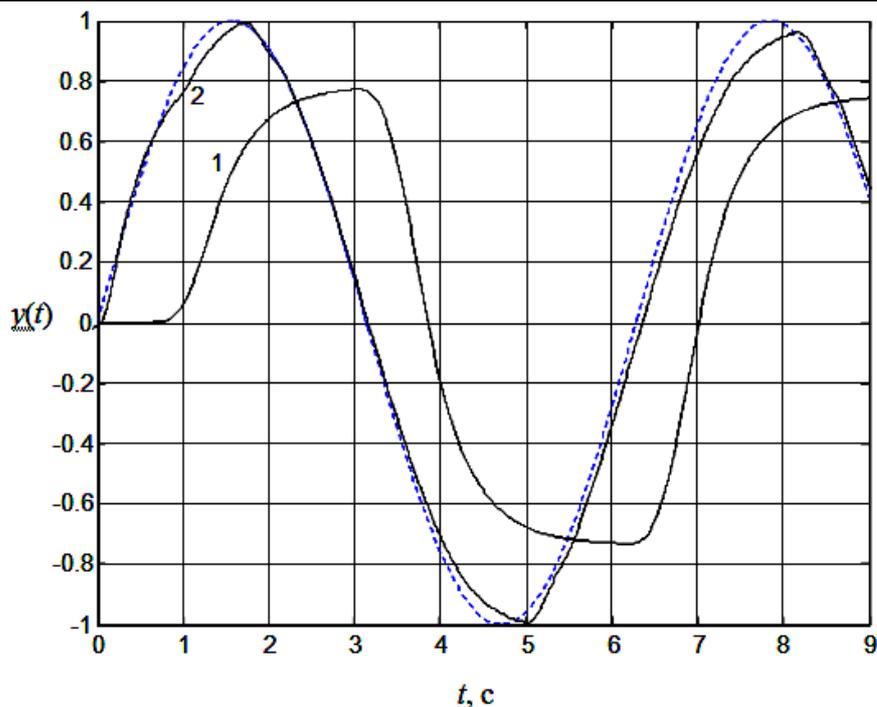
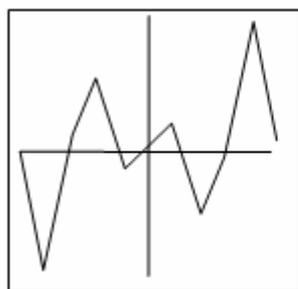


Рисунок 7. Отработка синусоидального входного сигнала системой с нелинейностью типа «зона нечувствительности» для линейного (1) и нелинейного ПИД-регулятора (2)



Lookup Table



Lookup Table1

Рисунок 8. Активационные функции для ошибки (Lookup Table) и ее производной (Lookup Table1) для нелинейности «зона нечувствительности».

Таким образом, проведенные эксперименты подтверждают практическую значимость описанного алгоритма проектирования нелинейных ПИД-регуляторов для широкого класса нелинейных динамических объектов, допускающих описание с помощью модели Гаммерштейна. Реализация нелинейных активационных функций не может вызывать существенных трудностей при использовании современной микропроцессорной техники.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Astrom, K. J. Advanced PID control / Astrom, K.J., Hagglund T.: ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. 460 p.
2. Бураков М.В. Нейронные супервизоры в системах управления электроприводом // V Всероссийская НПК «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника», Новокузнецк, 20-22 ноября 2012г., С.22-27.
3. Бураков М.В. Нейросетевая реализация ПИД-регулятора // XVI Всероссийская НПК "НЕЙРОИНФОРМАТИКА-2014" с международным участием: Сборник научных трудов. В 3-х частях. Ч. 3. М.: НИЯУ МИФИ, 2014. С.117-125.
4. Бураков М.В., Кирпичников А.П. Синтез дискретного нейропид регулятора // Вестник Казанского технологического университета. 2014. Т.17, №1, с. 286-288
5. Бураков М.В. Генетический алгоритм: теория и практика. СПб, ГУАП. 2008. 164с.

УДК 621.313.333.2

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ
ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЗАКОНОВ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ЭКСКАВАТОРОВ**

В.П. Кочетков, Н.С. Курочкин

Хакасский технический институт – филиал ФГАОУ ВПО

"Сибирский федеральный университет"

г. Абакан

На современном этапе развития горнодобывающей промышленности, экскаваторы занимают одно из главных мест в процессе добычи полезных ископаемых. Для добычи горной массы предприятия используют экскаваторы, имеющие электроприводы с применением двигателей постоянного тока и современные асинхронные электроприводы. Это связано, прежде всего, с достижениями в области силовой электроники и

микропроцессорной техники, на основе которых были разработаны преобразователи частоты, обеспечивающие управление асинхронными короткозамкнутыми двигателями с энергетическими и динамическими показателями, соизмеримыми или превосходящими показатели других приводов.

Целью работы является рассмотрение переходных процессов при пуске и изучение поведения электромагнитного момента при управлении асинхронным электроприводом экскаватора по параметрическим законам управления, и их особенности.

До середины 70-х годов прошлого столетия параметрическое, или скалярное, частотное управление было основным видом управления, используемым в автоматизированном асинхронном электроприводе. Но и в настоящее время, несмотря на конкуренцию с векторными способами управления, оно довольно широко распространено, т.к. позволяет решать многие технические задачи массового электропривода проще и эффективнее. Это относится, в первую очередь, к приводам с малым диапазоном регулирования и низкими требованиями к динамике. Заметим, что электроприводы экскаватора не относятся к этой группе. Физической основой параметрических способов управления являются электромагнитные процессы в АД, возникающие при изменении этих величин [1].

Параметрическое регулирование скорости может быть осуществлено изменением любого параметра, входящего в уравнение механической характеристики.

За счет изменения числа пар полюсов при $U_\phi = const$ создается ступенчатое регулирование синхронной скорости. Параметрическое регулирование скорости можно осуществить изменением напряжения при наличии отрицательной обратной связи по скорости.

Наибольший интерес представляет частотное управление или частотное регулирование скорости.

Фазное напряжение статора

$$U_1 = 4,44 f_1 w \Phi. \quad (1)$$

Если $U_1 = const$, то при уменьшении частоты питающей сети магнитный поток автоматически увеличивается, а это приводит к резкому увеличению тока намагничивания и нагреву машины.

Поэтому поддерживают величину напряжения по отношению к частоте статора постоянной.

Существуют следующие законы изменения напряжения в зависимости от частоты: 1) основной закон М.П. Костенко; 2) номинальный; 3) постоянство полного потока; 4) постоянство рабочего потока; 5) постоянство абсолютного скольжения; 6) управление частотой при номинальном напряжении.

В 1925 академик Михаил Полиевктович Костенко сформулировал общий закон, обеспечивающий оптимальные условия работы двигателя в следующей форме: чтобы обеспечить оптимальный режим работы АД при всех значениях частоты и нагрузки, необходимо относительное напряжение двигателя изменять пропорционально произведению относительной частоты на корень квадратный из относительного момента.

Академик М.П. Костенко установил закон управления амплитудой и действующим значением напряжения (или просто напряжения) в зависимости от частоты:

$$\frac{U}{U_{ном}} = \frac{f_1}{f_{1ном}} \sqrt{\frac{M}{M_{ном}}} \quad (2)$$

Обозначим:

$$\frac{U}{U_{ном}} = g, \frac{f_1}{f_{1ном}} = a, \frac{M}{M_{ном}} = m. \quad (3)$$

В относительных единицах

$$g = a \sqrt{m}. \quad (4)$$

Закон получен при пренебрежении падением напряжения в активных сопротивлениях статора и насыщением магнитной цепи.

Управление по закону $U/f=const$ или, что то же самое, $\gamma=\alpha$ является наиболее распространенным частным случаем закона М.П. Костенко.

Номинальный закон предусматривает пропорциональное изменение напряжения в зависимости от частоты $U/f=const$. В данном случае закон изменения напряжения $U=220 \cdot t$, закон изменения частоты $f=50 \cdot t \cdot 2$. Напряжение возрастает до значения $U_n/U=1$, а частоты $f_n/f=1 \dots 0$.

А. А. Булгаков предложил устранить недостаток номинального закона управления напряжением, заключающийся в

уменьшении потока с понижением частоты из-за падения напряжения в первичных активных сопротивлениях двигателя, путем устранения влияния этих сопротивлений на поток двигателя. Им предложены методы IZ - компенсации и IR - компенсации.

Если регулировать напряжение так, чтобы абсолютное скольжение оставалось неизменным при всех частотах, то режим работы двигателя будет близок к режиму по основному закону Костенко. Измерение абсолютного скольжения β проще, чем измерение момента:

$$b = u - a \quad (5)$$

где v и a – частота и скорость вращения ротора в относительных единицах соответственно.

Для визуализации сложного характера переходного процесса предложена модель в MATLAB. Математически переходные процессы в АД описываются системой дифференциальных уравнений, которые по своей природе нелинейные и содержат периодические коэффициенты. Именно поэтому их решение для нахождения зависимостей динамических и статических характеристик удобно проводить в виде компьютерного расчёта.

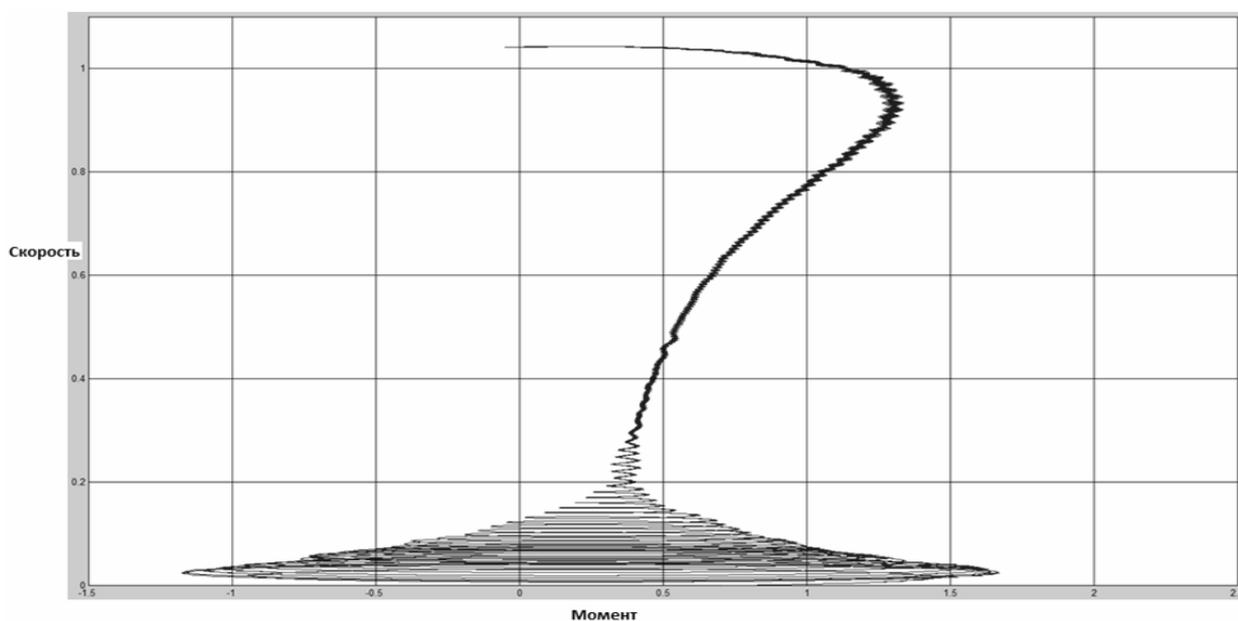


Рисунок 1. Механическая динамическая характеристика пуска двигателя от сети

Составим модель в Simulink:

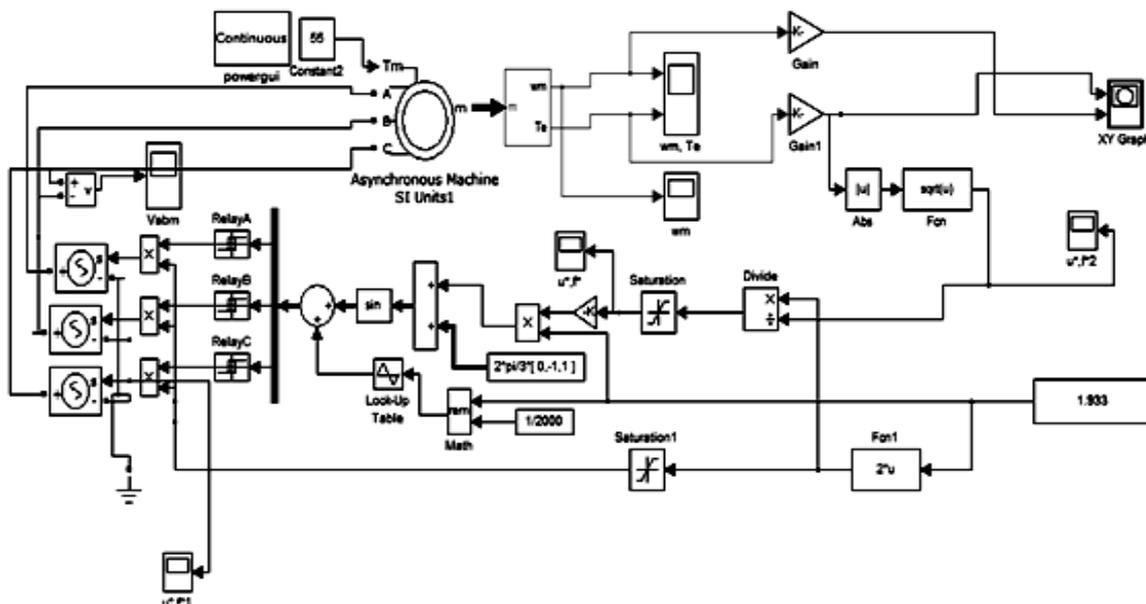


Рисунок 2. Модель системы ПЧ-АД при управлении по закону Костенко

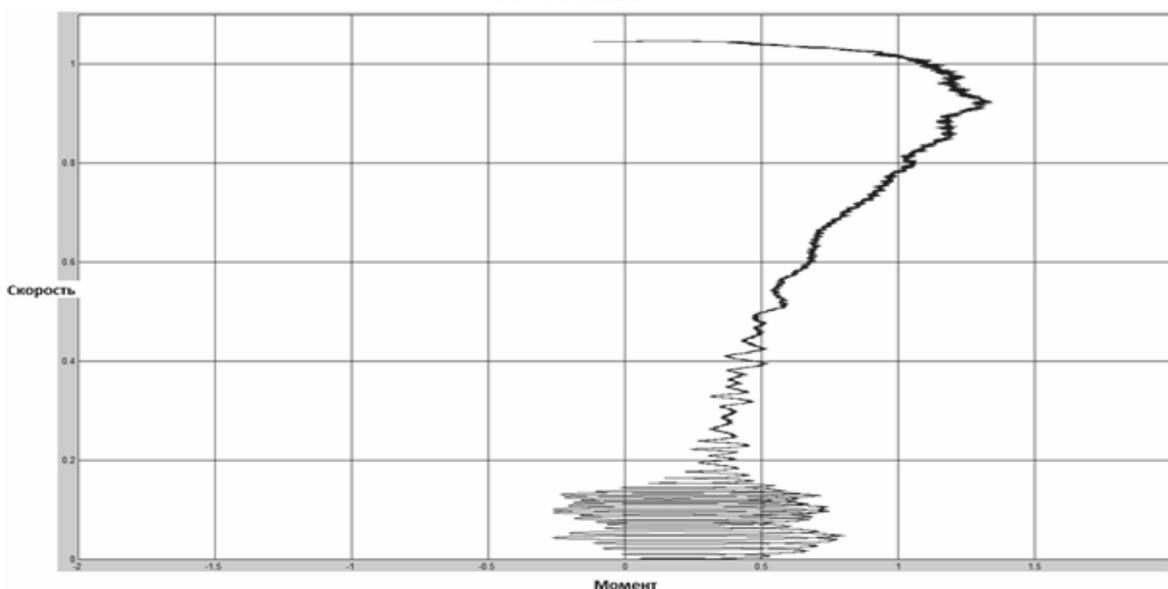


Рисунок 3. Переходные процессы асинхронного двигателя $M(t)$ и $w(t)$ при управлении по закону Костенко

Из характеристики видно, что при пуске двигателя, используя основной закон М. П. Костенко, броски момента при пуске резко уменьшаются, при этом критический момент не изменяется, что благоприятно сказывается на работе машины и её рабочих характеристиках. Но использование данного закона управления не возможно в электроприводах экскаваторов, где требуется качественное регулирование координат на всём диапазоне скоростей.

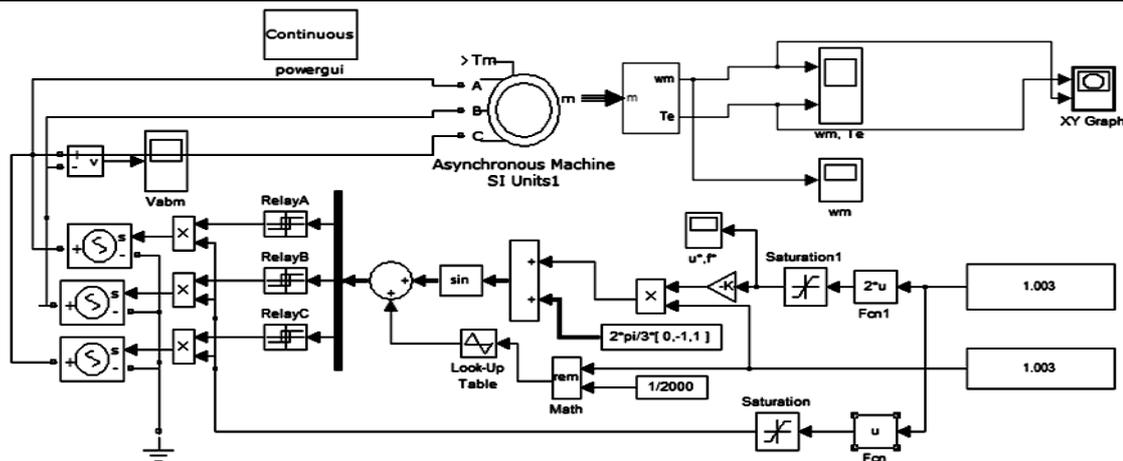


Рисунок 4. Модель системы ПЧ-АД при управлении по законам: номинальному, при номинальном напряжении, при постоянстве абсолютного скольжения и законам IR -компенсации, IZ - компенсации.

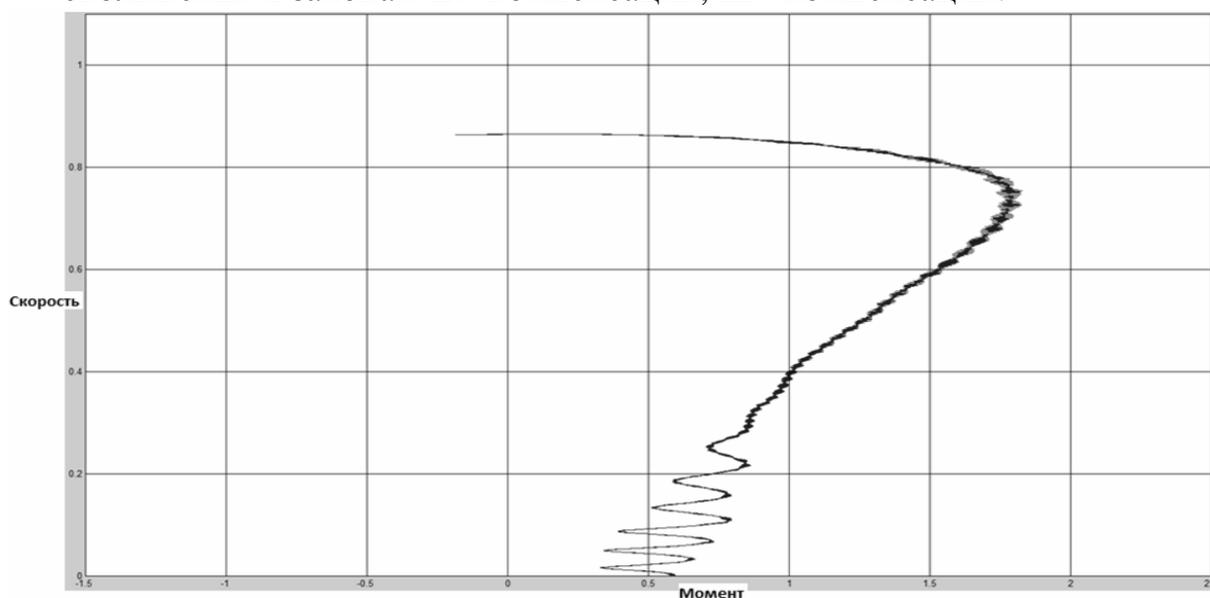


Рисунок 5. Механическая динамическая характеристика пуска двигателя при $U/f=0,5$, $f_n/f=0,8$

Из полученных в ходе моделирования характеристик видно, что f_n/f меняющемся в пределах от 0,5 до 1, момент критический остаётся неизменным, но при дальнейшем уменьшении частоты характеристики резко ухудшаются из-за снижения потока, обусловленного падением напряжения в активных сопротивлениях статора, и броски электромагнитного момента при пуске двигателя уменьшаются. Таким образом, применение данного закона управления так же невозможно в электроприводах экскаваторов.

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология
построения современного электропривода

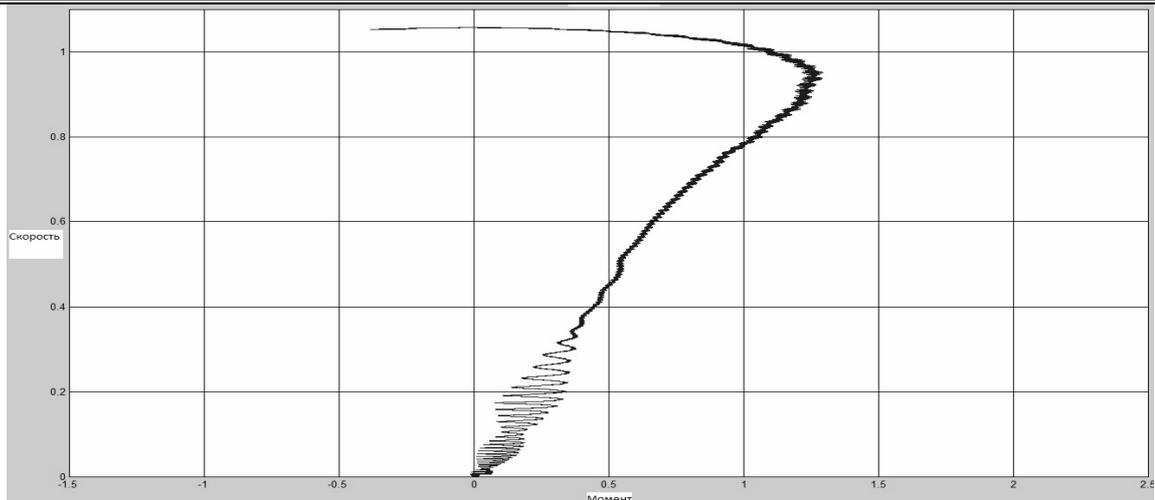


Рисунок 6. Механическая динамическая характеристика пуска двигателя при управлении по закону IR - компенсации, IZ - компенсации



Рисунок 7. Механическая динамическая характеристика пуска двигателя при управлении по закону постоянства абсолютного скольжения

Как видно из полученных характеристик, при IR - компенсации и при IZ - компенсации, пульсации момента при пуске двигателя заметно уменьшаются. Из полученных в ходе моделирования характеристик видно, что наилучшим из законов управления, является закон постоянства абсолютного скольжения, так как он обеспечивает плавное регулирование скорости на всем диапазоне. Но использование данного закона управления невозможно в электроприводах экскаваторов, где требуется качественное регулирование координат на всём диапазоне скоростей при переменной нагрузке. Таким образом, применение

данного закона управления также невозможно в электроприводах экскаваторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: Учебное пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2006, – 94 с.
2. Кочетков, В.П. Основы электромеханики: учеб. пособие для студентов высш. учеб. заведений / В.П. Кочетков [и др.]; под ред. В.П. Кочеткова. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2010. – 624 с.

УДК 622.23.05

ОСОБЕННОСТИ НАСТРОЙКИ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЯТОРАМИ МЕСТНОГО ПРОВЕТРИВАНИЯ УГОЛЬНЫХ ШАХТ

И.П. Маслов^{*}, И.Ю. Семькина^{}**

^{} Кузбасский региональный горный центр охраны труда,
г. Кемерово*

*^{**} Кузбасский государственный технический университет
им. Т.Ф. Горбачева, г. Кемерово*

Работа проводилась при финансовой поддержке Минобрнауки РФ в рамках гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - кандидатов наук (шифр МК-1963.2013.8).

Постановка задачи

Качество проветривания тупиковых выработок газовых шахт (рисунок 1) обеспечивается эффективной работой вентилятора местного проветривания (ВМП), в большинстве случаев оснащенного электроприводом (ЭП). Эффективность работы ВМП в свою очередь существенно зависит от применяемой системы управления.

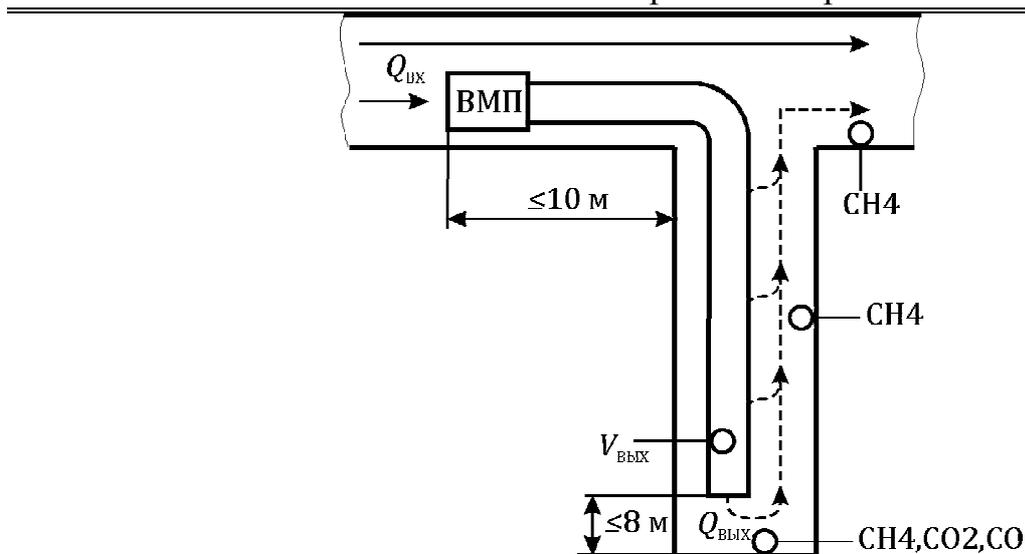


Рисунок 1. Проветривание тупиковой выработки газовой шахты

На практике для ВМП зачастую предусмотрено только управление двигателем вентилятора при помощи пускателей по команде от аппаратуры аэрогазового контроля (АГК). Лишь отдельные производители, например [1], промышленно выпускают частотные преобразователи для систем местного проветривания, которые решают задачу плавного запылнения воздуховода и поддержания заданной производительности ВМП. При этом производительность ВМП определяется в ходе предварительного расчета из условия максимальной подачи воздуха в призабойное пространство для разбавления расчетного объема вредных примесей и на этапе эксплуатации ВМП не меняется. Такой подход хоть и отвечает требованиям нормативной документации [2, 3], но при изменении состава рудничной атмосферы или параметров вентиляционной сети провоцирует нерациональное энергопотребление за счет отсутствия оперативного замкнутого регулирования. Так, производительность ВМП будет сохраняться и при снижении метановыделения в забое и при увеличении утечек в трубопроводе вентиляционной сети, тогда как очевидно, что она должна изменяться.

Ввиду определенного несовершенства нормативной базы, а также ряда технических сложностей общепринятый подход к построению замкнутых систем автоматического управления (САУ) электроприводом ВМП на практике отсутствует. Синтез такой САУ дополнительно осложняется многокритериальностью задачи

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология
построения современного электропривода

управления, поскольку влияние на состав рудничной атмосферы осуществляется только регулированием потока воздуха на выходе вентиляционной сети $Q_{\text{ВЫХ}}$, а количество вредных примесей нормируется по перечню веществ. Таким образом, возникает задача разработки структуры САУ частотно-регулируемым электроприводом ВМП, обеспечивающей поддержание состава рудничной атмосферы в допустимых пределах в соответствии с правилами безопасности.

Методы решения

Согласно нормативной документации [2, 3] для контроля качества рудничной атмосферы используется система АГК, в состав которой входят датчики, контролирующие содержание вредных примесей, в частности анемометр для контроля скорости воздушного потока на выходе вентиляционной сети $V_{\text{ВЫХ}}$ и газоанализаторы, определяющие содержания углекислого газа CO_2 , угарного газа CO и метана CH_4 . Эти датчики устанавливаются в воздуховоде, непосредственно в призабойном пространстве и на исходящей струе тупиковой выработки (рисунок 1). Качество рудничной атмосферы считается допустимым, если в ее составе концентрация вредных примесей не превышает значений, указанных в таблице 1.

Таблица 1
Требования к атмосфере тупиковой выработки

Примесь	Предельно допустимая концентрация
Метан в призабойном пространстве	< 2 %
Метан на исходящей струе тупиковой выработки	< 1 %
Скорость воздуха в призабойном пространстве	0,25-4 м/с
Концентрация кислорода в выработке	> 20 %
Концентрация диоксида углерода в выработке	< 0,5 %
Запыленность воздуха в исходящей струе	< 150 мг/м ³

Для поддержания состава рудничной атмосферы указанных пределах предлагается вариант САУ электроприводом ВМП, общая структура которой показана на рисунке 2, где БР – блок регуляторов; ПЧ – преобразователь частоты; ВС – вентиляционная сеть. Для эффективного функционирования САУ должна интегрироваться с информационной частью системы АГК.

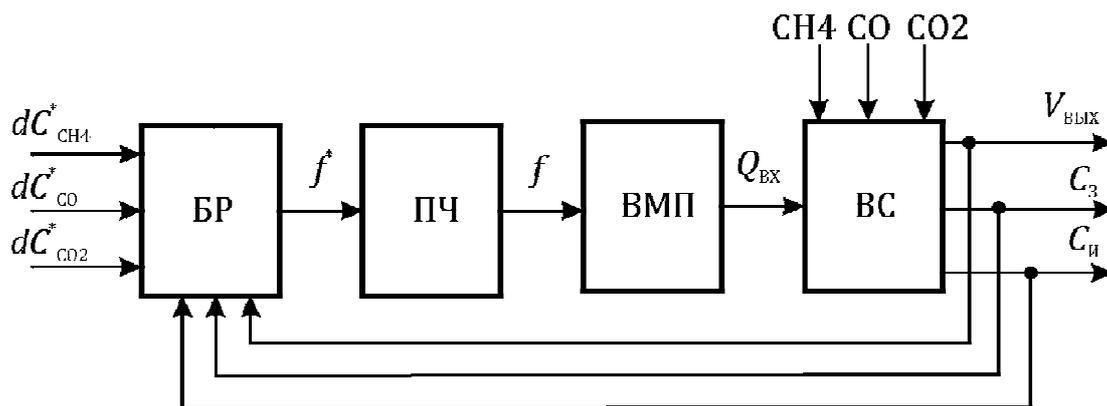


Рисунок 2. Структура САУ ВМП

Структура предлагаемой САУ строится по иерархическому принципу. Во внутреннем контуре за счет изменения потока воздуха $Q_{ВХ}$ на входе ВМП посредством регулирования частоты f подводимого к двигателю напряжения по заданию f^* для ПЧ поток $Q_{ВЫХ}$ поддерживается на заданном уровне $Q_{ВЫХ}^*$. Величина $Q_{ВЫХ}$, используемая в качестве обратной связи, определяется косвенно по $V_{ВЫХ}$, а регулирование осуществляется по отклонению с применением пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора.

Внешний контур регулирования организован по принципу нахождения минимально достаточного задания потока $Q_{ВЫХ}^*$ для разбавления вредных примесей, где в качестве задающих воздействий используются допустимые диапазоны концентраций вредных газов dC_{CH4}^* , dC_{CO}^* и dC_{CO2}^* , а обратные связи организованы по показаниям газоанализаторов в забое C_3 (концентрация CH_4 , CO и CO_2) и на исходящей струе $C_и$ (концентрация CH_4). Структура внешнего контура регулирования показана на рисунке 3.

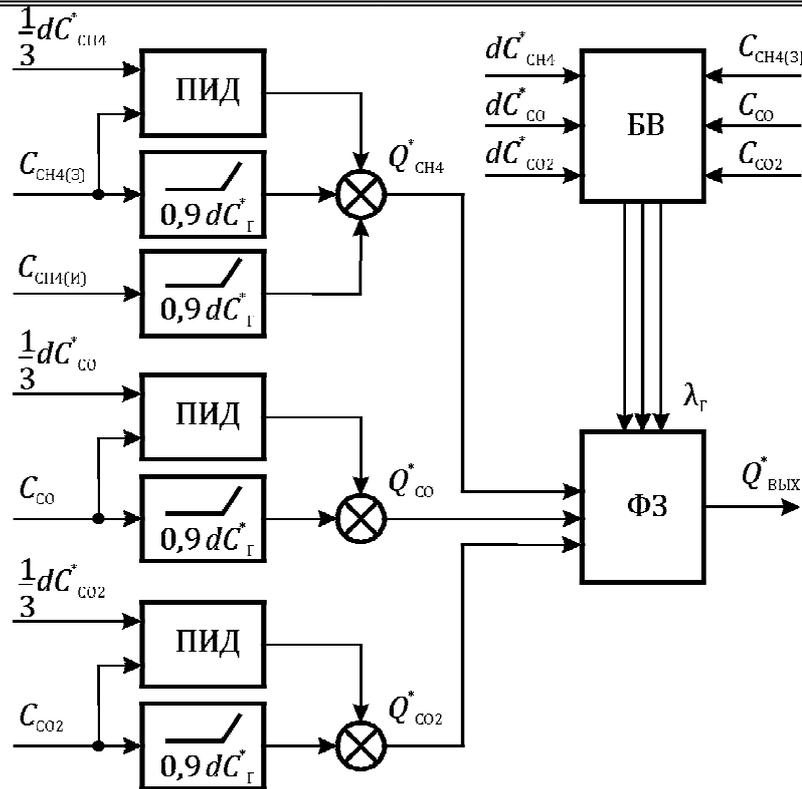


Рисунок 3. Структура внешнего контура регулирования

Для каждого газа (CH_4 , CO и CO_2) определяется заданная концентрация, из соображений безопасности равная одной трети от допустимого диапазона, отклонение от которой регулируется ПИД регулятором. Учитывая возможность внезапного непрогнозируемого повышения концентрации, в дополнение к выходному сигналу регулятора при превышении концентрацией порогового значения в 90 % от допустимого диапазона формируется сигнал усиления. Эти сигналы совместно образуют задание для потока воздуха на выходе ВС, требуемое для разбавления конкретного газа ($Q_{\text{CH}_4}^*$, Q_{CO}^* и $Q_{\text{CO}_2}^*$).

Величины Q_{Γ}^* , где Γ – индекс, обозначающий тип газа: CH_4 , CO_2 или CO , будут отличаться и, поскольку концентрация каждого из газов должна лежать в пределах диапазона dC_{Γ}^* , задача управления приобретает многокритериальный характер. Для ее решения предлагается применить метода взвешивания, где весовой коэффициент каждого задания потока воздуха определяется в блоке взвешивания (БВ) по степени близости концентрации газа к границе допустимого диапазона:

$$I_{\Gamma} = \left(1 - \frac{dC_{\Gamma}^* - C_{\Gamma}}{dC_{\Gamma}^*} \right).$$

Итоговое значение $Q_{\text{ВЫХ}}^*$ определяется формирователем задания (ФЗ) по среднегеометрическому принципу:

$$Q_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{Q_{\text{CH}_4}^* \cdot I_{\text{CH}_4} + Q_{\text{CO}}^* \cdot I_{\text{CO}} + Q_{\text{CO}_2}^* \cdot I_{\text{CO}_2}}{I_{\text{CH}_4} + I_{\text{CO}} + I_{\text{CO}_2}}.$$

Следует отметить, что в соответствии с таблицей 1 величина рассчитанного потока $Q_{\text{ВЫХ}}^*$ ограничивается как сверху, так и снизу для соблюдения требований правил безопасности в отношении скорости воздуха в призабойном пространстве.

Таким образом, чем ближе текущая концентрация газа к границе диапазона, тем больший она вносит вклад в $Q_{\text{ВЫХ}}^*$. При этом соблюдаются как нормы безопасности, так и энергетической эффективности, постольку при снижении газовыделения подача ВМП также снизится.

Для исследования предложенной САУ электроприводом ВМП в среде Matlab/Simulink была разработана модель, где вентиляционная система рассматривалась как нестационарный многосвязный объект с распределенными параметрами, уравнение которого в частных производных решалось разбиением ВС на интервалы по длине, численно равные стандартной длине секции вентиляционного трубопровода, а процесс перемешивания примесей описывался уравнениями конвективно-турбулентной диффузии [4]. ВМП рассматривался как электромеханическая система, включающая идеализированный ПЧ, асинхронный электродвигатель, который описывался уравнениями обобщенной электрической машины, и механическую подсистему с одномассовой расчетной схемой [5].

Газовыделение предполагалось из сосредоточенного источника, расположенного в призабойном пространстве. В качестве модели газовыделения применялся генератор случайных чисел с нормальным законом распределения, математическое ожидание которого принято равным расчетной газоносности, а среднеквадратичное отклонение – половине dC_{Γ}^* .

Указанная модель обладает нелинейными свойствами, что дополнительно ставит задачу настройки ПИД регуляторов,

входящих в состав предлагаемой САУ, поскольку нелинейность объекта управления формально препятствует применению традиционных методов линейной теории автоматического управления. В то же время, согласно [6] переходные процессы системы ВМП – ВС достаточно точно аппроксимируются инерционным звеном второго порядка с запаздыванием, параметры которого можно определить по опыту запуска.

Исходя из этого, для настройки регуляторов САУ была произведена идентификация системы ПЧ – ВМП – ВС как объекта управления при ступенчатом задании управляющего воздействия различной интенсивности. В ходе идентификации система ПЧ – ВМП – ВС описана передаточной функцией:

$$W_Q(p) = \frac{k}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2)p + 1} \cdot e^{-T_3 p}, \quad (1)$$

где T_1, T_2, T_3 – постоянные времени; k – коэффициент усиления, а каждый из параметров имеет нелинейную зависимость от заданного потока воздуха на выходе вентиляционной сети $Q^*_{\text{ВЫХ}}$, которая приведена на рисунке 4.

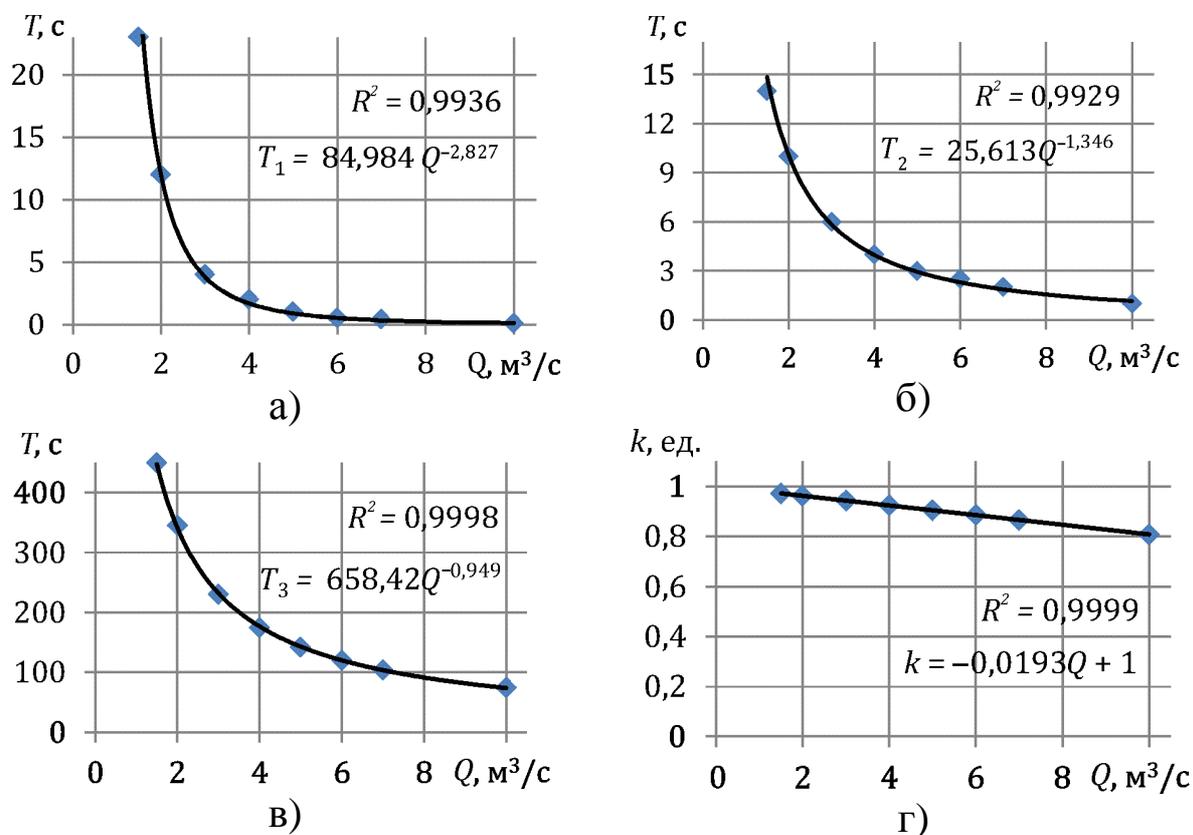


Рисунок 4. Параметры передаточной функции системы ПЧ – ВМП – ВС

Аналогичным образом идентифицирована передаточная функция, описывающая изменение концентрации метана в призабойном пространстве:

$$W_{\text{CH}_4}(p) = \frac{k_{1(\text{CH}_4)}}{T_{\text{CH}_4} \cdot p + 1} + \frac{k_{2(\text{CH}_4)}}{p}, \quad (2)$$

где T_{CH_4} – постоянная времени, $k_{1(\text{CH}_4)}$, $k_{2(\text{CH}_4)}$ – коэффициенты усиления, а их зависимость от потока воздуха приведена на рисунке 5.

Для других вредных газов структура передаточной функции идентична выражению (2), а зависимости соответствующих параметров описываются следующими уравнениями.

Для CO:

$$T_{\text{CO}} = 103,84Q^{-1,081};$$

$$k_{1(\text{CO})} = 84,769Q^{-0,904};$$

$$k_{2(\text{CO})} = 0,0003Q^{-1,833}.$$

Для CO₂:

$$T_{\text{CO}_2} = 144,38 \cdot Q^{-0,867};$$

$$k_{1(\text{CO}_2)} = 4,1946Q^{-1,296};$$

$$k_{2(\text{CO}_2)} = 0,00005Q^{-2,146}.$$

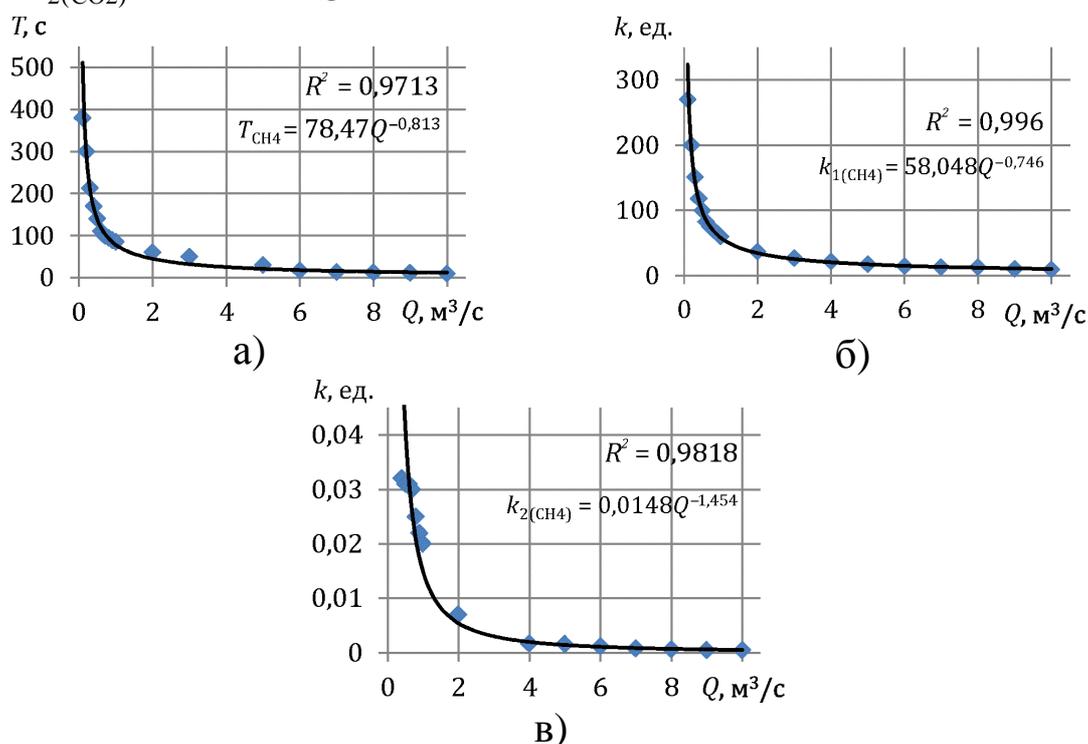


Рисунок 5. Параметры передаточной функции по метану

По итогам идентификации рассмотренных объектов управления (1) и (2) произведена настройка регуляторов на технический оптимум, в результате которой получены адаптивные по управляющему воздействию регулятор потока воздуха $W_Q(p)$ и регуляторы $W_\Gamma(p)$ концентрации каждого вредного газа (CH₄, CO и CO₂), структура которых формируется методом параметрирования стандартного промышленного ПИД регулятора с входным фильтром:

$$W_Q(p) = \frac{T_1 T_3 + T_2 T_3 + T_1 T_2}{kT} \cdot p + \frac{T_1 + T_2 + T_3}{kT} + \frac{1}{kT \cdot p};$$

$$W_\Gamma(p) = \left(\frac{T_\Gamma}{k_{2(\Gamma)} T} \cdot p + \frac{1}{k_{2(\Gamma)} T} \right) \cdot \frac{1}{\frac{k_{1(\Gamma)} + k_{2(\Gamma)} \cdot T_\Gamma}{k_{2(\Gamma)}} \cdot p + 1},$$

где T – выбранная инерционность регулятора.

Результаты и выводы

С использованием описанной модели были произведены вычислительные эксперименты предложенной САУ электроприводами ВМП с адаптивными регуляторами. Моделирование производилось для интервала времени 1000 с начиная с запуска ВМП из отключенного состояния, а полученные результаты переведены на рисунке 6. В ходе моделирования установлено, что по окончании запуска ВМП, концентрация ни по одному из газов C_Γ не превысила dC_Γ^* , что позволяет сделать вывод об эффективности предлагаемой САУ.

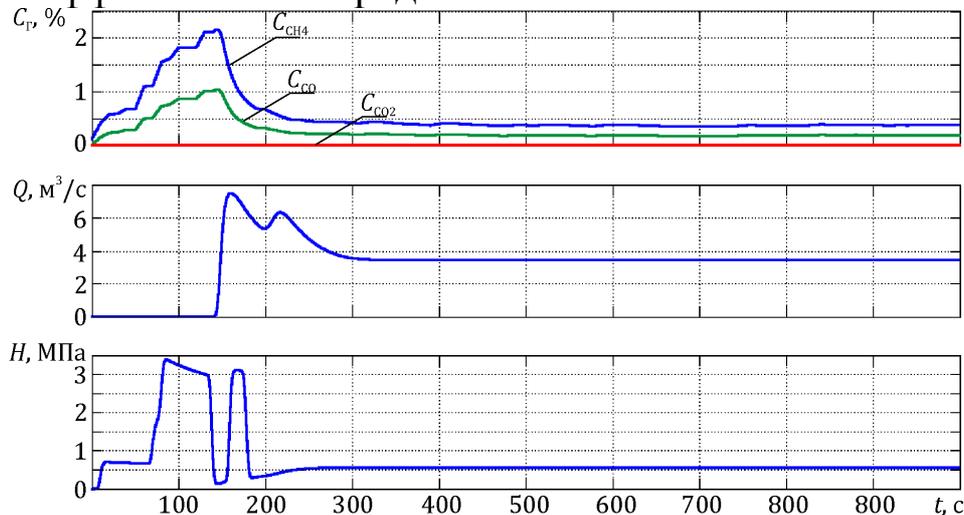


Рисунок 6. Результаты моделирования

Заниженное относительно одной трети от $dC^*_Г$ значение концентраций опасных газов объясняется ограничением снизу величины $Q^*_{ВЫХ}$ для обеспечения требуемой минимальной скорости воздушного потока в выработке $V_{ВЫХ}$. Тем не менее, производительность вентилятора даже в этом режиме оказывается ниже номинальной, что свидетельствует об экономии электроэнергии, потенциально возникающей при внедрении предлагаемой САУ электроприводом ВМП.

Следует отметить, что предлагаемая САУ рассчитана на использование в нормальном режиме работы системы вентиляции, а для режимов заполнения воздухопровода и разгазирования должны применяться отдельные системы управления. Таким образом, с помощью вычислительных экспериментов подтверждены как допустимость практической реализации предложенной системы автоматического управления с точки зрения соответствия состава рудничной атмосферы требованиям правил безопасности, так и достижимость эффекта экономии электроэнергии.

Список литературы

1. ЧПВП - частотный преобразователь вентилятора проветривания. – <http://www.elektro-mashina.ru/section/213.html> (дата обращения 20.08.2014).
2. ПБ 05-618-03 «Правила безопасности в угольных шахтах». Утверждены Постановлением Госгортехнадзора РФ от 05.06.03 № 50 (редакция от 20.12.10).
3. Положение об аэрогазовом контроле в угольных шахтах. Утверждено приказом Федеральной службы по экологическому, технологическому и атомному надзору от 1 декабря 2011 г. N 678.
4. Петров Н.Н. Метод моделирования воздействия внезапного выброса угля и газа на режим проветривания шахты / Н.Н. Петров, М.Ю. Шишкин, С.В. Линев // Управление вентиляцией и газодинамическими процессами в шахтах: сборник научных трудов. – Новосибирск: ИГД СО АН СССР, 1989. – С. 138-145.
5. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учеб. пособие для студ. вузов / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков. – М.: Академия, 2004. – 256 с.

6. Глебов Р.С. Практические аспекты идентификации математической модели вентиляционной установки / Р.С. Глебов, М.П. Туманов, С.С. Антюшин // Естественные и технические науки. – 2012. – № 2. – С. 330-339.

УДК 62-83

СТРУКТУРА ДАТЧИКА ЭДС В СИСТЕМЕ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ

Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик

*Сибирский государственный индустриальный университет,
г. Новокузнецк*

В работе представлено исследование различных структур датчика ЭДС в двухконтурной системе автоматического регулирования скорости с внешним контуром ЭДС и внутренним контуром напряжения электропривода шахтной подъемной установки для обеспечения требуемых показателей качества управления и робастности.

Ключевые слова: электропривод, шахтная подъемная установка, датчик ЭДС, система автоматического управления, регулятор ЭДС.

В рамках исследования ставится задача не точности выделения ЭДС, а обеспечения качества управления выходной координатой скоростью электропривода с учетом ограничений. Поэтому следует рассматривать способы выделения ЭДС как способы параллельной коррекции системы и оптимизацию производить исходя из показателей качества регулирования координат.

Для целей оптимизации системы введем понятие целевой функции и проведем исследование в широком диапазоне изменения параметров.

В результате решения различных модельных задач установлено, что при выполнении синтеза системы достаточно контролировать степень колебательности и перерегулирование по управляемой переменной [1].

Электропривод подъемной установки не обрабатывает ступенчатое изменение задающего воздействия. Скорость нарастания задающего воздействия ограничена задатчиком интенсивности. Основным показателем качества управления в таком случае выступает поведение тока якорной цепи. Идеальной считается трапецеидальная диаграмма тока с ограничением производной по току на уровне $5I_n$ за секунду для коллекторных машин постоянного тока. Перерегулирование в токе, определяемое параметром колебательности, должно быть на уровне 5 % от установившегося значения.

Эталонный ток при пуске двигателя от задатчика интенсивности в холостую выберем в виде трапеции. Нарастание тока должно составить $5I_n$ в секунду, что для нашего случая при постоянной задатчика интенсивности $T_{зи} = 10$ с составит 0,15 с. Динамический ток (установившееся значение тока при пуске) зависит только от механической постоянной времени электропривода.

На основании приведенных рассуждений определим понятие целевой функции как квадрат разности между эталонным током и полученным в результате моделирования при пуске электропривода от задатчика интенсивности. Дополнительно ограничим эталонную функцию, воспользовавшись улучшенной интегральной оценкой [2] с постоянной времени $T_{эталон} = T_э = 0.1$ с.

График эталонной функции приведен на рисунке 1.

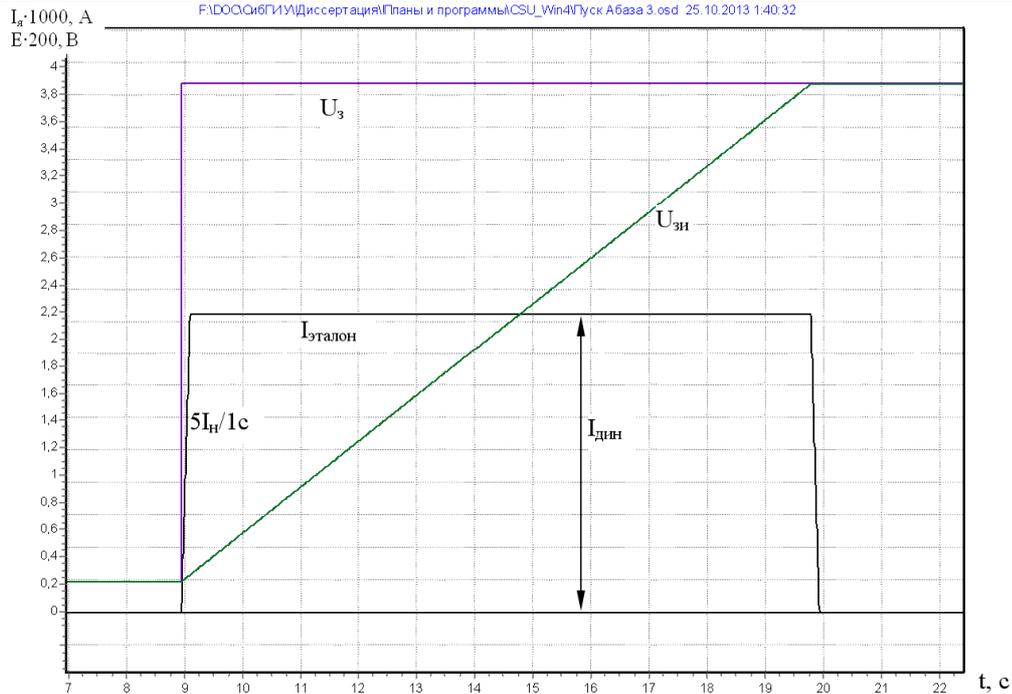


Рисунок 1. График эталонной функции тока и задающего воздействия

Для ограничения перерегулирования воспользуемся методом штрафных функций [4] и введем, что при условии превышения на 5 % величины тока над эквивалентным разность ошибки увеличивается в 100 раз, тем самым практически устанавливается барьер на превышение тока 5 % зоны. Выражение для целевой функции F_i будет

$$F_i = \int_a^b \left((I - I_{\text{эталон}}) + 100(I - I_{\text{эталон}})(I > 1.05I_{\text{эталон}}) \right)^2 dt \quad (1)$$

где a , b – границы интервала, в котором производится анализ, a – начало подачи линейно нарастающего воздействия от задатчика интенсивности на систему (0 с); b – окончание переходного процесса в токе и достижение им значения $I_{\text{дин}}$.

Примем $b = 10$ с как полное время разгона, определяемое задатчиком интенсивности.

В дискретном времени в цифровой модели целевая функция F_{id} представляется как

$$F_{id} = dt \sum_{i=0}^{(b-a)/dt} \left((I - I_{\text{эталон}}) + 100(I - I_{\text{эталон}})(I > 1.05I_{\text{эталон}}) \right)^2 \quad (2)$$

где dt – интервал дискретизации модели.

Рассмотрим способ выделения ЭДС, предложенный в работе [3]. Структурная схема такого способа измерения представлена на

рисунке 2. В отличие от предыдущего способа в канал жесткой обратной связи по напряжению вводится модель двигателя по управлению $W_{\partial\sigma}^{U_2}(p)$.

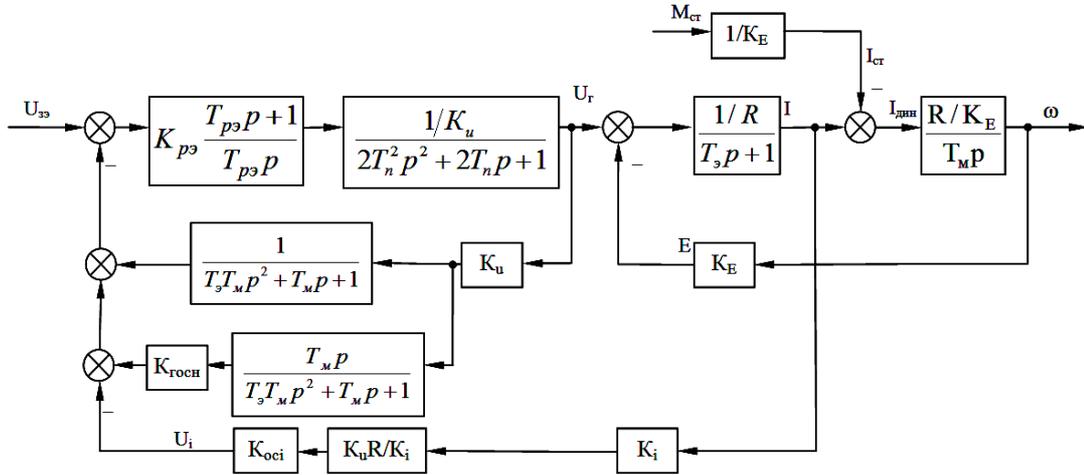


Рисунок 2. Структурная схема контура ЭДС при измерении ЭДС по выражению

Такая структура выступает в качестве модели двигателя по управлению. Найдем изображение ЭДС, измеряемой таким образом:

$$\begin{aligned}
 E_{\text{изм1}}(p) &= U_2(p) \frac{1}{T_\sigma T_M p^2 + T_M p + 1} + U_2(p) \frac{T_M p}{T_\sigma T_M p^2 + T_M p + 1} - \\
 - I_\sigma(p) R_\sigma &= U_2(p) \left(\frac{1}{T_\sigma T_M p^2 + T_M p + 1} + \frac{T_M p}{T_\sigma T_M p^2 + T_M p + 1} - \right. \\
 \left. - \frac{T_M p}{T_\sigma T_M p^2 + T_M p + 1} \right) &= \frac{U_2(p)}{T_\sigma T_M p^2 + T_M p + 1} = W_{\partial\sigma}^{U_2}(p) U_2(p) = E_{\text{реал}}^{\text{упр}}(p).
 \end{aligned} \quad (3)$$

При таком способе измерения, при совпадении параметров гибких обратных связей с действительными параметрами двигателя, можно наблюдать совпадение измеренной и действительной ЭДС двигателя при реакции на управляющее воздействие. Получаем нулевую ошибку при выделении ЭДС по каналу управления.

Рассмотрим реакцию системы на возмущающее воздействие. Для разомкнутой системы реакция на возмущающее воздействие в действительной ЭДС ($E_{\text{реал}}$) и токе, который входит в измеряемую ЭДС, отличается на величину форсировки ($T_\sigma p + 1$):

$$W_{\text{дв}}^{\text{Мсс}}(p) = \frac{E_{\text{реал}}^{\text{ГОЗМ}}(p)}{M_{\text{см}}(p)} = \frac{R / K_E (T_{\text{э}} p + 1)}{T_{\text{э}} T_{\text{м}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1} \quad (4)$$

В замкнутой же системе отличия будут другими, так как на передаточную функцию будет влиять контур ЭДС. Ниже представлена оптимизация с использованием методов оптимизации.

Переходный процесс в настроенной системе представлен на рисунке 3.

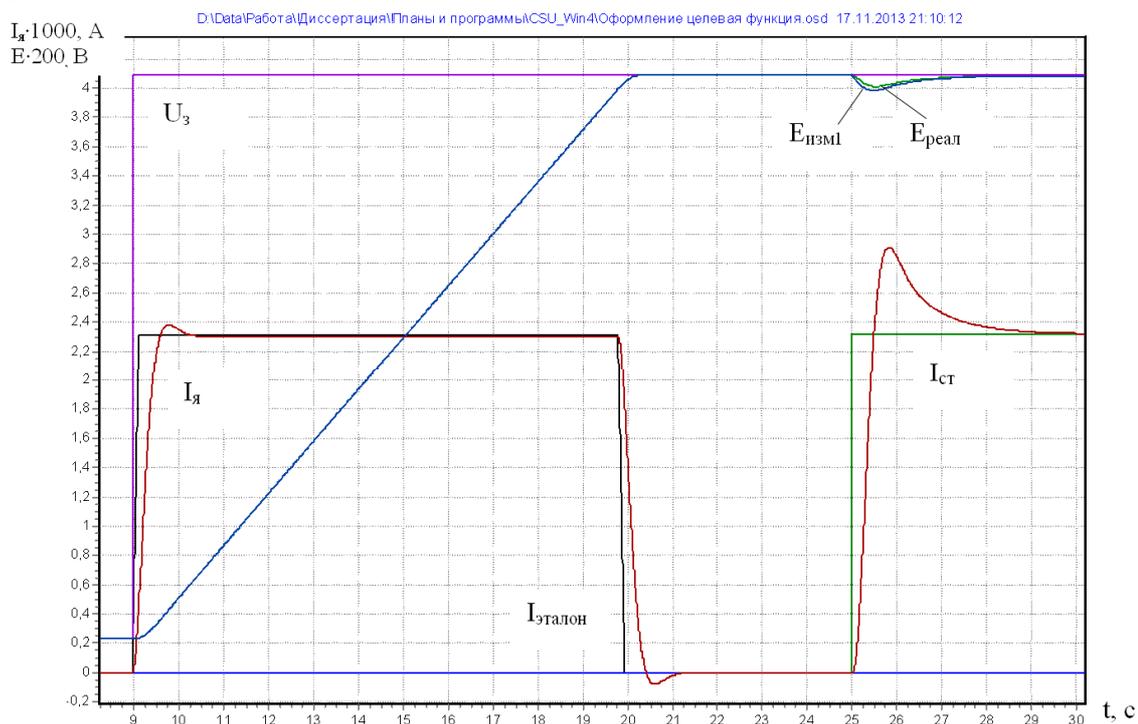


Рисунок 3. Пуск и наброс нагрузки в контуре ЭДС при использовании $E_{\text{изм1}}$

Предложенный способ измерения ЭДС обладает отсутствием ошибки при обработке управляющего воздействия и незначительной динамической ошибкой, при обработке возмущающего воздействия.

Недостатком этого способа выделения ЭДС следует отметить чувствительность измеренной ЭДС, а следовательно, и реакции замкнутого контура к параметрам объекта управления. Небольшие изменения электромеханической и механической постоянных времени приводят в существенному увеличению колебательности в переходном процессе тока. Снижение электромеханической

постоянной более чем на 30 % приводит к неустойчивому переходному процессу.

Рассмотрим упрощенный датчик ЭДС, предложенный в работе [3]. Гибкая обратная связь по напряжению выступает в этом случае как компенсация динамической составляющей полного якорного тока двигателя. Кроме гибкой связи по напряжению, присутствует жесткая связь по напряжению вместо модели двигателя по каналу управления, как в предыдущем случае (рисунок 2). Структура изображена на рисунке 4.

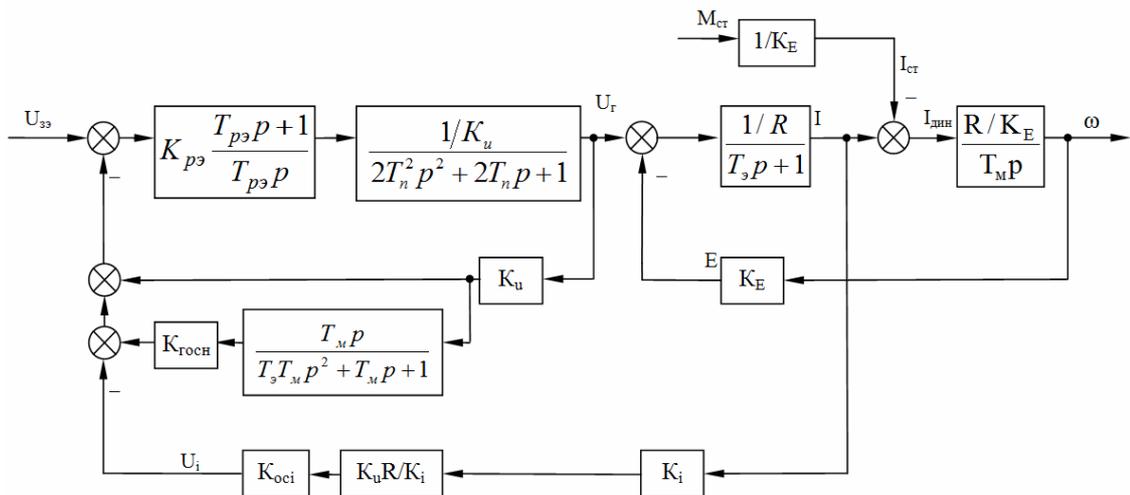


Рисунок 4. Структурная схема контура ЭДС с гибкой обратной связью по напряжению

Найдем изображение измеренной ЭДС при использовании такой связи при реакции двигателя по каналу управления; коэффициенты $K_{\text{очсн}}$ и $K_{\text{очс}}$ выбраны равными единице:

$$\begin{aligned}
 E_{\text{изм}2}(p) &= U_2(p) + U_2(p) \frac{T_M p}{T_{\text{я}} T_M p^2 + T_M p + 1} - I_{\text{я}}(p) R_{\text{я}} = \\
 &= U_2(p) \left(1 + \frac{T_M p}{T_{\text{я}} T_M p^2 + T_M p + 1} - \frac{T_M p}{T_{\text{я}} T_M p^2 + T_M p + 1} \right) = U_2(p).
 \end{aligned} \tag{5}$$

Получается компенсация действия тока по каналу управления и в результате остается только сигнал напряжения генератора. Какой бы величиной не был регулятор ЭДС, система в таком случае получается разомкнутой, и выходная величина соответствует напряжению генератора, а не скорости. Напряжение генератора стремится в таком случае повторить задание, а двигатель ведет себя как в разомкнутой системе с передаточной функцией:

$$W_{\text{дв}}^{U_2}(p) = \frac{E_{\text{реал}}^{\text{упр}}(p)}{U_2(p)} = \frac{1}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p + 1} \quad (6)$$

Такой способ выделения ЭДС компенсирует только статическую составляющую тока, при этом датчик статического тока в этом случае обладает некоторым запаздыванием, что затягивает переходный процесс отработки возмущения (см. рисунок 5). Преимущества такого способа выделения ЭДС в том, что система не теряет устойчивости при больших значениях коэффициента усиления регулятора ЭДС ($K_{\text{рЭ}}$). Также система имеет меньшую чувствительность к шумам по каналам измерения тока и напряжения в среднечастотном диапазоне. Недостатки предложенного способа заключаются в значительной динамической ошибке и низком быстродействии системы.



Рисунок 5. Переходный процесс в контуре ЭДС при использовании структуры, представленной на рисунке

Уменьшение чувствительности к изменениям параметров объекта управления возможно за счет упрощения обратной связи по напряжению, отвечающей за модель двигателя. Жесткая

обратная связь по напряжению дает увеличение устойчивости, но существенно затягивает переходный процесс.

Компромисс можно найти, если использовать в качестве модели двигателя апериодическое звено первого порядка. Увеличение постоянной времени улучшает динамику (скорость нарастания тока), но ухудшает устойчивость системы. Датчик ЭДС в этом случае будет выдавать следующее значение ЭДС

$$E_{изм3}(p) = U_2(p) \frac{1}{T_{\phi n} p + 1} + U_2(p) \frac{T_m p}{T_{я} T_m p^2 + T_m p + 1} - I_{я}(p) R_{я} =$$

$$= U_2(p) \left(\frac{1}{T_{\phi n} p + 1} + \frac{T_m p}{T_{я} T_m p^2 + T_m p + 1} - \frac{T_m p}{T_{я} T_m p^2 + T_m p + 1} \right) = \frac{U_2(p)}{T_{\phi n} p + 1}. \quad (7)$$

На рисунке 7 приведен переходный процесс с моделью двигателя в датчике ЭДС в виде апериодического звена с постоянной времени $T_{\phi n} = T_1 = 0,887$ с.

Для определения динамических ошибок по скорости определим передаточную функцию замкнутой системы:

$$W_w(p) = \frac{w(p)}{U_{zu}(p)} = W_{зкэ}(p) W_{дв}(p) =$$

$$= \frac{K_{PЭ} \frac{T_{pэ} p + 1}{T_{pэ} p} \frac{1/K_u}{2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1}}{1 + K_{PЭ} \frac{T_{pэ} p + 1}{T_{pэ} p} \frac{1/K_u}{2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1} \frac{K_u}{T_{я} T_m p^2 + T_m p + 1}} =$$

$$= \frac{K_{PЭ} (T_{pэ} p + 1) 1/K_u}{(2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1) T_{pэ} p + K_{PЭ}} \frac{1/K_E}{T_{я} T_m p^2 + T_m p + 1} =$$

$$= \frac{1/K_u}{(2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1) \frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}} p + 1} \frac{1/K_E}{T_2 p + 1} \quad (8)$$

Найдем кинетическую ошибку в рассматриваемом случае, для передаточной функции:

$$W_w(p) = \frac{1/K_u}{\left(2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1\right) \frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}} p + 1} \frac{1/K_E}{T_2 p + 1} =$$

$$= \frac{1/K_u K_E}{2T_n^2 T_2 \frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}} p^4 + 2T_n (T_n + T_2) \frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}} p^3 + (2T_n + T_2) \frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}} p^2 + \left(\frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}} + T_2\right) p + 1}$$

Тогда

$$c_0 = W_w(p) \Big|_{p=0} = \frac{1}{K_u K_E};$$

$$c_1 = \frac{dW_w(p)}{dp} \Big|_{p=0} = \left(\frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}} + T_2\right) \frac{1}{K_u K_E}.$$

Кинетическая ошибка системы в этом случае составит $\left(\frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}} + T_2\right) u$, где u – скорость изменения входной величины, определяемая задатчиком интенсивности.

Структурная схема контра ЭДС при использовании способа измерения, описываемого формулой, представлена на рисунке 6. Переходный процесс пуска (рисунок 7) при коэффициенте $K_{PЭ}$, оптимальным для $E_{изм1}$, показывает отсутствия перерегулирования при переходном процессе в токе менее 1 с.

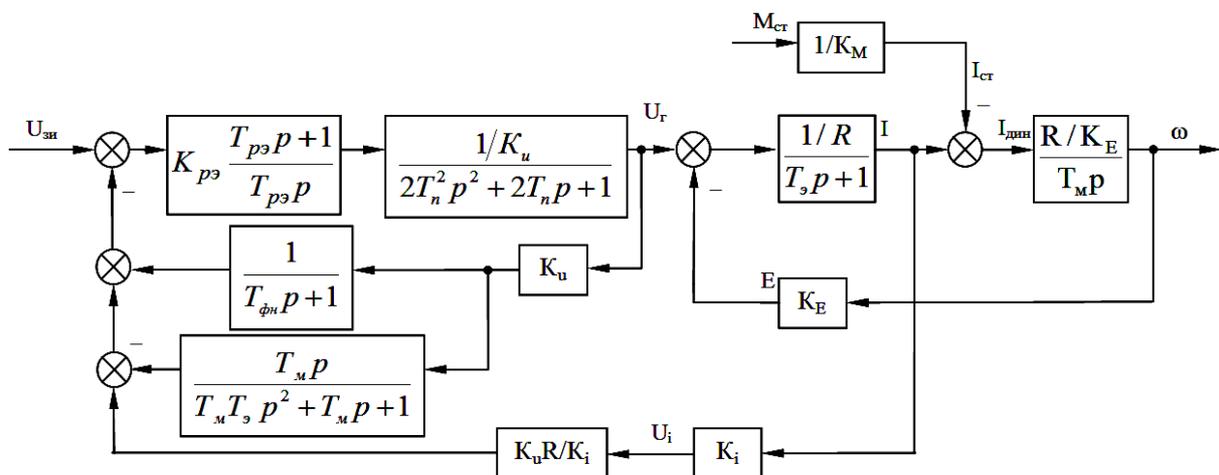


Рисунок 6. Структурная схема контра ЭДС при измерении ЭДС третьим способом

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология построения современного электропривода

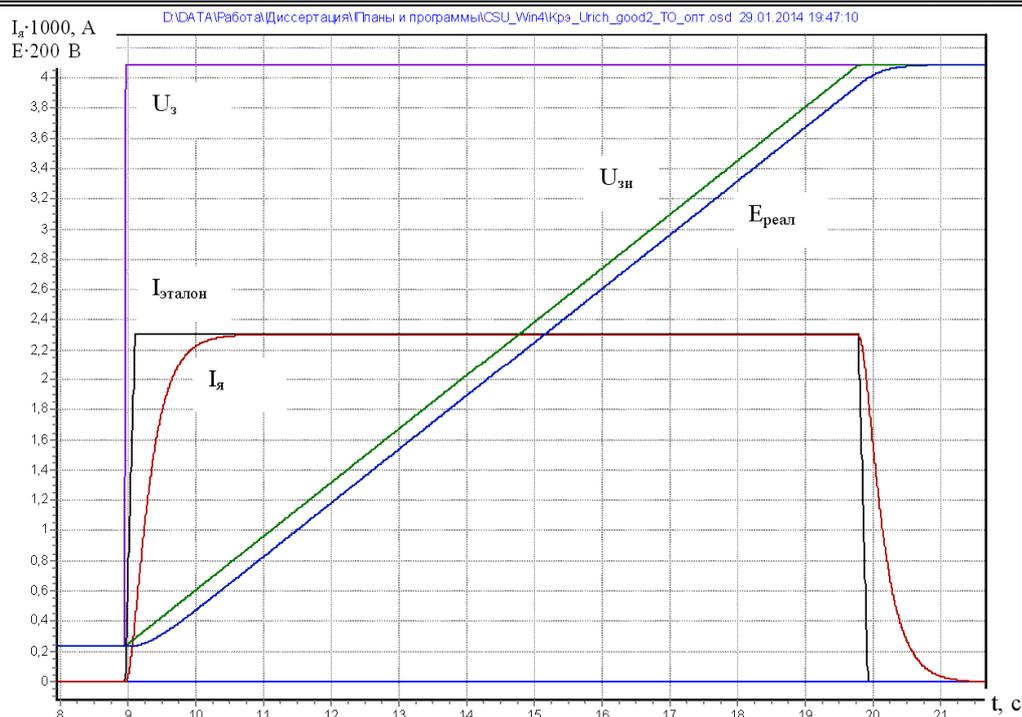


Рисунок 7. Пуск в контуре ЭДС при использовании $E_{изм3}$

Последняя система обладает достаточным быстродействием и устойчивостью к шумам и изменениям параметров объекта управления.

Исследуем представленные структуры при изменении коэффициента усиления регулятора ЭДС. На рисунке 8 приведена зависимость величины среднеквадратичного отклонения тока при пуске двигателя от эталонного тока для первого, второго и третьего способов измерения ЭДС. Увеличение коэффициента усиления $K_{рЭ}$ для $E_{изм1}$ выше определенного значения приводит к резкому возрастанию целевой функции за счет штрафа за перерегулирование тока. Второй график ($I_{цф}$ $E_{изм1}$ колебат) приведен для целевой функции с отсутствием штрафа за перерегулирование. В третьем случае ($E_{изм2}$) значения оптимального коэффициента получить не удастся, так как чем больше коэффициент усиления, тем меньше целевая функция.

Для первого варианта $E_{изм1}$ оптимальный коэффициент равен 3.4, что совпадает с настройкой при идеальном датчике ЭДС. Для $E_{изм3}$ оптимум целевой функции находится при значении 14, но при этом значительно возрастает влияние помех. Примем коэффициент $K_{рЭ}$, оптимальный для идеального датчика, при использовании

$E_{изм3}$. Соответствующий этой настройке переходный процесс приведен на рисунке 7.

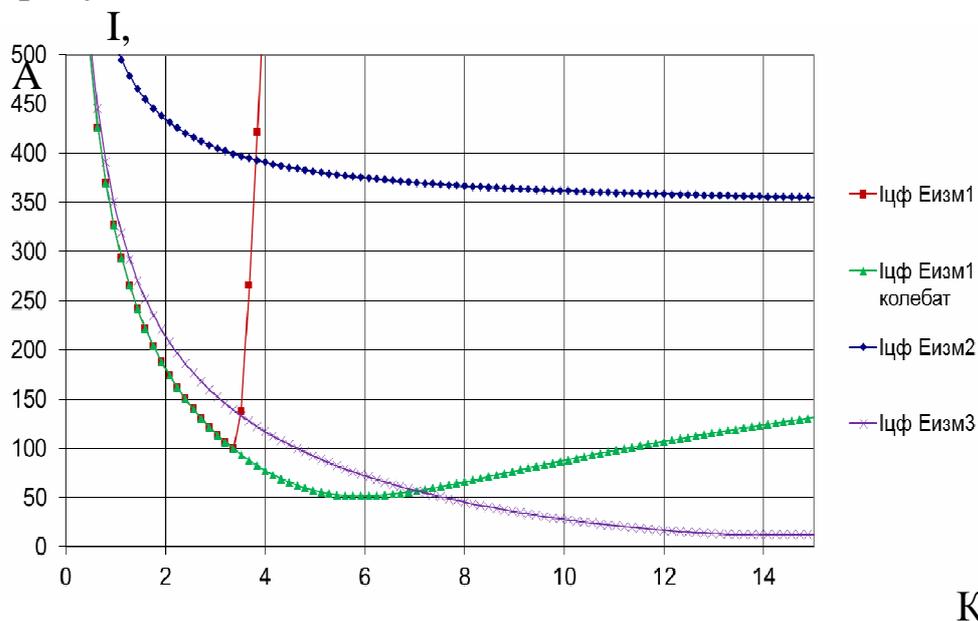


Рисунок 8. Значение среднеквадратичного отклонения тока от эталонного при изменении коэффициента усиления регулятора ЭДС

Система управления, представленная на рисунке 6, является наилучшей из предложенных. Данная структура системы управления выбрана в качестве основной при дальнейшей реализации цифровой системы управления.

Выбранная структура системы автоматического регулирования скорости реализована на электроприводе шахтной подъемной установки ЦР6х3.2/0,75 ООО «Абаканский рудник», показала свою работоспособность и обеспечила требуемое качество управления электропривода.

Список использованной литературы

1. Крутько П.Д. Алгоритмы и программы проектирования автоматических систем / Крутько П.Д., Максимов А.И., Скворцов Л.М.; Под. ред. Крутько. – М.: Радио и связь, 1988. – 306 с.
2. Гольдфарб, Л.С. Теория автоматического управления учебник для вузов : в 2 ч. // Гольдфарб [и др.] ; под ред. А.В. Нетушила. – М. : Высшая школа , 1968. – 424 с.

3. Островляничик В.Ю. Автоматический Электропривод постоянного тока горно-металлургического производства. Учебное пособие. – Новокузнецк: СибГИУ, 2004. – 383 с.
4. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике: В 2-х кн. Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 245 с.

УДК 62-83

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА Э.Д.С. В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С НЕЗАВИСИМЫМ КАНАЛОМ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЕМ

А. К. Мурышкин, П. Н. Кунинин

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Предлагаемый вашему вниманию материал является логическим продолжением публикации [1], поэтому авторы сочли возможным использовать сквозную нумерацию формул.

Для выработки в режиме торможения свободным выбегом дополнительного воздействия, которое через канал управления полем устраняло бы отклонение э.д.с. от заданного уровня E_o и защищало двигатель от перенапряжения, в электроприводах с независимым управлением полем необходимо предусмотреть дополнительный регулятор э.д.с. Чтобы не усложнять систему управления ограничимся первым порядком дифференциального уравнения регулятора и рассмотрим следующий алгоритм его функционирования:

$$a_{1э} \frac{dI_{вэ}}{dt} + a_{2э} I_{вэ} = k_{пэ} \left(b_{1э} \frac{d\Delta E}{dt} + \Delta E \right), \quad (1)$$

где $\Delta E = E_o - E$;

$k_{пэ}$ - коэффициент передачи регулятора э.д.с.;

$a_{1э}, a_{2э}, b_{1э}$ - неопределенные коэффициенты соответствующих размерностей.

Снижение скорости двигателя от максимальной до основной происходит на линейном участке кривой намагничивания. Поэтому

характер изменения потока возбуждения соответствует решению следующего линейного уравнения, полученного из описания оптимизированного канала управления током возбуждения [1]:

$$n_{\text{в}}^2 T_{\text{нв}}^2 \frac{d^2 \Phi}{dt^2} + \sqrt{2} n_{\text{в}} T_{\text{нв}} \frac{d\Phi}{dt} + \Phi = \Phi_{0i} + \frac{I_{\text{вз}}}{k_i}. \quad (2)$$

Объединив (1) и (2) в одно уравнение (3), запишем:

$$a_{1\text{э}} n_{\text{в}}^2 T_{\text{пв}}^2 k_i \frac{d^3 \Phi}{dt^3} + k_i \left(a_{1\text{э}} \sqrt{2} n_{\text{в}} T_{\text{нв}} + a_{2\text{э}} n_{\text{в}}^2 T_{\text{нв}}^2 \right) \frac{d^2 \Phi}{dt^2} + k_i \left((a_{1\text{э}} + a_{2\text{э}} \sqrt{2} n_{\text{в}} T_{\text{нв}}) \frac{d\Phi}{dt} \right) + a_{2\text{э}} k_i \Phi = a_{2i} k_i \Phi_{0i} + k_{\text{пэ}} \left(b_{1\text{э}} \frac{d\Delta E}{dt} + \Delta E \right)$$

Очевидно, что ключом к выбору дополнительного регулятора э.д.с. должен стать анализ полученного выражения. Задача осложняется тем, что это нелинейное дифференциальное уравнение, и анализ его в общем виде требует использования соответствующего математического аппарата. Наиболее подходящей в этом случае является методика решения нелинейных дифференциальных уравнений, содержащих малый параметр [2].

Если в дифференциальном уравнении коэффициенты при старших производных не содержат малого параметра, то задача является регулярно возмущенной. Покажем, что уравнение (3) можно привести к виду:

$$a_{0\text{э}} \Phi^{(n)} + a_{1\text{э}} \Phi^{(n-1)} + \dots + a_{n\text{э}} \Phi = q_{\text{э}} + m j, \quad (4)$$

где a, a, \dots, a – коэффициенты, не являющиеся функциями времени и не зависящие от Φ ;

$q_{\text{э}}$ - внешнее воздействие (линейный член);

j - нелинейная составляющая внешнего воздействия;

m - малый параметр, причем $m = const$,

и рассматривать решение регулярно возмущенной задачи.

Для этого представим

$$E = k_e w \Phi = E_0 - \Delta E, \quad (5)$$

причем

$$E_0 = k_e w \Phi_3 = \frac{k_{\text{пв}}}{R_{\text{в}} k_i} u_3 = const; \quad \Phi = \Phi_3 - \Delta \Phi;$$

$$\Delta E = k_e w \Delta \Phi = k_e (w_{\text{н}} + \Delta w) \Delta \Phi = k_e w_{\text{н}} \Delta \Phi + k_e \Delta w \Delta \Phi,$$

где $w_H = const$ - значение скорости, при котором наступает ослабление поля, переход во вторую зону регулирования.

Следовательно, выражение (5) можно переписать так:

$$k_e w \Phi = E_0 - k_e w_H \Delta \Phi - k_e \Delta w \Delta \Phi, \quad (6)$$

причем нелинейным является лишь последнее слагаемое:

$$k_e \Delta w \Delta \Phi = k_e \Delta \Phi w \frac{\Delta w}{w} = \Delta E \frac{\Delta w}{w}. \quad (7)$$

Домножив и разделив (7) на $\Delta E_{\max} E_0$, ($\Delta E_{\max} = const$ – максимально возможное значение перерегулирования э.д.с. в динамических режимах), получим:

$$k_e \Delta w \Delta \Phi = E_0 \left[m \left(1 - \frac{w_H}{w} \right) \frac{\Delta E}{\Delta E_{\max}} \right], \quad (8)$$

где

$$m = \frac{\Delta E_{\max}}{E_0} = const. \quad (9)$$

Таким образом, уравнение (3) легко приводится к виду:

$$\begin{aligned} & a_{13} n_B^2 T_{пв}^2 k_i \frac{d^3 \Phi}{dt^3} + k_i \left(a_{13} \sqrt{2} n_B T_{нв} + a_{23} n_B^2 T_{нв}^2 \right) \frac{d^2 \Phi}{dt^2} + \\ & + k_i \left(a_{13} + a_{23} \sqrt{2} n_B T_{нв} \right) \frac{d\Phi}{dt} + a_{23} k_i \Phi = a_{2i} k_i \Phi_{0i} + \\ & + k_{пэ} E_0 \left\{ \begin{aligned} & \frac{w_H}{w} + b w \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{w} \right) + m \frac{1}{\Delta E_{\max}} \left[b_{13} \left(1 - \frac{w_H}{w} \right) \frac{d\Delta E}{dt} \right] - \\ & \left[b_{13} w_H \Delta E \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{w} \right) + \left(1 - \frac{w_H}{w} \right) \Delta E \right] \end{aligned} \right\}. \quad (10) \end{aligned}$$

Анализ выражения (4.19) позволяет заключить, что после затухания свободной составляющей движения для выработки соответствующего $I_{вз}$, отличного от нуля, необходимо, чтобы правая часть (1) также отличалась от нуля. Это означает, что в электроприводе будет иметь место отклонение э.д.с. от заданного уровня E_0 тем меньшее, чем больше отношение $\frac{k_{пэ}}{a_{23}}$.

Для уменьшения этого отклонения логично положить $a_{2э} = 0$ и перейти к астатическому регулированию э.д.с.:

$$\begin{aligned}
 & a_{1э} n_e^2 T_{пв}^2 k_i \frac{d^3 \Phi}{dt^3} + (a_{1э} \sqrt{2} n_e T_{нэ} k_i) \frac{d^2 \Phi}{dt^2} + \\
 & + k_i (a_{1э} + \frac{b_{1э} k_e w_H k_{пэ}}{k_i}) \frac{d\Phi}{dt} + k_e w_H k_{пэ} \Phi = \\
 & + k_{пэ} E_0 \left\{ \frac{w_H}{w} + b_{1э} w_H \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{w} \right) + m \frac{1}{\Delta E_{\max}} [b_{1э} (1 - \right. \\
 & \left. - \frac{w_H}{w}) \frac{d\Delta E}{dt} - b_{1э} w_H \Delta E \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{w} \right) + (1 - \frac{w_H}{w}) \Delta E] \right\}
 \end{aligned} \tag{11}$$

Решение задачи (11) будем искать в виде бесконечного ряда:

$$\Phi = \Phi_0 + m\Phi_1 + m^2\Phi_2 + \dots + m^i\Phi_i + \dots, \tag{12}$$

при этом

$$\Delta E = E_0 - k_e \Phi w = E_0 - k w \Phi_0 - m k_e w \Phi_1 - m^2 k_e w \Phi_2 - \dots \tag{13}$$

Выражения (12) и (13) позволяют переписать уравнение (11), а, приравняв в левой и правой части члены с одинаковыми степенями m , можно получить систему уже линейных уравнений, из которой достаточно просто отыскать члены ряда (12), определив тем самым решение нелинейного уравнения (11).

Отметим, что характеристические уравнения для полученной выше системы абсолютно идентичны. Потребуем, чтобы совокупность их коэффициентов обеспечивала большие по модулю отрицательные корни, что соответствует быстрому затуханию свободного движения в электроприводе:

$$p_{1,2} = -a \pm jb; \quad p_3 = -k_2 a.$$

Заданный таким образом характер корней характеристического уравнения

$$\frac{a_{1э} n_e^2 T_{нэ}^2 k_i}{k_e w_H k_{пэ}} p^3 + \frac{a_{1э} \sqrt{2} n_e T_{нэ} k_i}{k_e w_H k_{пэ}} p^2 + \left(\frac{k_i a_{1э}}{k_e w_H k_{пэ}} + b_{1э} \right) p + 1 = 0 \tag{14}$$

позволяет представить его в общепринятой форме, сохранив обозначения:

$$\frac{T^3}{k_2 x} p^3 + \left(\frac{2}{k_2} + 1\right) T^2 p^2 + \left(\frac{1}{k_2 x} + 2x\right) T p + 1 = 0. \quad (15)$$

Приравняв коэффициенты при одинаковых степенях оператора p в (14) и (15), получим систему уравнений, из которой следует:

$$\begin{aligned} \frac{a_{1э}}{k_{pэ}} &= \frac{k_e w_n (2 + k_2)^3 n_e x^2 T_{ne}}{k_i k_2 2\sqrt{2}}; \\ b &= \frac{(2 + k_2) n_B}{k_2 2\sqrt{2}} [2 + x^2 (4 + k_2)^2] T_{ne}; \\ T &= \frac{(2 + k_2) x n_B}{\sqrt{2}} T_{ne}. \end{aligned} \quad (16)$$

На основании (16) заключаем, что регулятор э.д.с. имеет пропорциональную

$$k_э = \frac{2(1 + 2k_2 x^2) - x^2 (2 + k_2)^2}{x^2 (2 + k_2)^2} \frac{k_г k_i}{k_e k_e w_n} \quad (17)$$

и интегральную составляющие:

$$T_э = \frac{x^2 n_e (2 + k_2) T_{ne}}{2k_2 \sqrt{2}} \cdot \frac{k_e k_e w_n}{k_г k_i}, \quad (18)$$

где k_B, k_e - размерные коэффициенты обратных связей по току возбуждения и э.д.с., соответственно.

Корни уравнения (14) при этом определяются так:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -\frac{\sqrt{2}}{n_e (2 + k_2) T_{ne}} (1 \pm j \frac{\sqrt{1 - x^2}}{x}) = -a \pm jb; \\ p_3 &= -\frac{k_2 \sqrt{2}}{n_e (2 + k_2) T_{ne}}. \end{aligned}$$

Задав распределение корней характеристического уравнения (14), определим решения линейных уравнений, что позволит конкретизировать параметры регулятора э.д.с.

Решение первого уравнения зависит от начальных условий. Известно, что в момент начала торможения двигатель работает в установившемся режиме холостого хода, для которого справедливо:

$$w = l w_H = const;$$

$$\Phi = \frac{\Phi_H}{l} = const; \quad \frac{d\Phi}{dt} = 0; \quad \frac{d^2\Phi}{dt^2} = 0;$$

$$E = E_0 = const.$$

Из физических соображений ясно, что функция, стоящая в правой части уравнения (13) не может принимать бесконечно больших значений. А это, в свою очередь, запрещает скачкообразное изменение первой и второй производной функции потока возбуждения Φ . Следовательно, в момент начала торможения при $t=0$ имеем:

$$\Phi_0(0) = \frac{\Phi_H}{l}; \quad \frac{d\Phi_0}{dt} = 0; \quad \frac{d^2\Phi_0}{dt^2} = 0. \quad (19)$$

Воспользуемся методом изменения постоянных (методом Лагранжа) для поиска частного решения (19). Метод предполагает, что это решение имеет вид:

$$\Phi_0^* = h_1 \Phi_{01} + h_2 \Phi_{02} + h_3 \Phi_{03}, \quad (20)$$

где h_1, h_2, h_3 – некоторые функции времени;

$\Phi_{01}, \Phi_{02}, \Phi_{03}$ – составляющие общего решения однородного дифференциального уравнения.

В нашем случае при известных корнях (14) имеем:

$$\Phi_{01} = e^{-p_3 t}; \quad \Phi_{02} = e^{-at} \sin bt; \quad \Phi_{03} = e^{-at} \cos bt. \quad (21)$$

Для поиска коэффициентов h_i составим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} h_1' \Phi_{01} + h_2' \Phi_{02} + h_3' \Phi_{03} &= 0; \\ h_1' \Phi_{01}' + h_2' \Phi_{02}' + h_3' \Phi_{03}' &= 0; \\ h_1' \Phi_{01}'' + h_2' \Phi_{02}'' + h_3' \Phi_{03}'' &= F, \end{aligned} \quad (22)$$

где F – правая часть уравнения (11), которая с учетом (1) и обозначений (17), (18) имеет вид:

$$F = \frac{\Phi_H}{1} (k_3 T_3 r + 1) e^{rt} \quad (23)$$

где $r = \frac{g}{J}$.

Решение системы (22) дает возможность отыскать коэффициенты h_1', h_2', h_3' , а затем с учетом (20) и (23) получить:

$$\Phi_0^* = \frac{\Phi_H}{l} e e^{rt}, \quad (24)$$

Где

$$e = \frac{p_3(a^2 + b^2)}{(p_3 + r)[(a + r)^2 + b^2]} (k_3 T_3 r + 1). \quad (25)$$

Общее решение уравнения (4.33) теперь запишется так:

$$\Phi_0 = \frac{\Phi_H}{1} (A_1 e^{-p_3 t} + A_2 e^{-at} \sin bt + A_3 e^{-at} \cos bt + e e^{rt}). \quad (26)$$

Определение коэффициентов A_i при известных начальных условиях не составит труда.

Чем меньше возмущенное движение отличается от невозмущенного, тем, очевидно, меньше ошибка регулирования э.д.с. Минимизация влияния свободного движения при его быстром затухании сводится к выполнению условий:

$$A_1 \ll 1; \quad A_2 \ll 1; \quad A_3 \ll 1.$$

Минимум ошибки вынужденного движения возможен при условии:

$$e \rightarrow 1. \quad (27)$$

Именно в этом случае

$$\Phi_0^* = \left(\frac{\Phi_H}{l}\right) e^{rt},$$

а $E = E_0 = const$.

Проанализировав (25) с точки зрения удовлетворения условию (27), можно определить:

$$e = \frac{p_3(a^2 + b^2)}{(p_3 + r)[(a + r)^2 + b^2]} \cdot \frac{n_B T_{nB} (2 + k_2)}{2k_2 \sqrt{2}} [2 - e^2(4 + k_2^2)] r + 1. \quad (28)$$

Подставив сюда значение p_3 , можно определить, что

$$e = \frac{a^2 + b^2}{(a + r)^2 + b^2}. \quad (29)$$

Поскольку показатель затухания экспоненты в законе изменения скорости двигателя при свободном выбеге удовлетворяет условию

$$r \ll 1,$$

а затухание свободного движения в системе на несколько порядков выше, можно утверждать, что условие (27) удовлетворяется всегда. Это предопределяет нулевое значение коэффициента A_1 в решении (26), а значения A_2 и A_3 определяются из следующих выражений:

$$A_2 = \frac{2r[(a/4)(4 - k_2^2) + r]}{k_2[(a+r)^2 + k_2^2 a^2/4]},$$

$$A_3 = \frac{r(a+r/2)}{2[(a+r)^2 + k_2^2 a^2/4]}.$$

Судя по приведенным выражениям, существует возможность за счет соответствующего выбора параметра k_2 добиться равенства нулю еще одного из этих коэффициентов, и тем самым существеннее снизить долю свободной составляющей решения (26).

На первый взгляд безразлично, какой из коэффициентов приравнять нулю. Пусть $A_3 = 0$. Это означает, что необходимо выполнение следующего условия:

$$(a + r/2) = 0,$$

или с учетом (4.37)

$$-\frac{\sqrt{2}}{n_B(2+k_2)T_{нв}} + \frac{r}{2} = 0,$$

откуда

$$k_2 = \frac{\sqrt{2}(2 - rn_B T_{нв})}{rn_B T_{нв}}. \quad (30)$$

Это условие, в свою очередь, обеспечивает равенство нулю ошибки вынужденного движения, то есть $e = 1$. Однако учет условия (30) дает неприемлемый результат: степень демпфирования колебаний свободного движения оказывается при этом столь малой, что любое случайное возмущение в контуре регулирования э.д.с. вызовет резко колебательный процесс.

Иного результата удастся добиться, если положить $A_2 = 0$. При этом достаточно, чтобы

$$\frac{a}{4}(4 - k_2^2) + r = 0,$$

что при учете (19) дает возможность определить k_2 :

$$k_2 = \frac{2(\sqrt{2} - 2n_B T_{пв} r)}{\sqrt{2}}. \quad (31)$$

Учитывая, что произведение $T_{пв} r$ есть величина второго порядка малости, можно считать, что

$$k_2 \approx 2.$$

Тогда коэффициент A_3 определяется следующим выражением:

$$A_3 = \frac{n_B 2\sqrt{2} T_{пв} r + 4n_B^2 T_{пв}^2 r^2}{4 - 8\sqrt{2} n_B r T_{пв} + 16n_B^2 r^2 T_{пв}^2}$$

и ошибка вынужденного движения

$$e = \frac{4}{4 - 8\sqrt{2} n_B r T_{пв} + 16n_B^2 r^2 T_{пв}^2}$$

по той же причине малости $r T_{пв}$, а тем более $r^2 T_{пв}^2$, соответственно равны:

$$A_3 \approx 0, \quad e \approx 1.$$

Степень демпфирования собственных колебаний в системе при этом близка к значению 0,707, поэтому нет причин опасаться за устойчивость контура регулирования э.д.с.

Таким образом, желаемого качества регулирования э.д.с. в синтезируемой системе можно добиться, если параметр k_2 выбрать в соответствии с рекомендациями (31), и далее по (29), (17), (18) определить настройки регулятора э.д.с.

Отметим, что реализация такого регулятора может отличаться своеобразием, связанным с отрицательным значением коэффициента пропорциональной части k_3 . Опасаться этого не следует, поскольку устойчивость контура заранее обусловлена процедурой синтеза.

Решение уравнения (15) теперь можно представить в виде:

$$\Phi_0 = \frac{\Phi_H}{l} e^{rt}. \quad (32)$$

На основании (32) и (1) правая часть линейного неоднородного уравнения (16) определяется как тождественно равная нулю. Тем самым (16) вырождается в однородное уравнение, вид решения которого не вызывает сомнений:

$$\Phi_1 = B_1 e^{-p_3 t} + B_2 e^{-at} \sin bt + B_3 e^{-at} \cos bt .$$

Определение коэффициентов B_1, B_2, B_3 при нулевых начальных условиях дает тривиальный результат:

$$B_1 = B_2 = B_3 = 0 ,$$

а следовательно, и $\Phi_1 = 0$.

По виду уравнений (17), (18) заключаем, что и их решения в этом случае обращаются в нуль. Тем самым бесконечный ряд (12) приобретает вполне определенный смысл и содержит лишь один член.

Проведенный анализ позволяет заключить, что параметры синтезированного регулятора обеспечили сходящееся асимптотическое разложение решения нелинейной задачи (14), отличающееся простотой и наглядностью, а реализация системы регулирования не требует сложных конструктивных элементов.

Библиографический список

1. Кунинин П.Н., Мурышкин А.К. Синтез оптимального канала управления полем двигателя в двухзонной системе электропривода: Труды пятой всероссийской научно-практической конференции / Под общ. редакцией В.Ю. Островлянчика. – Новокузнецк, изд-во СибГИУ, 2012.

2. Васильев А.Б. Асимптотические разложения решений сингулярно возмущенных уравнений / А.Б. Васильев, В.Ф. Бутузов. – М.: Наука, 1973.

УДК 621.313.84

АКТУАЛЬНОСТЬ И ПРИНЦИПЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВА «МНОГОКООРДИНАТНЫЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ»

А.В. Липин

*Кузбасский государственный технический университет
г. Кемерово*

Предложен новый специальный тип электродвигателя с постоянными магнитами, обоснована его актуальность в сфере робототехники. Описаны основные принципы его функционирования и экспериментальный прототип.

Ключевые слова: робототехника, двигатель с постоянными магнитами, сферическая поверхность, равномерность, равноудаленность.

В настоящее время в мире наметились тенденции качественного развития сферы робототехники как общепромышленного, так и специализированного направления. Прогресс наблюдается как в области систем управления и программного обеспечения, так и в совершенствовании конструкции механизмов. В частности, большое значение приобретает разработка новых манипуляторов – исполнительных органов, в связи с повышением требований, предъявляемых к их подвижности и функционалу. Это становится особенно важным при построении адаптивных систем, рассчитанных на работу с изменяющимися задачами.

Сервоприводы современных манипуляторов, при всех своих очевидных достоинствах, обладают только одной степенью свободы, что накладывает определенные ограничения на конструкцию установок, а именно ограниченную подвижность. На каждую необходимую степень свободы требуется установка отдельного привода, что ведет к усложнению и удорожанию конструкции в целом, а так же излишней нагрузке на систему управления. Качественным развитием данной области станет создание электромеханических систем, обеспечивающих

управление движением исполнительного органа в многомерном пространстве.

Разработка многокоординатных электромеханических систем ведется как в ведущих европейских университетах, так и в ряде стран Азии, таких как Индия и Китай. Предлагаются различные конструкции многокоординатных электродвигателей постоянного и переменного тока. Однако, при разработке подобного электротехнического комплекса, необходимо не только продумать конструкцию и принцип действия, но и создать управляющий преобразователь, систему управления и алгоритмы ее функционирования. Все вместе это представляет обширную научную и инженерную задачу, являющуюся интересной и актуальной.

Идея использования многокоординатного двигателя заключается в управлении положением рабочего органа посредством изменения конфигурации магнитного поля, аналогично принципу, применяемому в шаговых двигателях, однако перенесенному в трехмерную систему координат. Простейшей аналогией многокоординатного двигателя является плечевой сустав. Так же корректным названием может считаться «Управляемый многокоординатный шарнир» Данная задача, несмотря на очевидную логичность, несет ряд трудностей, связанных с непосредственной реализацией.

Основные проблемы, связанные с реализацией данной идеи:

- Отсутствие возможности жесткой фиксации подвижных частей, т. к. это ведет к потере степеней свобод.
- Необходимость работы с криволинейной сферической поверхностью, и связанные с этим проблемы с равномерным распределением и чередованием полюсов.
- Повышенные требования, применяемые к системе управления.
- Ограничения, накладываемые на полезный момент, развиваемый двигателем.
- Сложность расчета моментов и сил [1].

В зарубежной научной литературе большое внимание уделяется тематике разработки двигателей, обладающих несколькими степенями свободы. Подходы к реализации данной

идеи принципиально рознятся, от объединения нескольких приводов в одном с использованием ряда оригинальных конструкционных решений, до разработки сферического асинхронного электродвигателя. Наиболее проработанным является проект германского университета Aachen при финансовой поддержке концерна Volkswagen, посвященный разработке и созданию прототипа многокоординатного двигателя названного «PlanarMotor» [4]. В ходе работ над проектом исследователи смогли не только описать, но и создать функциональный прототип. Однако он оказался избыточно сложным с точки зрения системы управления, а так же имел зоны, в которых позиционирование ротора было затруднено. В русскоязычной же литературе данная тема развития не получила, несмотря на то, что идея была сформулирована достаточно давно. Например, в издании «Электрических машин» 1986 г за авторством И.П. Копылова присутствует теоретическое описание сферического асинхронного электродвигателя. Так же, в институте прикладной математики им. М.В. Келдыша РАН, совместно с МГТУ им. Н.Э. Баумана при сотрудничестве с проф. Ричардом Валласом (LehighUniversity, США) с 1993 года ведутся исследования по разработке и применению в робототехнике многокоординатных устройств на основе использования двигателей прямого управления[5]. Однако задача до конца до сих пор не решена.

Проанализировав идеи и наработки, встречающиеся в англо и русскоязычной научной литературе, было принято решение взять за основу разработку группы ученых германского университета Aachen.

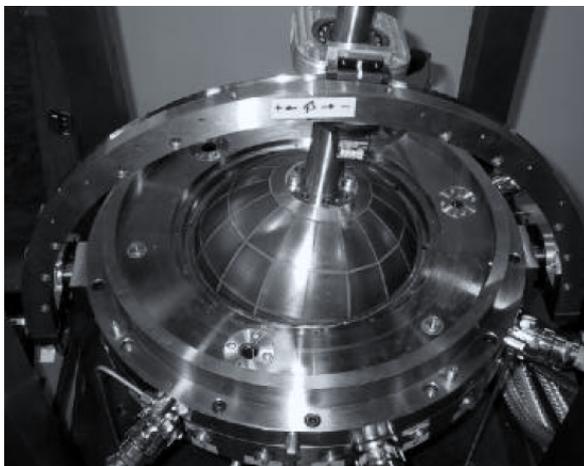


Рисунок 1. Planarmotor

Их многокоординатный двигатель «Planarmotor» (рис.1) представляет собой сферическую электрическую машину с постоянными магнитами. Статор содержит 96 независимых обмоток, представляющих собой небольшую катушку, и расположенных концентрическими кругами на внутренней поверхности полусферы. На роторе в виде сферы меньшего диаметра расположено 112 полюсов из постоянных магнитов различной конфигурации. По характеру распределения полюсов ротор напоминает меридианы и параллели на глобусе. Данная конструкция позволила добиться движения с двумя степенями свободы, однако привела к необходимости создания сложнейшего математического аппарата вследствие неравномерности распределения магнитного поля ротора и большого количества уникальных «сценариев» взаимодействия полей ротора и статора для различных положений. Так же, вследствие этого, Planarmotor не может функционировать без датчика положения.

Анализируя немецкую разработку, было принято решение изменить концепцию распределения полюсов ротора и статора, в соответствии с требованиями. Основным отличием стало равномерность распределения полюсов по поверхности ротора и статора по критерию равно удалённости соседних. Это позволило добиться сокращения количества сценариев взаимодействия полей до одного универсального. Так же было принято решение изменить соотношение полюсов ротора и статора в пользу последнего, сократив количество полюсов ротора. Это позволило решить задачу распределения полюсов ротора по сфере частным способом – используя метод вписанного правильного многогранника, получив десять вариантов полюсности – тетраэдр (4,6), куб (8,6), октаэдр (12,6), додекаэдр (30,20) и икосаэдр (30,12). Задачу равномерного распределения полюсов статора, вследствие их большого количества, предложено решать приближенно. Данное распределение позволяет добиться полной управляемости ротора в трех степенях свободы, а главное, отказаться от датчика положения, что является существенным преимуществом относительно разработки немецкого университета.

Для осуществления экспериментальных исследований и подтверждения выдвинутых положений был разработан и создан

стендовой многокоординатного электромеханического преобразователя (МЭМП).

Конструкция МЭМП представляет собой сферический ротор с шестью полюсами – постоянными магнитами (рис. 2а.) и статор в виде полусферы с 61 полюсом (рис. 2б, 2в). И за ограниченности в ресурсах статор пришлось выполнить из PLA пластика, а для обеспечения замкнутости магнитного контура заполнить внутреннюю полость порошкообразным магнитопроводящим материалом – мелкодисперсной стружкой электротехнической стали.

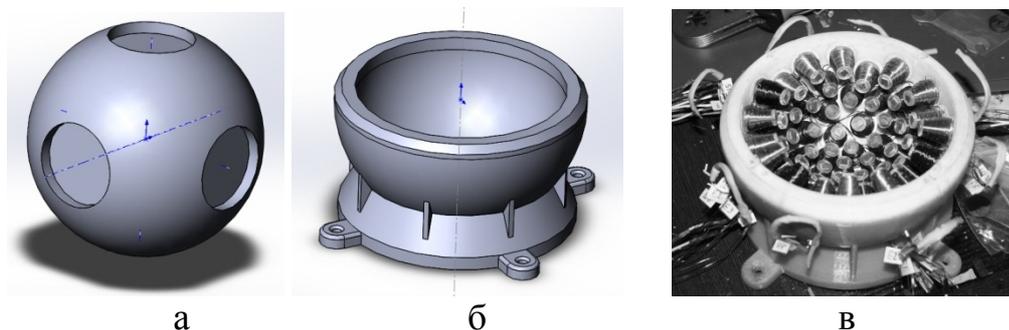


Рисунок 2. Ротор и статор МЭМП

Для подачи напряжения на каждый полюс в прямом и обратном направлении был разработан специальный драйвер, схема которого представлена на рис.3.

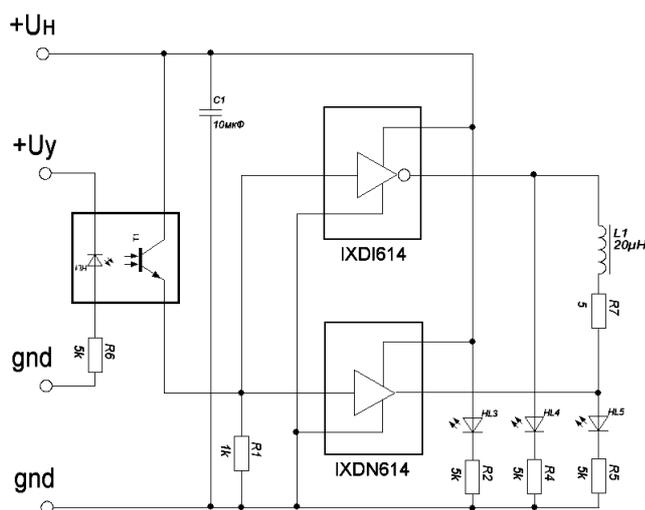


Рисунок 3. ПЭС драйвера полюса статора.

Так же был разработан ряд схем для обеспечения питания и распределения управляющих сигналов.

Для установки драйверов и платы управления был разработан корпус, представленный на рис.6. Так как сопротивления

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология построения современного электропривода

реверсивных драйверов в открытом состоянии составило 0.4 Ом, выделяется большое количество тепла. Данный недостаток обусловлен характеристиками микросхемы IXDI/N. Для отведения тепла в конструкции используются алюминиевые радиаторы большой площади и активное охлаждение. Для охлаждения статора предусмотрено нагнетание воздуха во внутреннюю полость через специальные отверстия, возможно жидкостное охлаждение.

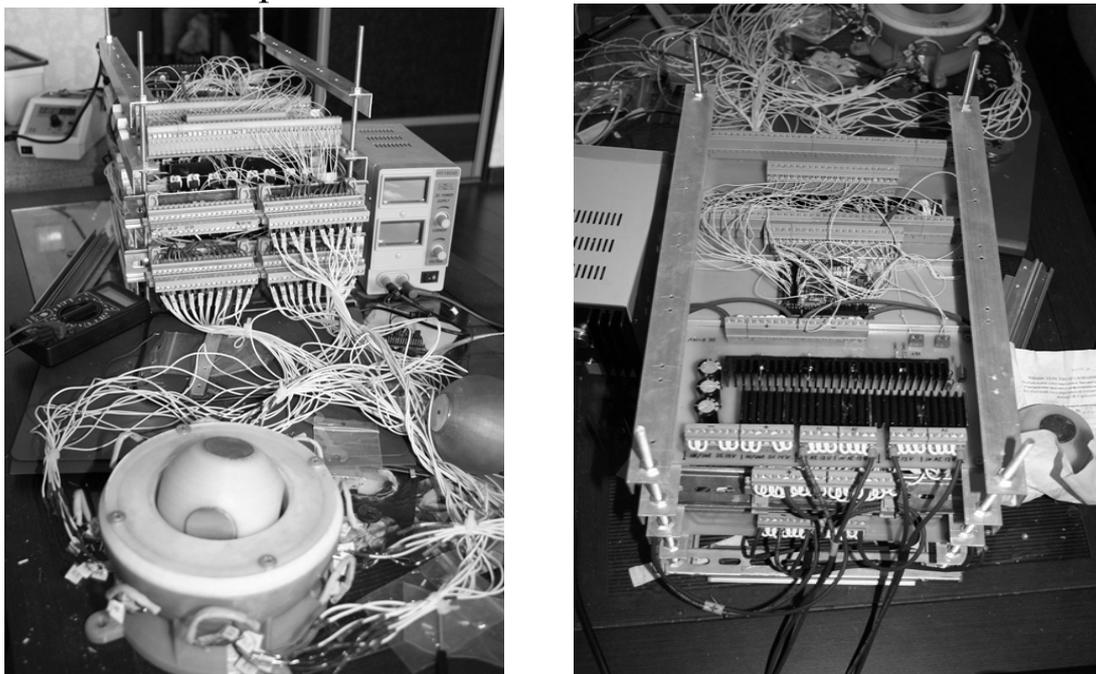


Рисунок 4. Многокоординатный электромеханический преобразователь

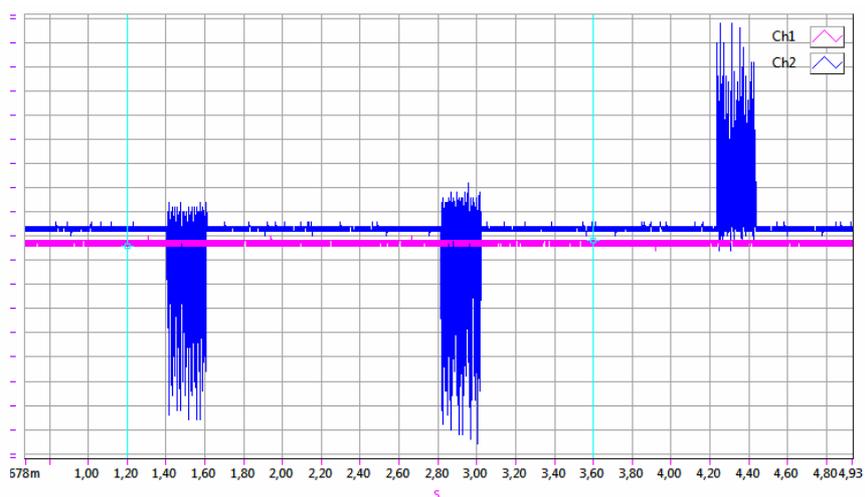


Рисунок 5. Осциллограммы

На рис 5 напряжение на полюсе статора в процессе работы. Группы импульсов соответствуют шагам ротора, для удобства оценки результатов перед каждым новым шагом выдерживается

секундная пауза. Остаточное положительное напряжение в первых двух группах возникает из-за конструктивной особенности блока питания, а именно недостатком системы управления силовыми ключами.

Список литературы

1. Косулин В.Д. Вентильные электродвигатели малой мощности для промышленных роботов / Михайлов Г.Б. / - Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. Отд-ние, 1988. – 184 с.
2. K. Kahlen, I. Voss, C. Priebe and R.W. De Doncker, "Torque control of a spherical machine with variable pole pitch", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 19, No. 6, pp. 1628-1634, 2004.
3. J. K. Mitchell, G. W. Jewell, J. Wang, C.M. Bingham and D. Howe, "Influence of an aperture on the performance of a two-degree-of-freedom iron-cored spherical permanent-magnet actuator", IEEE Trans. Magnetics. Vol. 38, No. 6, pp. 3650-3653, 2002.
4. G. Galary, B. Dehez and D. Grenier, "Finite element modeling of a two-degree of freedom spherical actuator", ICEM'04 Conf. Proc., Sept. 2004, Cracow, Poland, 6 pp.
5. S.M. Sokolov, O.V. Trifonov and V.S. Yaroshevsky, "Research of spherical direct drive actuators control systems", IEEE Int. Conf. on Robotics & Automation, May 2001, Seoul, Korea, 6 pp.

УДК 681.511.42:622.678.5

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИСТЕМЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ АВТОМАТИКИ И ЗАЩИТ МЕТОДАМИ ТЕОРИИ ГРАФОВ

В. Ю. Островляничик, В.А. Кубарев

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Изложена методика анализа и разбиения на отдельные компоненты системы логического управления шахтной подъёмной установкой. Показана структура системы логического управления и представлено взаимодействие автоматов в данной системе.

Ключевые слова: система технологической автоматики и защит, шахтная подъемная установка, конечный автомат

Задача управления технологическим процессом «Подъем» может быть сформулирована и определена определенным конечным числом состояний системы.

$$Q = \{A, X, t\}, \quad (1)$$

где $A = \{a_0, a_1, \dots, a_n\}$ — множество состояний системы;

$X = \{x_0, x_1, \dots, x_n\}$ — множество входных сигналов (входной алфавит);

$\tau = \{\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_k\}$ — множество переменных времени.

На основе анализа переключений в системе автоматики во время технологического процесса «Подъем» были определены входные сигналы и переменные времени, использующиеся в технологическом цикле подъема, алфавит и описания входных переменных и переменных времени приведены в таблицах 1 и 2.

Таблица 1 — Алфавит и описания входных переменных СТА

Алфавит	Описание переменной	Алфавит	Описание переменной
x_0	Состояние предохранительного тормоза (снят – 1, наложен – 0)	x_{10}	Горизонт «+50»
x_1	Состояние рабочего тормоза (снят – 1, наложен – 0)	x_{11}	Скорость в норме (превышение – 0)
x_2	Сигнал на пуск машины	x_{12}	Затвор открыт
x_3	Разрешение работы САРС	x_{13}	Дозатор пуст
x_4	Разрешение растормаживания подъемной машины	x_{14}	Затвор закрыт
x_5	Точный останов подъемной машины	x_{15}	Ускорение

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология
построения современного электропривода

Алфавит	Описание переменной	Алфавит	Описание переменной
x_6	Режим работы «Ревизия»	x_{16}	Замедление
x_7	Режим работы «Ручное»	x_{17}	Движение в кривых
x_8	Режим работы «Автоматика»	x_{18}	Замедление на промежуточный горизонт
x_9	Режим «Проверка»	x_{19}	Ускорение с промежуточного горизонта
		x_{20}	Точный останов

Таблица 2 — Алфавит и описания переменных времени СТА

Алфавит	Описание переменной	Алфавит	Описание переменной
τ_0	Время стоянки заторможенного двигателя под током	τ_3	Время разгона привода до $0,8 \cdot v_{max}$
τ_1	Время нарастания тока якоря	τ_4	Контроль времени загрузки
τ_2	Время растормаживания		

Принимая за узлы возможные состояния системы автоматики в процессе выполнения технологического процесса подъёма, а за дуги — условия изменения состояния, и учитывая, что для математического моделирования и последующей программной реализации алгоритмов системы логического управления подъёмной установкой целесообразно использовать структурно-топологическое представление системы [1, 2] составлен граф технологического работы системы автоматики и защит при выполнении технологического процесса «Подъем» (рисунок 1), алфавит состояний которого приведен в таблице 3.

Таблица 3 — Алфавит и сводная таблица состояний СТА

Алфавит	Описание переменной	Алфавит	Описание переменной
a ₀	Авария	a ₁₂	Останов
a ₁	Работа	a ₁₃	Разгрузка скипа
a ₂	Ревизия	a ₁₄	Замедление на промежуточный горизонт
a ₃	Проверка	a ₁₅	Движение на малой скорости на промежуточный горизонт
a ₄	Включение САРС	a ₁₆	Разгон с промежуточного горизонта
a ₅	Растормаживание	a ₁₇	Открытие дозаторов
a ₆	Выход от разгрузки	a ₁₈	Загрузка
a ₇	Ускорение	a ₁₉	Ожидание отправки
a ₈	Равномерный ход	a ₂₀	Открытие дозаторов
a ₉	Замедление	a ₂₁	Загрузка
a ₁₀	Подход к разгрузке	a ₂₂	Закрытие дозаторов
a ₁₁	Движение в кривых		

На основании анализа графа выявлено, что в системе технологической автоматики имеется большое число внутренних состояний, которые приводят к переключениям в системе и изменениям её внутреннего состояния, но не оказывают прямого влияния на формирование выходных управляющих сигналов.

Кроме того, в данном графе смешаны операции различных типов: относящиеся к процессу управления подъёмной машиной — операции по формированию рабочей и защитной тахограммы, технологические операции — растормаживание, и наложение тормоза, загрузка скипа и состояния системы автоматики — авария, готовность, работа.

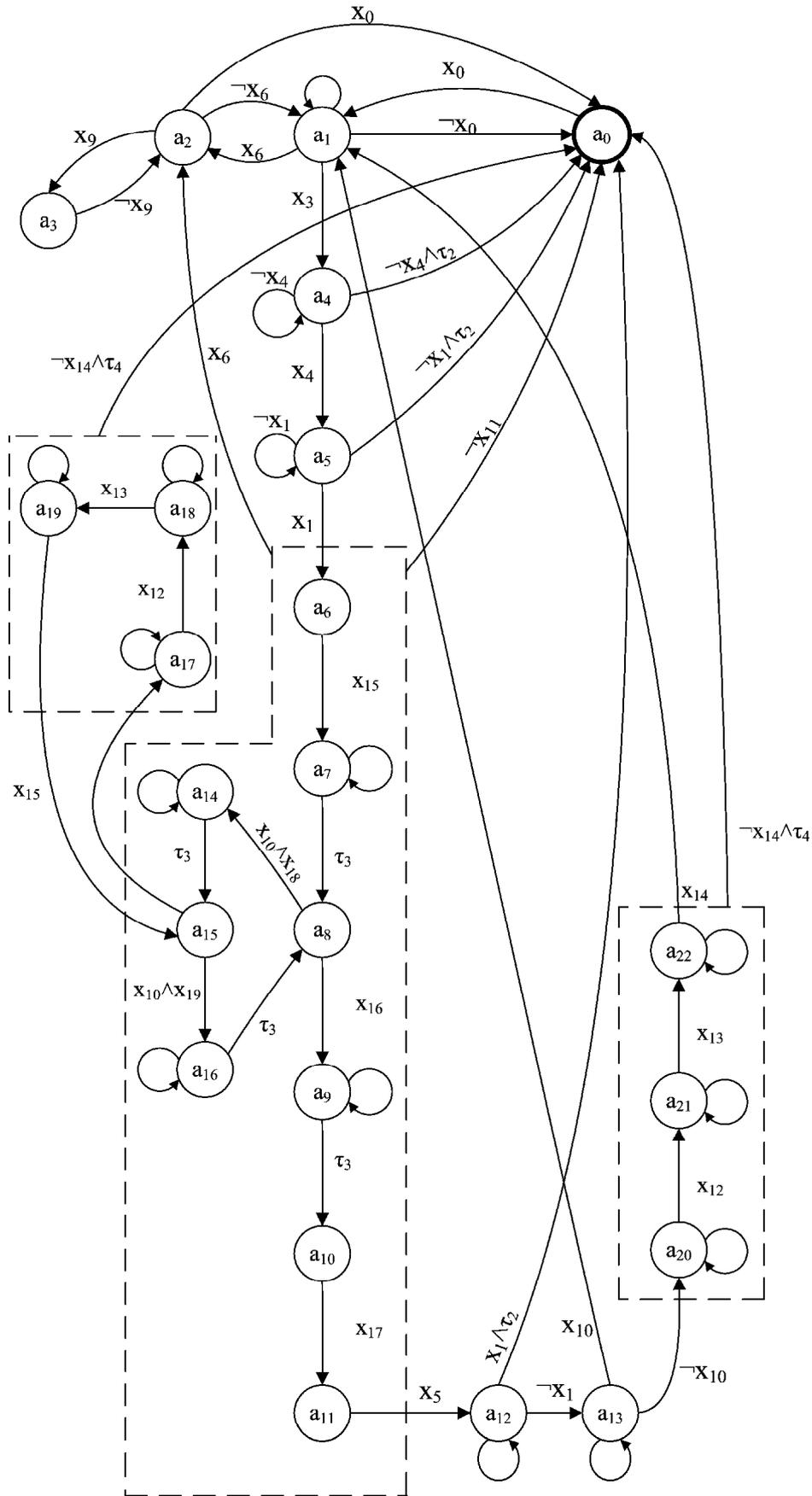


Рисунок 1. Граф работы системы автоматики и защит

Видно, что при непосредственном построении графа по описанию технологического процесса получен граф большой связности, поэтому непосредственно реализация системы по полученному графу затруднена. Следовательно, необходимо провести разбиение графа работы системы автоматики и защит на отдельные подграфы, каждый из которых соответствует определенной технологической операции или защите. Разбивая граф на отдельные подграфы для дальнейшей реализации в виде автоматов необходимо учитывать, что граф переходов конечного автомата должен являться связным, то есть для любой пары различных состояний должен существовать путь, перехода из одного состояния в другое. Поэтому некоторые из полученных графов должны быть дополнены состояниями или дугами для обеспечения выше озвученного требования.

Проводя анализ полученного графа можно выделить следующие подграфы, которые можно поставить в соответствие отдельным модулям [3]:

1. Состояния системы автоматики и защит;
2. Режима работы системы автоматики и защит;
3. Граф формирования тахограммы движения;
4. Граф управления рабочим тормозом;
5. Управления дозаторами.

Граф состояния системы автоматики определяет следующие состояния:

1. «Авария». Разобран предохранительный тормоз из-за аварийного отклонения одного из контролируемых параметров или неготовности машины после включения (a_0);
2. «Готов». Система готова к работе, возможно осуществление цикла подъема, как в ручном, так и автоматическом режимах работы (a_1);
3. «Работа». Все параметры в допустимых диапазонах, идет цикл подъема (a_2).

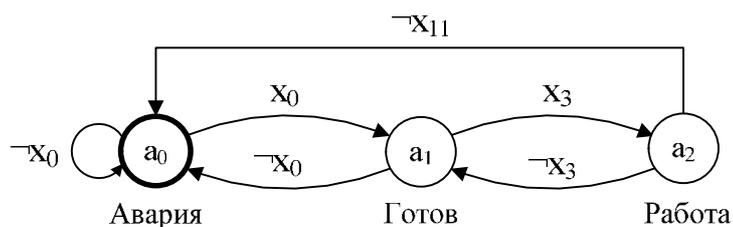


Рисунок 2. Граф состояний системы автоматике и защит

Граф выбора режима работы, имеет следующие состояния:

1. Режим работы «Ревизия»;
2. Режим работы «Автоматика»;
3. Режим работы «Ручной».

Граф переходов приведен на рисунке 1

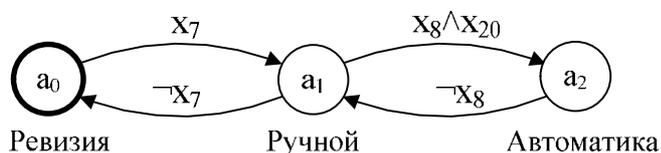


Рисунок 3. Граф выборов режима работы системы автоматике и защит

Из графа работы системы автоматике (рисунок 1) можно выделить следующие состояния работы системы загрузки:

1. Открытие дозатора;
2. Разгрузка;
3. Закрытие дозатора;

Однако выделяя в данный граф в отдельный модуль необходимо обеспечить его связность, для чего дополнить граф состояниями ожидания подхода скипа под загрузку и ожидания его отправки, тогда с учётом сказанного полный граф перехода будет состоять из пяти состояний:

1. Ожидание скипа;
2. Открытие дозатора;
3. Разгрузка;
4. Закрытие дозатора;
5. Ожидание отправки.

По аналогии с графом работы системы загрузки, выделим в отдельный граф систему управления рабочим торможением, добавив в него состояния обеспечивающие связность данного графа, тогда полный граф перехода будет состоять из пяти состояний:

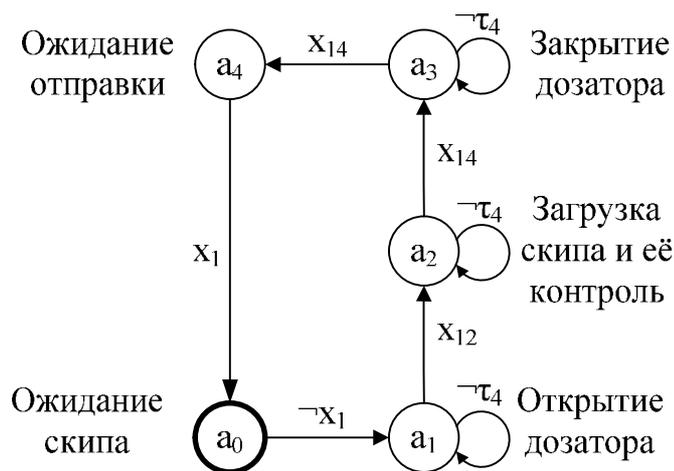


Рисунок 4. Граф работы системы загрузки

1. Тормоз заторможен;
2. Ожидание нарастания тока растормаживания для создания номинального момента;
3. Снятие тормоза и контроль растормаживания;
4. Тормоз расторможен;
5. Наложение тормоза.

Граф управления рабочим тормозом представлен на рисунке 5.

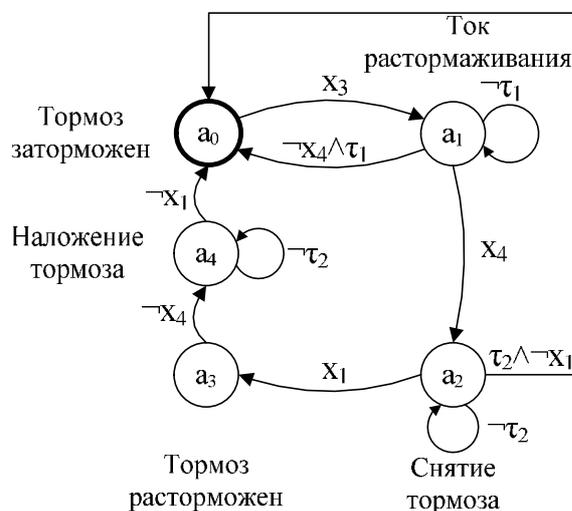


Рисунок 5. Граф управления рабочим тормозом

Диаграмму движения подъёмного сосуда можно представить в виде отдельных этапов в зависимости от его положения (рисунок 6):

1. Выход из кривых. Характеризуется нарастанием скорости от нуля до скорости выхода скипа из кривых, ожидание сигнала выхода из кривых.

2. Ускорение. На данном этапе происходит плавное увеличение скорости со скорости выхода из кривых до рабочей скорости.
3. Равномерное движение. В период равномерного движения скипа формируется задание на скорость для системы регулирования скорости. Устройство контроля тахограммы осуществляет слежение за нарушением максимальной скорости равномерного движения.
4. Замедление. Подача импульса начала замедления осуществляется этажными выключателями аппарата задания и контроля хода при подходе к крайним положениям скипа, и производится всегда автоматически независимо от машиниста и режима работы подъёма.
5. Подход к разгрузочному устройству.
6. Движение в разгрузочном устройстве и останов. Движение подъёмного сосуда на постоянной скорости 0,3 м/с до момента срабатывания датчика точного останова, который устанавливается за несколько сантиметров до точки стопорения. После срабатывания датчика точного останова снимается сигнал задания скорости и выключается контактор рабочего тормоза.
7. Замедление на промежуточном горизонте.
8. Ускорение на промежуточном горизонте.
9. Движение на малой скорости к дозатору на промежуточном горизонте.

В зависимости от состояния переменной x_{10} (выбор горизонта), будет формироваться либо диаграмма для работы с основного (рисунок 7 (а)) или с промежуточного (рисунок 7 (б)) горизонта.

Таким образом, система логического управления шахтной подъёмной установки может быть представлена в виде совокупности автоматов, при этом каждый автомат может содержать и другие вложенные в него автоматы.

Автоматы могут работать как асинхронно, когда вызывающий автомат продолжает выполнение, не ожидая окончания работы вызываемого, так и синхронно, когда дальнейшие действия вызываемого автомата, зависят от итогового состояния вызываемого. Например, на рисунке 8 автомат А2, вызывая автомат

А4, из своих состояний a_0 и a_7 ожидает сигнала о завершении его работы и только после этого продолжает выполнение.

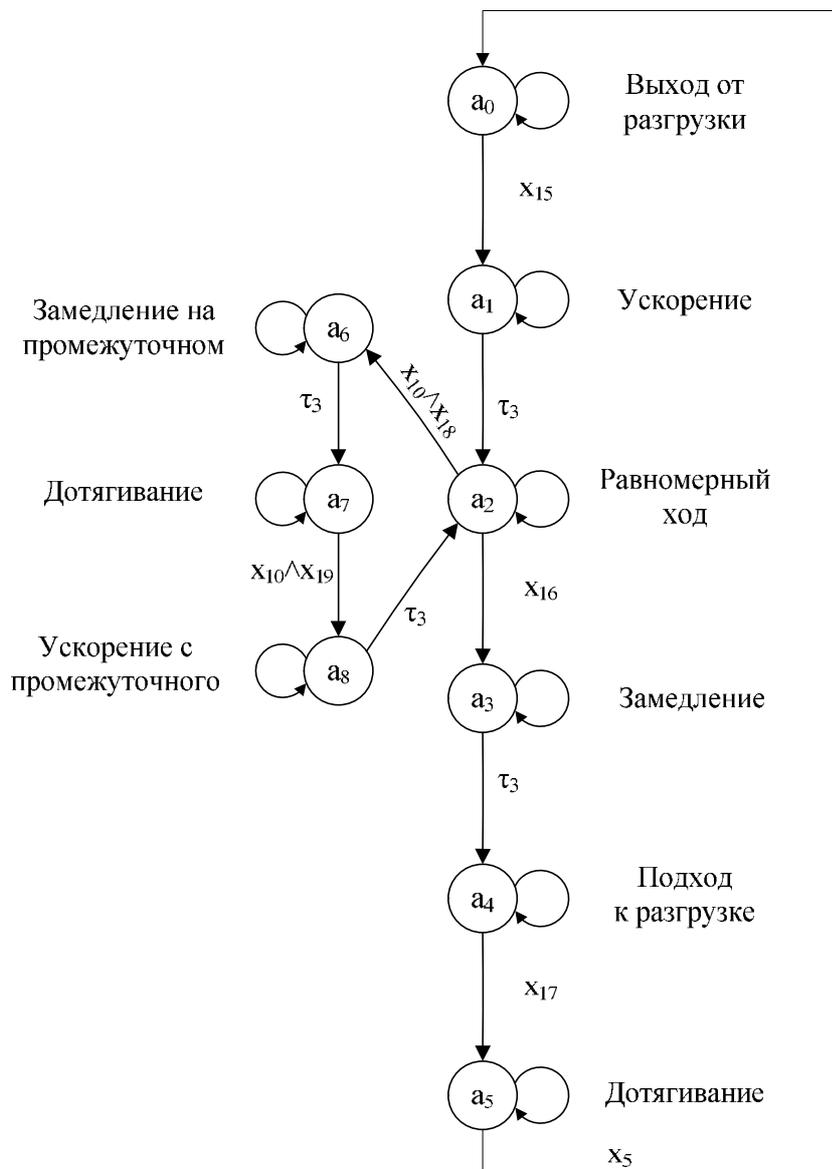


Рисунок 6. Граф формирования тахограммы движения

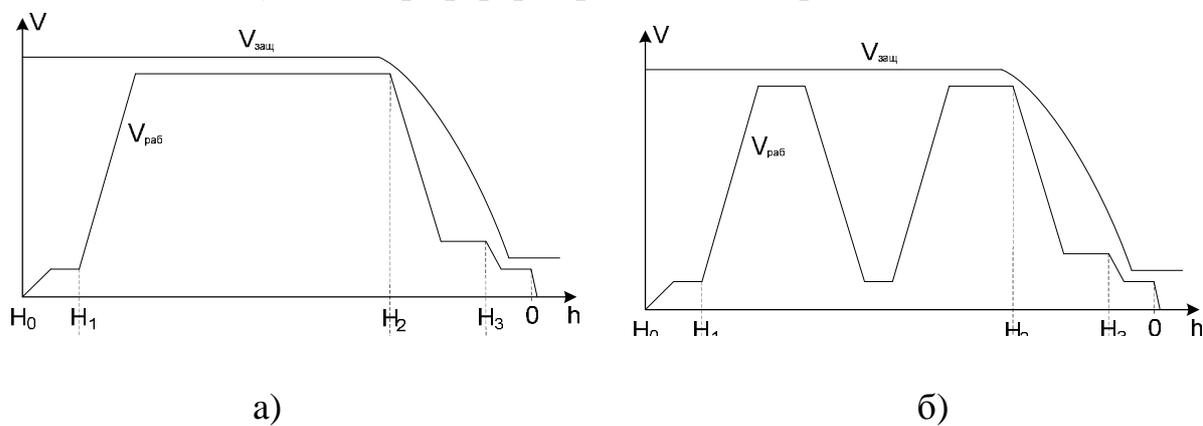


Рисунок 7. Диаграммы, при работе с основного (а) и промежуточного (б) горизонтов

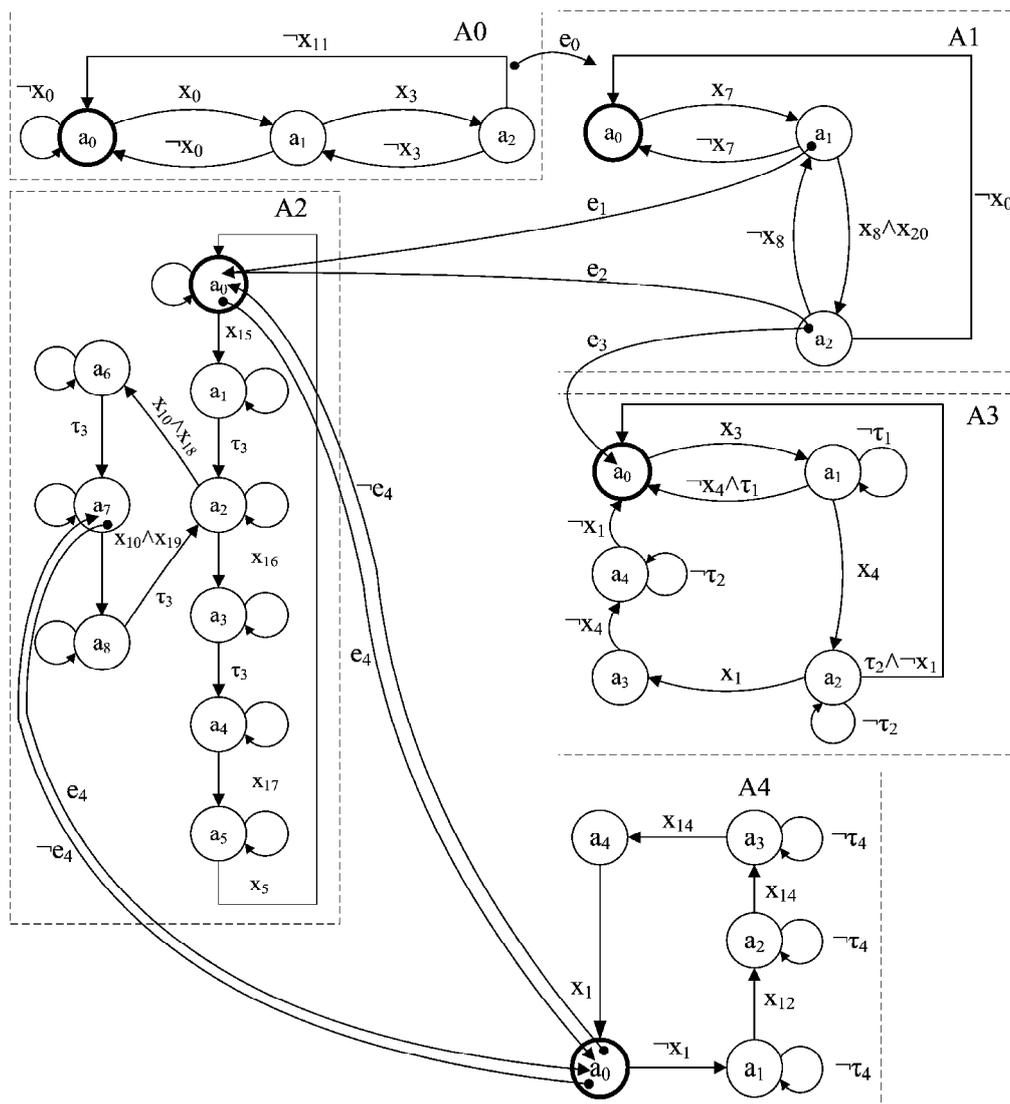


Рисунок 8. Взаимодействие автоматов в системе логического управления

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Островляничик В. Ю., Кубарев В. А.** Методика разработки программного обеспечения систем логического управления подъёмными установками [Текст] // Вестник Кузбасского государственного технического университета. — Кемерово, 2011 г, № 6. с. 50-54.
2. **Островляничик В. Ю., Модзелевский Д. Е.** Принципы построения алгоритмических структур систем логического управления современного электропривода [Текст]. // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника

в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды Второй всероссийской научно практической конференции // Под. Ред. В.Ю. Островляничка, П. Н. Кунина, Новокузнецк: Изд-во СибГИУ, 2004 г. — с.

3. **Островляничка В. Ю., Кубарев В. А.** Принцип построения системы логического управления шахтной подъёмной установкой [Текст] // Научный вестник новосибирского государственного технического университета. — Новосибирск 2012 г, № 4. с. 186-190.

УДК 621.3.078.4

НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ АДКР ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

В.Ю. Островляничка, Д.В. Кунина

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Модель АДКР повышенной точности с нелинейной характеристикой намагничивания, построенная во временном пространстве на базе нелинейных дифференциальных уравнений, ориентированная на реализацию в микропроцессорной системе с самоопределением переменных.

Ключевые слова: характеристика намагничивания, насыщение, модель, микропроцессорная система. самоопределение.

Создание прецизионных и повышенной точности электромеханических систем трехфазного тока с микропроцессорным управлением невозможно без учета насыщения магнитной системы электродвигателя. В работах [1, 2, 3], обобщающих состояние теории векторного управления, предлагается метод учета насыщения, состоящий в том, что характеристике намагничивания

$$y_m(I_m(t)) = L_m(I) \cdot I_m(t) \quad (1)$$

придают свойство, обеспечивающее нелинейную зависимость главного потокосцепления $y_m(I_m(t))$ от намагничивающего тока

$I_m(t)$, вводя переменный коэффициент $L_m(I)$. Как и все пионерские работы, созданная теория не лишена свойств, ограничивающих область ее применения:

1. В математическом описании асинхронного двигателя [1, 2] полные потокосцепления $y(I(t))$ и ток $I(t)$ связаны дифференциальным уравнением

$$\frac{dy(I(t))}{dt} + R \cdot I(t) = U(t) \quad (2)$$

с питанием двигателя от синусоидального напряжения

$$U(t) = U_s(t) \cdot \sin(w(t)t + j) \quad (3)$$

где $U_s(t)$ — переменная по величине амплитуда напряжения, $w(t)$ - частота, изменяющаяся во времени.

По уравнению (2) определяется полное потокосцепление $y(I(t))$, учитывающее как основное потокосцепление $y_m(I_m(t))$, так и потокосцепление рассеяния по проекциям на оси α и β .

В модуле учета насыщения на основании двух составляющих главного потокосцепления рассчитывается модуль главного потокосцепления и по характеристике $L_m^{-1} = f(I_m)$ определяется значение L_m^{-1} , на которое умножаются проекции вектора намагничивающего тока на оси a и b . Затем рассчитывается полный ток статора $I(t)$ делением разности между полным и основным потокосцеплениями на индуктивность рассеяния. Алогичность алгоритма определения полного тока в функции потокосцепления, а не наоборот, привела к сложной структуре модели объекта.

Кроме того, при учете нелинейности характеристики намагничивания каналы преобразования составляющих по действительной и мнимой осям вектора намагничивающего тока в составляющие вектора главного потокосцепления теряют автономность, любое изменение одной из составляющих входного вектора ведет к изменению обеих составляющих выходного вектора [1, 2].

2. Для использования метода необходимо располагать характеристикой намагничивания (1) и индуктивностью рассеяния, которые не приводятся в паспорте электродвигателя, а

экспериментальное построение характеристики намагничивания с достаточной точностью затруднительно. Кроме того, точность реализации систем в существенной мере зависит от точности расчета индуктивности рассеяния. Одновременно возрастает сложность метода из-за необходимости определения намагничивающего тока и индуктивности рассеяния, а также построения по точкам характеристики намагничивания (1) обратной зависимости $I_m = L_m^{-1} \cdot y_m$ и зависимости $L_m^{-1} = f(I_m)$. Из изложенного следует, что метод не обеспечивает реализацию моделей повышенной точности.

3. В системах векторного управления управляющим сигналом частотного преобразователя используется напряжение. Нелинейная синусоидальная связь напряжения $U(t)$ с частотой питающей сети ω в системе управления не фигурирует и неявно, косвенным образом, учитывается в преобразователе частоты.

В данной работе решается задача построения модели с нелинейной характеристикой намагничивания, что поставило перед необходимостью разработки модели во временной области без разложения на проекции осей комплексной плоскости, что позволило существенно упростить модель, сделать ее легко читаемой и устраняющей недостатки, изложенные в пунктах 1..3.

Для решения поставленной задачи прежде всего отметим, что в анализируемых работах теория построена в предположении, что намагничивающее действие оказывает только реактивная составляющая тока в обмотке двигателя. Однако из учебников физики, например [3], известно, что намагничивающее действие оказывает полный ток, протекающий во всех обмотках, связанных с магнитопроводом, чем бы эти токи не были вызваны.

Согласно [4] под воздействием гармонического трехфазного напряжения в обмотке статора протекает ток, назовем его первичным, который создает вращающееся магнитное поле. Созданное вращающееся поле индуцирует в обмотке ротора ЭДС, от действия которой в обмотке ротора протекает ток. Этот ток также создает вращающееся магнитное поле, которое объединяется с полем, индуцируемым током статора. Результирующему полю соответствует результирующая магнитодвижущая сила (МДС), равная сумме произведений первичного тока на число витков

обмотки статора и тока ротора на число витков обмотки ротора. В приведенной машине число витков обмоток статора и ротора равны, и полный ток статора $I(t)$ равен сумме первичного тока статора и приведенного тока ротора. Изложенное дает основание вместо (1) использовать соотношение

$$y(I(t)) = L_c(I) \cdot I(t), \quad (4)$$

где $I(t)$ - результирующий ток статора, $L_c(I)$ - переменный коэффициент, связывающий полное потокосцепление $y(I(t))$ с полным током обмотки статора.

Полный ток статора легко поддается измерению. Это дает возможность использовать дифференциальное уравнение (2) для самоопределения объектом полного потокосцепления $y(I)$ по измеряемому току $I(t)$ и напряжению $U(t)$. С этой целью объект расширим интеллектуальным модулем на микроконтроллере и на его основе предложим новый метод построения модели объекта в предположении нелинейности кривой намагничивания с непосредственным учетом того, что намагничивающий ток и потокосцепление в каждом периоде синусоидального напряжения питания катушки изменяются от максимального (положительного) до минимального (отрицательного) значений с соответствующим изменением потокосцепления.

Для построения элемента новой модели объекта исключим из уравнения (2) производную от потокосцепления, учитывая, что потокосцепление является сложной функцией от тока

$I(t)$: $\frac{dy(I(t))}{dt} = \frac{dy}{dI} \cdot \frac{dI}{dt}$. Подставим $\frac{dy(I(t))}{dt}$ в уравнение (2):

$$L(I(t)) \frac{dI(t)}{dt} + R \cdot I(t) = U(t), \quad (5)$$

где

$$L(I) = dy(I(t)) / dI(t). \quad (6)$$

Создав наблюдатель полного потока $y(I)$ на основе функции (2) и полного тока $I(t)$, определяемого из (2), исключаем необходимость в прямой (1) и обратной $I_m = L_m^{-1} \cdot y_m$ характеристиках намагничивания и в построении характеристики

$L_m^{-1} = f(I_m)$, – основных источниках понижения точности и увеличения сложности модели.

В предлагаемой модели используются два переменных коэффициента с размерностью индуктивности. Переменная $L_c(I)$ из (4) в работе [3] названа статической, а переменная $L(I)$ из (6) — дифференциальной индуктивностью. Из соотношения (3) следует, что статическая индуктивность ориентирована на расчет потокосцепления $y(I(t))$ по соответствующему току $I(t)$, а из дифференциального уравнения (5) видно, что дифференциальная индуктивность определяет инерционность цепи или служит для вычисления индуцируемой ЭДС $E(t) = L(I(t)) \cdot dI(t) / dt$.

В работах [1, 2] используется только статическая индуктивность. Считать это грубой ошибкой неуместно. Основы теории векторного управления создавались, исходя из предпосылки, что при векторном управлении машина работает без глубокого насыщения и ошибка от линейной аппроксимации в системах с относительно невысокими требованиями является приемлемой.

Дифференцируя (4) по I получим:

$$\frac{dy}{dI} = L_c(I) + I \frac{dL_c(I)}{dI}. \quad (7)$$

При линейной характеристике намагничивания (прямая $0s$ на рисунке 1) индуктивность в соответствии с (4) величина постоянная, второе слагаемое в уравнении (7) равно нулю. Сопоставление $L_c(I)$ из (7) с $L(I)$ из (6) показывает, что при линейной аппроксимации характеристики намагничивания статическая индуктивность совпадает с динамической $L(I) = L_c(I)$, в случае нелинейной зависимости такого совпадения нет (7).

В [4] показана идентичность переходных процессов в асинхронных двигателях и в трансформаторах, причем максимальное значение потокосцепления y_m может превышать рабочее в два и более раз. Ток I , необходимый для создания такого потокосцепления, определяется по кривой намагничивания.

На рисунке 1 точки r и b на кривой соответствуют номинальному y_n (pr) и $1.25y_n$ номинального значения

потокосцепления. Изменение потокосцепления на $\frac{1}{4}$ (bc) вызвано изменением тока в четыре раза (pI). Процесс усугубляется, если произойдет более глубокое насыщение или пуск происходит под нагрузкой. Пока ток двигателя меньше тока нагрузки, двигатель остается застопоренным, что эквивалентно увеличению времени режима заторможенного электродвигателя (короткое замыкание).

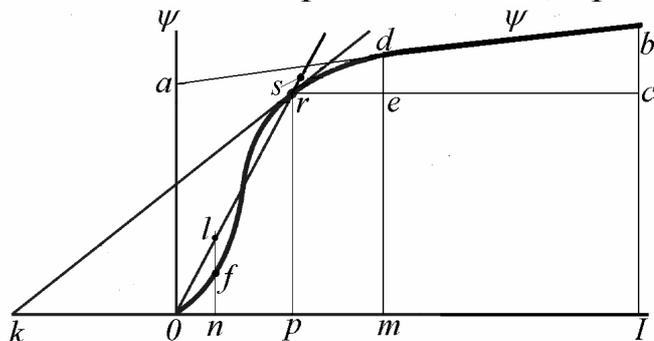


Рисунок 1 — Взаимосвязь тока I и потокосцепления ψ

При частотном управлении при пуске частота нарастает начиная от нулевого значения, при этом индуктивное сопротивление в начальный момент равно нулю. Рабочая точка перемещается на участок глубокого насыщения и ток достигает значений, превышающих значения при рабочей частоте.

Как и в работах [1, 2] при построении модели используем результирующие вектора. Особенность нашего подхода в том, что не используем проекции результирующих векторов на действительную и мнимую оси комплексной плоскости, а остаемся в естественных координатах, причем для соединения с двигателем результирующие векторы относим к фазе A , а фазы B и C формируем фазовым сдвигом фазы A соответственно на 120° и 240° .

Поскольку $L(I) > 0$ и непрерывная, уравнение (5) приведем к виду

$$\frac{dI(t)}{dt} + \frac{R \cdot I(t)}{L(I)} = \frac{U(t)}{L(I)}. \quad (8)$$

Представим переменную $I(t)$ как произведение двух переменных

$$I(t) = x(t) \cdot y(t) \quad (9)$$

продифференцируем функцию (9) и ее производную

$$\frac{dI(t)}{dt} = x(t) \cdot \frac{dy(t)}{dt} + y(t) \cdot \frac{dx(t)}{dt} \quad (10)$$

подставим в (8):

$$x(t) \cdot \frac{dy(t)}{dt} + y(t) \cdot \frac{dx(t)}{dt} + x(t) \cdot y(t) \cdot \frac{R}{L(t)} = \frac{U(t)}{L(I)}, \quad (11)$$

Сгруппируем члены уравнения (11):

$$x(t) \cdot \left(\frac{dy(t)}{dt} + y(t) \cdot \frac{R}{L(t)} \right) + y(t) \cdot \frac{dx(t)}{dt} = \frac{U(t)}{L(I)}. \quad (12)$$

Потребуем, чтобы функция $y(t)$ удовлетворяла равенство нулю выражения в круглых скобках уравнения (12):

$$\frac{dy(t)}{dt} + y(t) \cdot \frac{R}{L(I)} = 0, \quad (13)$$

при этом уравнение (12) принимает следующий вид:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{U(t)}{L(I)y(t)}. \quad (14)$$

Таким образом, уравнение (8) с одной переменной I свели к эквивалентной системе двух уравнений (13) и (14) с двумя переменными x и y . Разделяя переменные в (13), получим:

$$\frac{dy(t)}{y(t)} = -\frac{R}{L(I)} \cdot dt. \quad (15)$$

Традиционно интегрирование последнего уравнения выполняется с представлением постоянной интегрирования в логарифмической форме $\ln C_1$:

$$\ln y(t) - \ln C_1 = -\int \frac{R}{L(I)} dt, \quad (16)$$

откуда
$$y(t) = C_1 \cdot e^{-\int \frac{R}{L(I)} dt}. \quad (17)$$

Выражение для $y(t)$ подставляем в уравнение (14):

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{U(t)}{C_1 \cdot L(I)} \cdot e^{\int \frac{R}{L(I)} dt}, \quad (18)$$

интегрирование которого дает:

$$x(t) = \int \frac{U(t)}{C_1 \cdot L(I)} \cdot e^{\int \frac{R}{L(I)} dt} dt + C_2. \quad (19)$$

Подставим $y(t)$ из (17) и $x(t)$ из (19) в (9), а в полученное уравнение $U(t)$ из (3):

$$I(t) = e^{-\int \frac{R}{L(I)} dt} \cdot \left(\int \frac{U_s(t)}{L(I)} \cdot e^{\int \frac{R}{L(I)} dt} \sin(w(t) \cdot t + j) dt + C \right), C = C_1 C_2. \quad (20)$$

Функцию (20) необходимо преобразовать к виду, удобному для программирования в микропроцессорных системах, для которых характерна дискретная форма представления с фиксированным интервалом дискретизации. В функцию (20) входят нелинейно зависящий от тока I положительный параметр $L(I)$ и управляющие функции времени $U_s(t)$ и $w(t)$, поэтому интегралы в (20) не представимы в элементарных функциях. В то же время современные системы управления строятся на основе микропроцессорной техники с частотой дискретизации $f_d \approx 10 \text{ кГц}$, так что переменный параметр $L(I)$ на интервале дискретизации $nT \leq t \leq (n+1)T$, $n=0, 1, 2, 3, \dots, n$ изменяется незначительно.

Управляющие воздействия $U_s(t)$ и $w(t)$, в отличие от параметра $L(I)$ могут претерпевать быстрые, вплоть до скачкообразных, изменения. Но благодаря инерционности объекта и малой длительности интервала дискретизации скачкообразные изменения за интервал дискретизации не приводят к существенным изменениям состояния объекта. Поэтому можно принять, что как $L(I)$, так и $U_s(t)$ и $w(t)$ в течение каждого интервала дискретизации $nT \leq t \leq (n+1)T$ остаются постоянными: $L(nT) = L_n$, $U_s(nT) = U_{sn} = \text{const}$, $w(nT) = w_n = \text{const}$, а изменения происходят скачкообразно только в дискретные моменты времени $t = nT$, $n=0, 1, 2, 3, \dots, n$. С учетом изложенного область применимости функции (20) ограничивается одним периодом дискретизации $nT \leq t \leq (n+1)T$, так что предоставляется возможность вводить изменения $L(I)$, $U_s(t)$ и $w(t)$ в начале очередного периода дискретизации. При этом функция (20) принимает вид:

$$I(t) = e^{-\int \frac{R}{L_n} dt} \left(\int \frac{U_{sn}}{L_n} e^{\int \frac{R}{L_n} dt} \sin(w_n t + j) dt + C \right), nT \leq t \leq (n+1)T,$$

где C_n - значение постоянной интегрирования на интервале $nT \leq t \leq (n+1)T$. Поскольку на каждом интервале дискретизации L_n , U_{sn} и

W_n величины постоянные, вычислим первообразные подынтегральных функций в показателях экспонент, а также вынесем постоянный множитель U_{Sn}/L_n за знак интеграла. В результате уравнение преобразуем к виду:

$$I(t) = e^{-\frac{R}{L_n}t} \left(\frac{U_{Sn}}{L_n} F(t) + C \right), nT \leq t \leq (n+1)T, n=0, 1, 2, 3, \dots, n. \quad (21)$$

где

$$F(t) = \int e^{\frac{R}{L_n}t} \sin(w_n t + j) dt. \quad (22)$$

Первообразную $F(t)$ из (22) на интервале дискретизации $nT \leq t \leq (n+1)T$ вычислим методом интегрирования по частям, но предварительно покажем, что результат не зависит от постоянной интегрирования, это существенно упростит последующие построения. Пусть методом интегрирования по частям требуется вычислить интеграл:

$$F(t) = \int y dx = x \cdot y - \int x dy. \quad (23)$$

Интеграл от dx : $x = \int dx = x + c$ подставляем в (23). Получаем результирующую формулу $\int y dx = (x + c) \cdot y - \int (x + c) dy = x \cdot y + y \cdot c - \int x dy - y \cdot c = x \cdot y - \int x dy$, из которой видно, что постоянная интегрирования c в результат не входит.

В подынтегральной функции неопределенного интеграла (22) обозначим

$$y = e^{\frac{R}{L_n}t}, dx = \sin(w_n t + j) dt.$$

Для интегрирования по частям определим дифференциал dy и переменную x :

$$dy = \frac{R}{L_n} e^{\frac{R}{L_n}t} dt, x = -\frac{\cos(w_n t + j)}{w_n}.$$

Выражения для y , dy , x и dx подставим в (23):

$$F(t) = \frac{1}{w_n} \left(-e^{\frac{R}{L_n}t} \cdot \cos(w_n t + j) + \frac{R}{L_n} \int e^{\frac{R}{L_n}t} \cdot \cos(w_n t + j) dt \right) \quad (24)$$

Снова выполним интегрирование по частям, для чего в неопределенном интеграле правой части функции (24) по аналогии с предыдущим случаем введем следующие обозначения: $y = e^{\frac{R}{L_n}t}$,

$$dx = \cos(w_n t + j) dt \text{ и найдем: } dy = \frac{R}{L_n} e^{\frac{R}{L_n}t} dt, \quad x = \frac{\sin(w_n t + j)}{w_n}.$$

Выражения для y , dy , x и dx подставим в (24) используя $\int y dx = x \cdot y - \int x dy$:

$$\int e^{\frac{R}{L_n}t} \cos(w_n t + j) dt = \frac{1}{w_n} \left(e^{\frac{R}{L_n}t} \sin(w_n t + j) - \frac{R}{L_n} \int e^{\frac{R}{L_n}t} \sin(w_n t + j) dt \right)$$

Подстановка интеграла в равенство (24) после несложных преобразований дает:

$$F(t) = e^{\frac{R}{L_n}t} \left(R \sin(w_n t + j) - w_n L_n \cos(w_n t + j) \right) \frac{L_n}{w_n^2 L_n^2 + R^2} \quad (25)$$

Учитывая, что

$$R \cdot \sin(w_n t + j) - w_n L_n \cdot \cos(w_n t + j) = \sqrt{w_n^2 L_n^2 + R^2} \cdot \sin(w_n t + j - q_n)$$

где

$$q_n = \operatorname{tg}(L_n w_n / R), \quad (26)$$

подстановкой $R \cdot \sin(w_n t + j) - w_n L_n \cdot \cos(w_n t + j)$ в (25)

получаем выражение

$$F(t) = \frac{L_n}{\sqrt{w_n^2 L_n^2 + R^2}} e^{\frac{R}{L_n}t} \sin(w_n t + j - q_n), \quad nT \leq t \leq (n+1)T. \quad (27)$$

Подставив выражение для $F(t)$ в (21), будем иметь:

$$I(t) = \frac{U_{Sn}}{\sqrt{w_n^2 L_n^2 + R^2}} \sin(w_n t + j - q_n) + C e^{-\frac{R}{L_n}t}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T. \quad (28)$$

Исходя из начальных условий $I(t) = 0, t = n = 0$, найдем:

$$C = -\frac{U_{S0}}{\sqrt{w_0^2 L_0^2 + R^2}} \sin(j - q_0) = \operatorname{const}. \quad (29)$$

Используя функцию (28) запишем выражения для тока $I(t)$ в

момент времени $t=nT$, соответствующий как концу интервала $(n-1)T \leq t \leq nT$, так и началу интервала $nT \leq t \leq (n+1)T$:

$$I(nT) = \frac{U_{S_{n-1}}}{\sqrt{w_{n-1}^2 L_{n-1}^2 + R^2}} \sin(w_{n-1} nT + j - q_{n-1}) + C e^{-\frac{R}{L_{n-1}} nT}, \quad (30)$$

$$I(nT) = \frac{U_{S_n}}{\sqrt{w_n^2 L_n^2 + R^2}} \sin(w_n nT + j - q_n) + C e^{-\frac{R}{L_n} nT}, \quad (31)$$

Неравенство правых частей функций (30) и (31) свидетельствует о нарушении закона непрерывности тока через индуктивность. Объясняется нарушение тем, что в первую функцию входят только переменные $U_S=U_{S_n}$, $w=w_n$, $L=L_n$ соответствующие текущему $nT \leq t \leq (n+1)T$ интервалу, а во вторую функцию - переменные $U_S=U_{S_{n-1}}$, $w=w_{n-1}$ и $L=L_{n-1}$, соответствующие только предыдущему $(n-1)T \leq t \leq nT$ интервалу. В обоих уравнениях процессы протекают так, как будто с начального момента времени $t=0$ действуют константные значения $U_S=U_{S_n}$, $w=w_n$ и $L=L_n$ текущего интервала $nT \leq t \leq (n+1)T$ в первом уравнении и константные значения переменных $U_S=U_{S_{(n-1)}}$, $w=w_{n-1}$, $L=L_{n-1}$ предыдущего интервала $(n-1)T \leq t \leq nT$ во втором уравнении, предыдущие значения на текущие процессы влияния не оказывают. Не учет влияния предыстории процессов объясняет нарушение закона непрерывности.

Таким образом, простое изменение переменных $U_S=U_{S_n}$, $w=w_n$ и $L=L_n$ в начале каждого интервала дискретизации $nT \leq t \leq (n+1)T$ задачи не решает. Для исключения скачков тока при переходе от предыдущего интервала дискретизации к текущему представляется целесообразным на каждом интервале дискретизации определять приращение тока и добавлять его значение к значению тока в конце предыдущего интервала.

Для вычисления приращения тока на интервале $nT \leq t \leq (n+1)T$ воспользуемся функцией (28), подставим значение времени конца интервала $t=(n+1)T$:

$$I((n+1)T) = \frac{U_{S_n}}{\sqrt{w_n^2 L_n^2 + R^2}} \sin(w_n (n+1)T + j - q_n) + C e^{-\frac{R}{L_n} (n+1)T} \quad (32)$$

и вычтем из (32) функцию (31):

$$DI_n = I((n+1)T) - I(nT) = \frac{U_{Sn}}{\sqrt{w_n^2 L_n^2 + R^2}} [\sin(w_n(n+1)T + j - q_n) - \sin(w_n nT + j - q_n) + Ce^{-\frac{R}{L_n} nT} (1 - e^{\frac{R}{L_n} T})] \quad (33)$$

С учетом приращения DI_n из (33) значение тока I_{n+1} в точке $t=(n+1)T$ определится из соотношения:

$$I_{n+1} = I_n + DI_n. \quad (34)$$

Теперь имеем все данные для разработки алгоритма определения тока статора асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором для реализации программы в среде разработки компании Texas Instruments Code Composer Studio v6.

Список источников:

1. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием [Текст]: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. — М.: Издательский центр «Академия», 2006. — 272 с.

2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты [Текст] / Р.Т. Шрейнер. — Екатеринбург: УРО РАН, 2000. — 654 с.

3. Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники [Текст] / К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман, Н.В. Коровин: Учебник для вузов. 5-е изд. Т. 2. — СПб.: Питер, 2009. — 432 с.

4. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Машины переменного тока: Учебник для вузов. — СПб.: Питер, 2008. — 350 с.: ил.

К ВОПРОСУ ОБ ИЗМЕРЕНИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В. Ю. Островляничик, Т. В. Богдановская, И. Ю. Поползин
*Сибирский государственный индустриальный университет,
г. Новокузнецк*

Предложена методика косвенного измерения электромагнитного момента асинхронного двигателя с использованием аналогии между асинхронным двигателем и трансформатором и Г-схемы замещения асинхронного двигателя.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, электромагнитный момент, Г-схема замещения.

Измерение момента асинхронного электродвигателя (АД) является важной задачей для целей автоматического управления асинхронными электроприводами. Так для электроприводов шахтных подъемных установок измерение развиваемого двигателем момента позволяет определять массу поднимаемого груза. Эта задача является достаточно сложной в силу специфики электромагнитных процессов и электромеханического преобразования энергии в асинхронной машине.

Согласно [1], [2], [3], магнитное поле асинхронной машины неоднородно, и его конфигурация зависит от конфигурации сердечников обмоток, расположения обмоточных проводников и нелинейности магнитных характеристик магнитопровода. Эта неоднородность определяет сложность и нетривиальность описания электромеханических и электромагнитных процессов в машине. Поэтому для облегчения математического описания процессов в асинхронной машине принимаются некоторые допущения, не оказывающие значительного влияния на корректность математической модели для большинства задач:

- 1) Магнитная проницаемость сердечника машины равна бесконечности;

- 2) Распределение полей самоиндукции и взаимной индукции обмоток принимается синусоидальным вдоль окружности машины. Это допущение справедливо для всех нормально спроектированных промышленных АД, в которых высшие гармоники ЭДС значительно демпфируются трехфазной обмоткой [1];
- 3) Обмотки статора и ротора машины симметричны;
- 4) Магнитная система машины не насыщена;

Существует два основных подхода к анализу электромеханических процессов в асинхронных машинах и определению электромагнитного момента. Первый связан с рассмотрением АД как пассивного четырехполюсника. Второй предполагает линейные преобразования уравнений Кирхгофа обмоток трехфазной машины с целью перехода к двухфазной модели при инвариантности электрической мощности. В настоящее время наиболее распространен второй подход с использованием математической модели двухфазной машины с системой координат, привязанной к ротору, статору или вращающейся с синхронной скоростью.

Рассмотрим методику определения электромагнитного момента при использовании модели двухфазной машины. В [4] для определения электромагнитного момента АД предлагается использовать систему координат, вращающуюся с синхронной скоростью (оси x и y). В такой системе координат уравнения Кирхгофа в векторной форме для обмоток примут вид:

$$\begin{cases} \bar{u}_1 = \bar{i}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + jw_0 \bar{\Psi}_1, \\ 0 = \bar{i}_2' R_{2\Sigma}' + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(w_0 - w) \bar{\Psi}_2, \\ M = p_{II} L_{12} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2') \end{cases} \quad (1)$$

где \bar{u}_1, \bar{i}_1 - векторы напряжения и тока на статоре;
 \bar{i}_2' - вектор приведенного тока ротора;

$R_1, R'_{2\Sigma}$ - активное сопротивление статора и приведенное активное сопротивление ротора;

$\overline{\Psi}_1, \overline{\Psi}_2$ - векторы потокосцеплений статора и ротора;

L_{12} - взаимная индуктивность обмоток статора и ротора;

w_0, w - скорости вращения поля и ротора;

p_{II} - число пар полюсов машины;

M – электромагнитный момент АД.

Данной схеме замещения при переходе к операторному виду уравнений и рассмотрении действующих значений векторов переменных величин соответствует структурная схема электромеханического преобразования энергии, представленная на рисунке 1.

Управляющими воздействиями в данной схеме являются напряжение на статоре и частота питающей сети, также имеется вход от скорости ротора. Выходной координатой является момент АД. Для его определения достаточно знать активные сопротивления и индуктивности обмоток статора и ротора. Однако, нахождение передаточной функции для этой структурной схемы ввиду обилия перекрестных ОС затруднено. Таким образом, данный способ является достаточно сложным в реализации.

В других работах, связанных с векторным управлением АД ([3], [5]), предлагается методика измерения момента двигателя, основанная на определении его через связь с потокосцеплениями.

Например, в [3] предлагается следующее выражение для двухфазной машины с системой координат, вращающейся с произвольной скоростью:

$$M = p_{II} I_S^T D \Psi_S = -p_{II} I_R^T D \Psi_R, \quad (2)$$

где p_n – число пар полюсов машины, D – матрица особого вида, для двухфазной модели $D = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$; I_S^T (I_R^T) – ток статора (ротора); Ψ_S (Ψ_R) – потокосцепление статора (ротора) в проекции на выбранные оси.

В [6] приводится следующее выражение для двухфазной модели с осями, жестко связанными со статором:

$$M = p_{II} L_M (i_{sb} i_{ra} - i_{sa} i_{rb}), \quad (3)$$

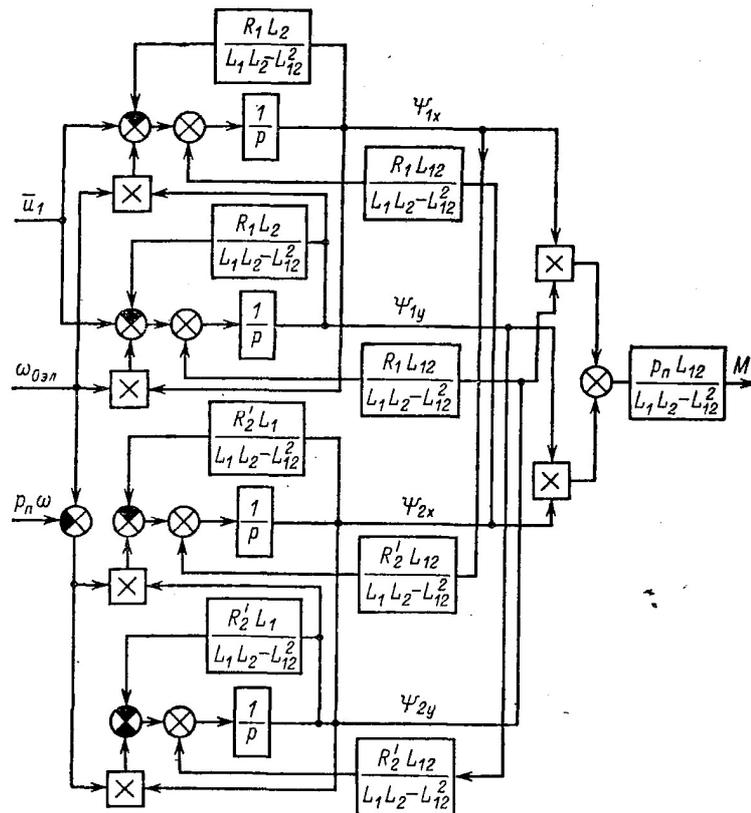


Рисунок 1. Структурная схема процессов электромеханического преобразования энергии в асинхронном двигателе [4]

где L_m – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора.

Нетрудно заметить, что данное выражение эквивалентно выражению (2) по физическому смыслу. В [6] предлагается и другое выражение для определения момента трехфазной асинхронной машины:

$$M = \frac{3}{2} \frac{p_{\Pi} L_M}{L_S L_r - L_M^2} (\Psi_{sa} i_{sb} - \Psi_{rb} i_{ra}) \quad (4)$$

Существуют и иные выражения для электромагнитного момента трехфазной асинхронной машины, представленной как двухфазная, например:

$$M = \frac{3}{2} (\Psi_{sa} i_{sb} - \Psi_{sb} i_{sa}) \quad (5)$$

$$M = \frac{3}{2} (\Psi_{ra} i_{rb} - \Psi_{rb} i_{ra}) \quad (6)$$

Согласно [2], все эти выражения можно свести к одному:

$$M = \frac{3}{2} p_{II} I \times \Psi, \quad (7)$$

т.е. все вышеприведенные выражения сводятся к явному или неявному нахождению векторного произведения тока какой-либо обмотки обобщенной машины на потокосцепление.

Очевидно, что данный способ определения момента двигателя имеет определенные недостатки – в первую очередь, необходимость определения потокосцепления. Для решения этой задачи в [9], [3], [5], [8] предлагаются методики идентификации параметров асинхронных двигателей на основе различных методов оценивания.

Обратимся к методам определения электромагнитного момента АД, не связанным с методом обобщенной электрической машины. Достаточно удобным является представление АД как четырехполюсника в виде T-схемы замещения. При использовании данного метода проводится аналогия между фазой асинхронного двигателя и трансформатором [4], поскольку электромагнитные процессы, происходящие в этих устройствах схожи. При этом АД с заторможенным ротором полностью эквивалентен однофазному трансформатору в режиме холостого хода, а связь схем замещения для неподвижного и вращающегося ротора осуществляется через скольжение.

При использовании схем замещения фаза АД представляется в виде T-схемы замещения, аналогичной T-схеме замещения трансформатора. При этом выделяются ветвь статора (обозначаемая индексом 1), ветвь ротора (обозначаемая индексом 2) и ветвь намагничивания (обозначаемая индексом μ) (см. рисунок 2).

В [4] отмечается, что намагничивающая ветвь без особой погрешности может быть вынесена на выводы напряжения сети, в результате чего T-схема преобразуется к Г-схеме замещения. Погрешность такого преобразования невелика потому, что в Г-схеме замещения не учитывается только влияние падения напряжения на сопротивлениях обмотки статора от тока намагничивания I_{μ} на ток ротора, причем намагничивающий ток принимается постоянным и отстающим на 90 градусов от напряжения на статоре.

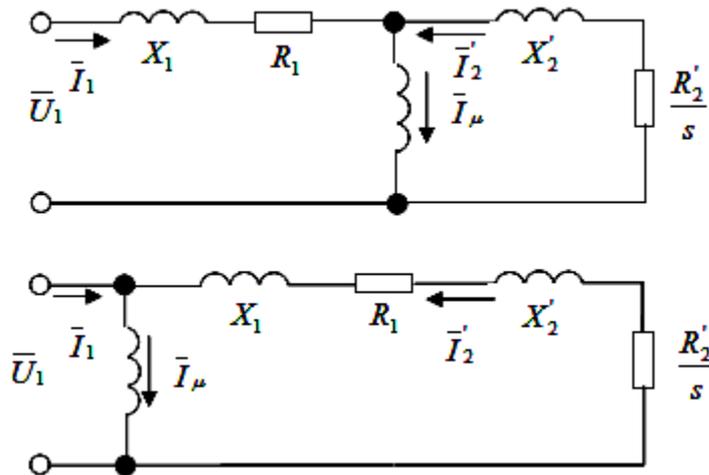


Рисунок 2. Схемы замещения асинхронного электродвигателя (а – Т-схема, б – Г-схема)

Роторные величины, входящие в схему замещения АД приведены к статору. Их связь с реальными переменными осуществляется через коэффициент трансформации асинхронной машины:

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 k_1}{w_2 k_2}, \quad (8)$$

где E_1 - ЭДС, наводимая магнитным потоком в статоре;

E_2 - ЭДС, наводимая в неподвижном роторе;

w_1, w_2 - число витков одной фазы обмотки статора и ротора соответственно;

k_1, k_2 - обмоточные коэффициенты.

Связь определяется следующими выражениями:

$$\begin{cases} R_2' = R_2 k^2; \\ I_2' = k I_2 \end{cases}. \quad (9)$$

По законам Кирхгофа для Г-схемы справедливы следующие соотношения:

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + j \bar{I}_1 X_1 + \bar{E}_1; \\ \bar{E}_2 = \bar{I}_2 R_2' / s + j \bar{I}_2 X_2'; \\ \bar{I}_m = \bar{I}_1 + \bar{I}_2; \end{cases} \quad (10)$$

где \bar{U}_1 - комплексное значения напряжения сети;

- \bar{I}_1 - комплексное значение тока статора;
 \bar{I}_2 - комплексное приведенное значение тока ротора;
 \bar{I}_m - комплексное значение тока намагничивания;
 \bar{E}_1 - комплексное значение ЭДС, наводимой в статоре;
 \bar{E}_2' - комплексное приведенное значение ЭДС, наводимой в роторе;
 R_1, X_1 - активное и реактивное сопротивления обмотки статора;
 R_2', X_2' - приведенные активное и реактивное сопротивления обмотки ротора.

Скольжение определяется по выражению:

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}, \quad (11)$$

где s – скольжение;

ω_0, ω - скорости вращения поля и ротора соответственно.

Перейдем от комплексных величин к действующим, руководствуясь известными соотношениями для комплексных сопротивлений. После преобразований получим:

$$X_k = X_1 + X_2' \quad (12)$$

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2' / s)^2 + X_k^2}} \quad (13)$$

$$P_{12} = 3I_2'^2 R_2' / s = \frac{3U_1^2 R_2' s}{(R_1 + R_2' / s)^2 + X_k^2} = M\omega_0 \quad (14)$$

$$M = \frac{3U_1^2 R_2'}{\omega_0 s [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_k^2]} \quad (15)$$

Из (15) видно, что для определения момента, развиваемого АД, требуется измерение следующих параметров: напряжения на статоре, активного и реактивного сопротивлений статора и ротора, а также определение скольжения. Однако в него входит значение реактивного сопротивления X_k , зависящее от частоты тока ротора (которая, в свою очередь, зависит от значения скольжения) и не поддающееся оперативному измерению.

Для определения момента двигателей с фазным ротором, в которых ток ротора поддается измерению, можно использовать модификацию выражения (15). Выразив из (13) значение U_1 и подставив его в выражение (15), получим:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2}} \Rightarrow U_1 = I_2' \sqrt{(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2};$$

$$U_1^2 = I_2'^2 [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2];$$

$$M = \frac{3U_1^2 R_2'}{w_0 s [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2]} = \frac{3I_2'^2 [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2] R_2'}{w_0 s [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2]}$$

$$M = \frac{3I_2'^2 R_2'}{w_0 s} \quad (16)$$

Однако в общем случае ток ротора измерению не поддается, поэтому использовать выражение (16) и его модификации не представляется возможным.

Рассмотрим Г-схему (см. рисунок 2) и векторные диаграммы мощности асинхронной машины [7]. Потребляемая двигателем из сети полная мощность определяется как

$$S = 3U_1 I_1 \quad (17)$$

Активная мощность, передаваемая статору машины сетью, определится по выражению

$$P_1 = S \cos j = 3U_1 I_1 \cos j \quad (18)$$

Поскольку падение напряжения на активном сопротивлении статора и влияние магнитного рассеяния при принятых допущениях невелико [7], то можно считать, что мощность, потребляемая статором из сети, полностью передается вращающемуся магнитному полю с учетом паспортного КПД двигателя:

$$P_m = S \cos j h_{ДВ} = 3U_1 I_1 \cos j h_{ДВ} \quad (19)$$

Мощность вращающегося поля, передаваемая ротору машины, расходуется на полезную работу (формирование крутящего момента двигателя) и на потери в роторе [7]. С учетом того, что потери в роторе определяются ЭДС индукции в нем, зависящей от скольжения, то, опуская промежуточные выражения (подробнее см. [7]), КПД передачи мощности магнитного поля к валу ротора равен:

$$h_m = 1 - s \quad (20)$$

Таким образом, мощность, передаваемая от сети к валу двигателя с учетом (19) и (20):

$$P_2 = 3U_1 I_1 h_{DB} \cos j (1 - s) \quad (21)$$

С другой стороны,

$$P_2 = Mw \quad (22)$$

Отсюда:

$$Mw = 3U_1 I_1 h_{DB} \cos j (1 - s)$$

$$M = \frac{3U_1 I_1 h_{DB} \cos j (1 - s)}{w} \quad (23)$$

В (23) входит коэффициент мощности $\cos j$, который может быть определен по выражению (24):

$$\cos j = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_1 + X_2'}{R_1 + \frac{R_2'}{s}} \right)^2}} \quad (24)$$

Проверим адекватность выражения (23) путем моделирования пуска АД МТФ-111-6 и последующего приложения номинальной нагрузки со снятием кривой переходного процесса момента. Структура модели в среде Simulink приведена на рисунке 3.

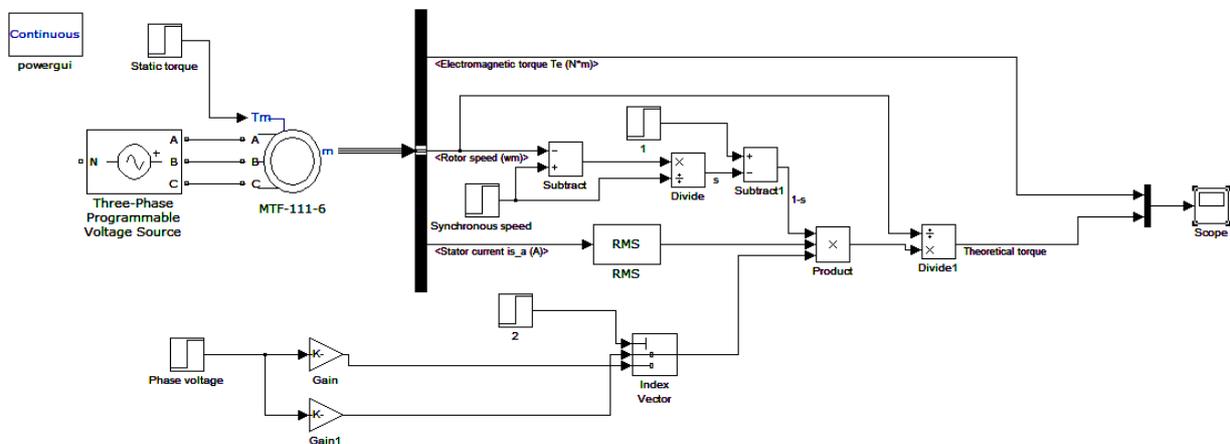


Рисунок 3. Модель процесса измерения момента АД

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология
построения современного электропривода

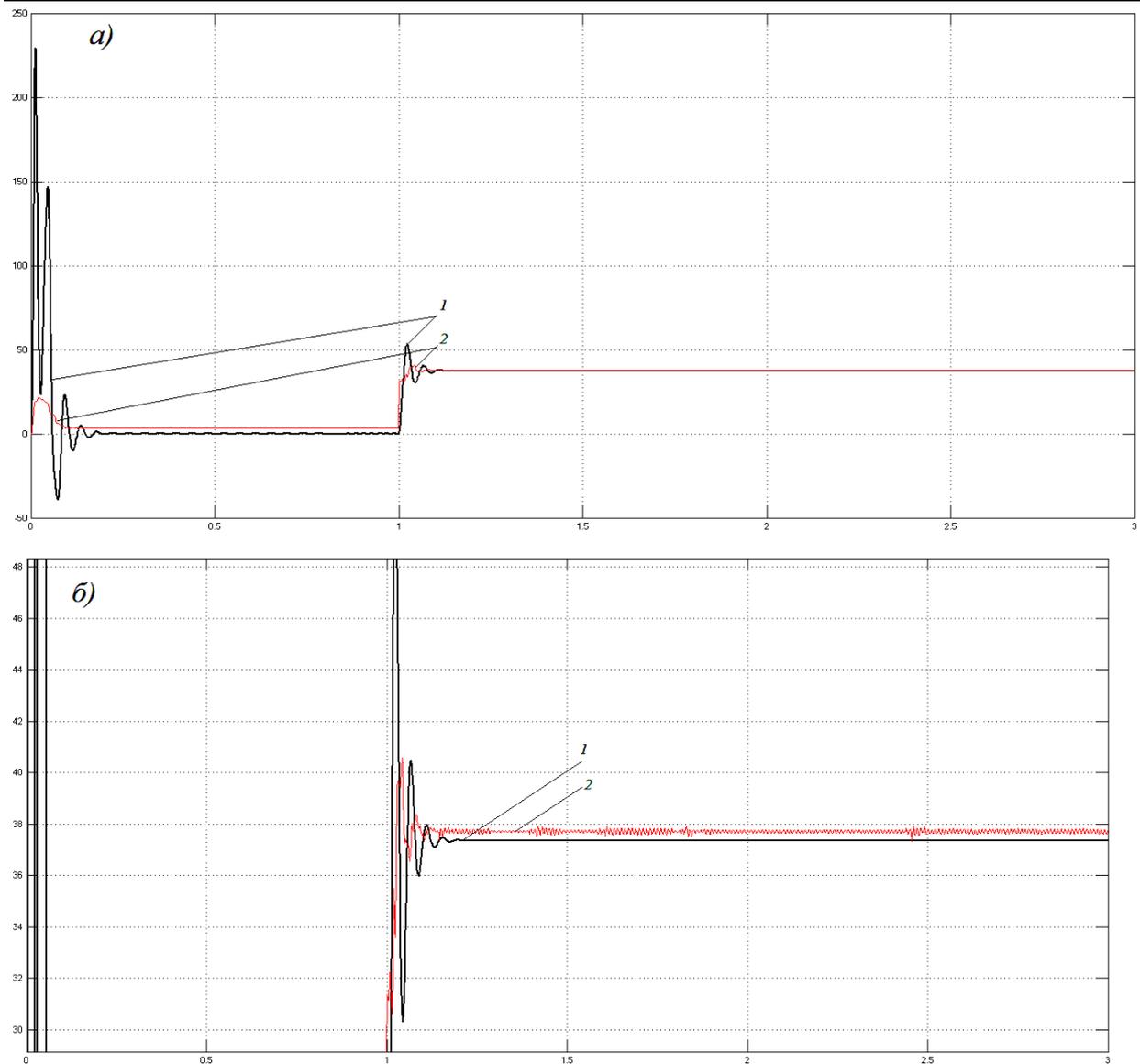


Рисунок 4. Результаты моделирования (1 – реальная кривая переходного процесса момента, 2 – расчетная кривая переходного процесса момента по (23)):

- а) Переходный процесс при пуске двигателя и приложении нагрузки;
- б) При приложении нагрузки и в установившемся режиме.

По результатам моделирования можно сделать следующие выводы. Выражение (23) в установившемся режиме дает погрешность 0,96%, причем значение момента завышено, что объясняется принятыми допущениями, а, следовательно, пренебрежением некоторыми потерями.

Таким образом, из модельного эксперимента можно сделать следующий вывод: выражение (23) позволяет определять значение электромагнитного момента асинхронного двигателя с

приемлемой точностью без необходимости преобразования координат и перехода к двухфазной модели двигателя.

Библиографический список

1. Важнов А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока [Текст]/ А. И. Важнов. – Л.: Энергия, 1980. – 256 с.
2. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты [Текст]/ Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
3. Панкратов В. В., Зима Е. А. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами [Текст]/ В. В. Панкратов, Е. А. Зима – Новосибирск.: НГТУ, 2005. – 120 с.
4. Ключев В. И. Теория электропривода [Текст]/ В. И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
5. Семькина И. Ю. Бездатчиковое управление асинхронными электроприводами [Текст]/ И. Ю. Семькина. – Кемерово.: КузГТУ, 2008. – 45 с.
6. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин [Текст]/ И. П. Копылов. – М.: ВШ, 2001. – 327 с.
7. Круг К. А. Основы электротехники. Том второй. Теория переменных токов [Текст]/ К. А. Круг – М., Л.: Государственное энергетическое издательство, 1946. – 636 с.
8. Каширских В. Г. Динамическая идентификация асинхронных электродвигателей [Текст]/ В. Г. Каширских. – Кемерово: КузГТУ, 2005. – 140с.
9. Вдовин В. В., Панкратов В. В. Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода [Текст]/ В. В. Вдовин, В. В. Панкратов. – // Известия Томского политехнического университета/ Томский политехнический университет. – 2012. – Т. 320, № 4: Энергетика. – с. 147-153

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КПД И КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин

*Сибирский государственный индустриальный университет,
г. Новокузнецк*

Предложены методики определения КПД и коэффициента мощности асинхронного двигателя с использованием Г-схемы замещения. Представлены расчетные зависимости КПД и коэффициента мощности от скольжения машины.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, Г-схема замещения, КПД, коэффициент мощности, скольжение асинхронной машины.

Как известно из теории электрических машин и теории электропривода, задача идентификации асинхронного двигателя (АД) является весьма сложной вследствие особенностей электромагнитных и электромеханических процессов в машине. Особенную сложность представляет нахождение рабочих характеристик машины, в особенности – определение электромагнитного момента на валу двигателя, коэффициента полезного действия двигателя и коэффициента мощности [1].

Существуют два основных подхода к решению данной задачи. Первый – использование двухфазной схемы замещения асинхронной машины (метод обобщенной машины). Данный способ является в настоящее время наиболее распространенным в силу своей универсальности и точности. Однако он требует осуществления координатных преобразований для перехода от реальной машины к ее модели и обратно, а также операций с векторными величинами, что не всегда приемлемо, несмотря на все достоинства данного метода.

Второй подход основан на аналогии между фазой асинхронного двигателя и трансформатором. Данная аналогия возможна по причине того, что электромагнитные процессы, протекающие в обеих машинах, весьма схожи [1], [2], [3]. При этом

АД с заторможенным ротором полностью эквивалентен однофазному трансформатору в режиме холостого хода, а связь схем замещения для неподвижного и вращающегося ротора осуществляется через скольжение.

При использовании аналогии между АД и трансформатором следует принять определенные допущения, поскольку между электромагнитными процессами в трансформаторе, при всем их сходстве, существуют отличия. Данные допущения практически не влияют на корректность получаемой математической модели для подавляющего большинства практических задач:

- 5) Магнитная проницаемость сердечника машины равна бесконечности;
- 6) Распределение полей самоиндукции и взаимной индукции обмоток принимается синусоидальным вдоль окружности машины;
- 7) Обмотки статора и ротора машины симметричны, т.е. фазные обмотки ротора (статора) имеют равные активные сопротивления и обмоточные параметры;
- 8) Магнитная система машины не насыщена, т.е. работа происходит на линейном участке кривой намагничивания.

При использовании схем замещения фаза АД представляется в виде Т-схемы замещения, аналогичной Т-схеме замещения трансформатора. При этом выделяются ветвь статора (обозначаемая индексом 1), ветвь ротора (обозначаемая индексом 2) и ветвь намагничивания (обозначаемая индексом μ) (рисунок 1).

В [1] и [2] отмечается, что намагничивающая ветвь без особой погрешности может быть вынесена на выводы напряжения сети, в результате чего Т-схема преобразуется к Г-схеме замещения. Погрешность такого преобразования невелика потому, что в Г-схеме замещения не учитывается только влияние падения напряжения на сопротивлениях обмотки статора от тока намагничивания I_μ на ток ротора, причем намагничивающий ток принимается постоянным (рисунок 1).

Параметры ротора, входящие в схему замещения АД приведены к статору. Их связь с реальными переменными

осуществляется через коэффициент трансформации асинхронной машины:

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 k_1}{w_2 k_2}, \quad (1)$$

где E_1 - ЭДС, наводимая магнитным потоком в статоре;

E_2 - ЭДС, наводимая в неподвижном роторе;

w_1, w_2 - число витков одной фазы обмотки статора и ротора соответственно;

k_1, k_2 - обмоточные коэффициенты.

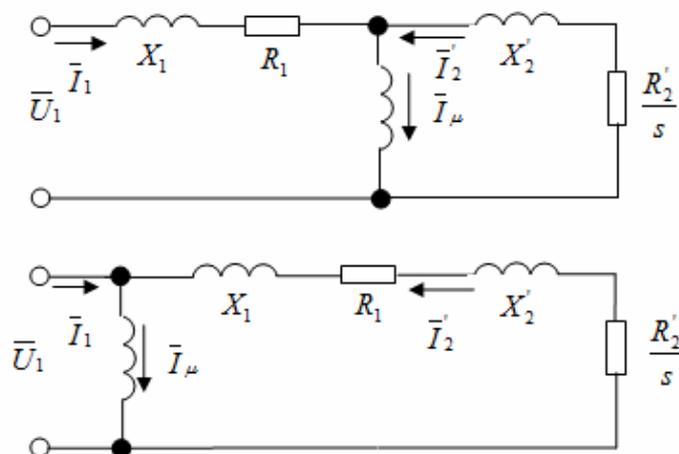


Рисунок 1. Схемы замещения асинхронного электродвигателя (а – Т-схема, б – Г-схема)

В [1] отмечается, что, как правило, значения обмоточных коэффициентов для обмоток близки по значению, поэтому без особой погрешности коэффициент трансформации может быть

определен как $k = \frac{w_1}{w_2}$. При этом коэффициент трансформации

постоянен для одного типа машин, рассчитывается заводами-изготовителями и указывается в специальных справочниках.

Приведение роторных величин к статорным осуществляется следующим образом:

$$\begin{cases} R_2' = R_2 k^2; \\ I_2' = k I_2 \end{cases} \quad (2)$$

Реактивное сопротивление обмоток статора и ротора определится как:

для статора: $X_1 = 2p f \Psi_1 \quad (3a)$

$$\text{для ротора:} \quad X_2 = 2pf_2\Psi_2 = 2psf\Psi_2 \quad (3б)$$

где f – частота поля статора (частота питающего напряжения);

$f_2=sf$ – частота поля ротора;

Ψ_1, Ψ_2 – потокосцепления обмоток статора и ротора.

Из выражений 3а и 3б следует, что, зная потокосцепления статора и ротора в каком-либо режиме, можно пересчитать их для других режимов. В Г-схеме зависимость реактивного сопротивления обмотки ротора от скольжения учитывается в величине R_2'/s (при этом сохраняется инвариантность полного сопротивления и мощности).

В такой схеме справедливы следующие соотношения:

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + j\bar{I}_1 X_1 + \bar{E}_1; \\ \bar{E}_2' = \bar{I}_2' R_2' / s + j\bar{I}_2' X_2'; \\ \bar{I}_m = \bar{I}_1 + \bar{I}_2; \end{cases} \quad (4)$$

где \bar{U}_1 – комплексное значения напряжения сети;

\bar{I}_1 – комплексное значение тока статора;

\bar{I}_2' – комплексное приведенное значение тока ротора;

\bar{I}_m – комплексное значение тока намагничивания;

\bar{E}_1 – комплексное значение ЭДС, наводимой в статоре;

\bar{E}_2' – комплексное приведенное значение ЭДС, наводимой в роторе;

R_1, X_1 – активное и реактивное сопротивления обмотки статора;

R_2', X_2' – приведенные активное и реактивное сопротивления обмотки ротора.

Скольжение определяется по выражению:

$$s = \frac{w_0 - w}{w_0}, \quad (5)$$

где w_0, w – скорости вращения поля и ротора соответственно.

На основании Г-схемы и соотношений (4) с учетом принятых допущений могут быть построены векторные диаграммы

АД. Рассмотрим сначала векторную диаграмму намагничивающей ветви (рисунок 2).

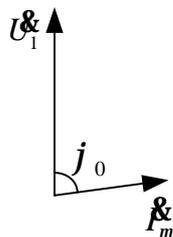


Рисунок 2. Векторная диаграмма намагничивающей ветви Г-схемы замещения

В Г-схеме замещения ток намагничивания постоянен и отстает от напряжения на угол φ_0 , равный примерно 90 градусам из-за значительной индуктивности обмоток статора (6):

$$I_m = \frac{U_1}{Z_m + Z_1} \approx const; \quad (6)$$

$$\varphi_0 = \arctg \frac{X_m + X_1}{R_m + R_1} \approx \left| X_m + X_1 \gg R_m + R_1 \right| \approx 90^\circ$$

Теперь рассмотрим контур, по которому замыкается приведенный ток ротора (см. рисунок 1б). В [1] данный контур назван рабочим. Векторная диаграмма рабочего контура представлена на рисунке 3.

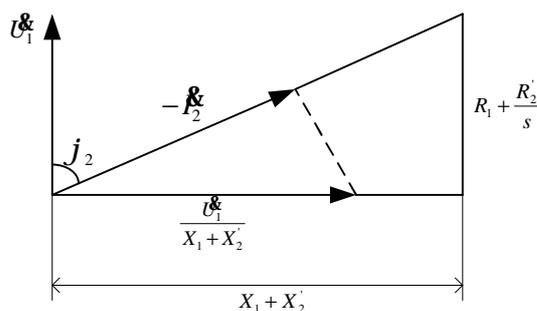


Рисунок 3. Векторная диаграмма рабочего контура Г-схемы замещения АД

При построении диаграммы вектор приведенного тока ротора отложен в противоположно направлении (знак «-») в связи с направлением противо-ЭДС, наводимой в роторе полем.

Угол φ_2 может быть определен непосредственно по диаграмме:

$$j_2 = \arcsin \frac{I_2'(X_1 + X_2')}{U_1} = \operatorname{arctg} \frac{X_1 + X_2'}{R_1 + \frac{R_2'}{s}} \quad (7)$$

Определим коэффициент мощности ротора. Для этого воспользуемся записью основного тригонометрического тождества в форме $1 + \operatorname{tg}^2 a = \frac{1}{\cos^2 a} \Leftrightarrow \cos a = \sqrt{\frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 a}}$ с учетом того, что

$$\operatorname{tg} j_2 = \frac{X_1 + X_2'}{R_1 + \frac{R_2'}{s}};$$

$$\cos j_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_1 + X_2'}{R_1 + \frac{R_2'}{s}} \right)^2}} \quad (8)$$

С учетом выражений (3а), (3б) можно сделать вывод, что коэффициент мощности зависит от текущего скольжения и от частоты питающего напряжения и может быть рассчитан, если известны значения активных сопротивлений и потокосцеплений статора и ротора в каком-либо режиме.

Активная мощность, передаваемая ротору полем статора и идущая на формирование крутящего момента, в соответствии с диаграммой на рисунке 3, может быть определена следующим образом:

$$P_2 = \frac{3U_1^2 R_2' / s}{\left(R_1 + R_2' / s \right)^2 + \left(X_1 + X_2' \right)^2} \quad (9)$$

КПД двигателя определяется соотношением между подведенной к статору активной мощностью и мощностью, идущей на формирование электромагнитного момента:

$$h = \frac{P_2}{P_1} \quad (10)$$

Мощность, подведенная к статору, определяется по следующему выражению:

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1, \quad (11)$$

где U_1 – напряжение на статоре двигателя;
 I_1 – протекающий по обмотке статора ток;
 $\cos \varphi_1$ – коэффициент мощности статора.

Мощность, идущая на формирование крутящего момента, равна мощности, подведенной к статору, за вычетом постоянных и переменных потерь в статоре и роторе и потерь в воздушном зазоре машины. С учетом того, что потери в роторе определяются ЭДС индукции в нем, зависящей от скольжения, то, опуская промежуточные выражения [3], КПД передачи мощности магнитного поля к валу ротора равен:

$$h_m = 1 - s \quad (12)$$

С учетом КПД передачи мощности поля к ротору, запишем выражение для полезной мощности двигателя:

$$P_2 = (1 - s)(P_1 - \Delta P_C - \Delta P_U), \quad (13)$$

где P_C – постоянные потери;
 P_U – переменные потери [2].

Следует отметить, что задача определения потерь достаточно сложна. Воспользуемся методикой, предложенной в [2] для энергетического расчета асинхронного двигателя, основанной на пересчете потерь в номинальном режиме для других режимов. В этом случае постоянные потери определяются по следующему выражению:

$$\Delta P_C = 3I_{10}^2 R_{1\Sigma} \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 + \Delta P_{\text{стном}} \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \right)^{1,3} (1 + s)^{1,3} + \Delta P_{\text{мехном}} \frac{W}{W_{\text{ном}}} \quad (14)$$

где I_{10} – ток статора в режиме холостого хода;
 Φ_ω , $\Phi_{\text{ном}}$ – текущее и номинальное значение магнитного потока статора;

f_1 , $f_{1\text{ном}}$ – текущее и номинальное значения частоты напряжения на статоре;

ω , $\omega_{\text{ном}}$ – текущее и номинальное значения угловой скорости вала двигателя;

$\Delta P_{\text{стном}}$ – номинальные потери в стали;

$\Delta P_{\text{мехном}}$ – номинальные механические потери.

В (14) первое слагаемое учитывает потери от тока намагничивания, протекающего по обмоткам статора. Потери в

стали для статора принимаются примерно равным таковым для ротора в силу того, что объемы стали статора и ротора практически равны [2]. Таким образом, для определения постоянных потерь по выражению (14) необходимо иметь номинальные данные двигателя и результаты опыта холостого хода.

Переменные потери определяются как:

$$\Delta P_U = 3I_1^2 R_{1\Sigma} + 3I_2'^2 R_{2\Sigma}' = 3I_1^2 R_{1\Sigma} \left(1 + \frac{R_{2\Sigma}'}{R_{1\Sigma}} \right) \quad (15)$$

При использовании выражения (15) принимается, что ток статора равен току ротора, поскольку потери от тока намагничивания уже учтены в выражении для постоянных потерь (14) (также см. рисунок 1б и (4)).

Из (14) и (15) следует, что полные потери двигателя рассчитываются как:

$$\Delta P = \Delta P_C + \Delta P_U = 3I_{10}^2 R_{1\Sigma} \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 + \Delta P_{\text{стном}} \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \right)^{1,3} (1+s)^{1,3} + \Delta P_{\text{мехном}} \frac{W}{W_{\text{ном}}} + 3I_1^2 R_{1\Sigma} \left(1 + \frac{R_{2\Sigma}'}{R_{1\Sigma}} \right) \quad (16)$$

Таким образом, с учетом (9), (10), (13) и (16), КПД машины может быть определен как:

$$h = (1-s) \left[1 - \frac{\left(3I_{10}^2 R_{1\Sigma} \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 + \Delta P_{\text{стном}} \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \right)^{1,3} (1+s)^{1,3} + \Delta P_{\text{мехном}} \frac{W}{W_{\text{ном}}} + 3I_1^2 R_{1\Sigma} \left(1 + \frac{R_{2\Sigma}'}{R_{1\Sigma}} \right) \right)}{3U_1 I_1 \cos j_1} \right] \quad (17)$$

Выражение (17) позволяет осуществлять определение КПД двигателя в любом режиме, а входящие в него координаты и параметры могут быть легко измерены. Определенную сложность представляют лишь расчеты магнитных потоков, однако эти расчеты могут быть проведены с использованием кривой намагничивания двигателя.

Как следует из вышеизложенного, определение энергетических параметров асинхронного двигателя требует проведения предварительных экспериментов и исследований, в

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология
построения современного электропривода

частности – опыта короткого замыкания машины и опыта работы в номинальном режиме.

Для проверки адекватности выражений (8) и (17), произведем расчеты и сравним с паспортными значениями данных параметров для двигателя МТФ-111-6. Расчеты будем производить для номинального режима. Параметры двигателя приведены в таблице 1.

Таблица 1
Параметры двигателя типа МТФ-111-6

Наименование	Значение	Ед. изм.
Номинальная мощность	3500	Вт
Частота питающей сети	50	Гц
Коэффициент мощности	0,73	
КПД	70	%
Номинальное напряжение статора	380	В
Номинальный ток статора	10,5	А
Номинальная частота вращения	895	об/мин
Номинальное напряжение ротора	178	В
Номинальный ток ротора	15	А
Коэффициент трансформации	3,92	
Активное сопротивление статора	0,7384	Ом
Активное сопротивление ротора	3,445	Ом
Номинальные потери в стали	~290	Вт
Номинальные механические потери	~75	Вт

По паспортным данным двигателя рассчитаем номинальное скольжение:

$$s_{ном} = \frac{n_0 - n_{ном}}{n_0} = \frac{1000 - 895}{1000} = 0,105$$

В соответствии с выражением (8) расчетный коэффициент мощности в номинальном режиме составит:

$$\cos j_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_1 + X_2'}{R_1 + \frac{R_2'}{s}} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_1 + X_2'}{R_1 + \frac{R_2'}{s_{ном}}} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{8,166}{0,7384 + \frac{3,445}{3,92}} \right)^2}} = 0,74$$

Погрешность расчетного значения коэффициента мощности относительно паспортного составит:

$$\Delta(\cos j_2) = \frac{\cos j_{2расч} - \cos j_{2пасп}}{\cos j_{2пасп}} = \frac{0,74 - 0,73}{0,73} = 0,013 = 1,3\%$$

Построим график зависимости коэффициента мощности двигателя от скольжения при номинальной частоте питающей сети в соответствии с выражением (8):

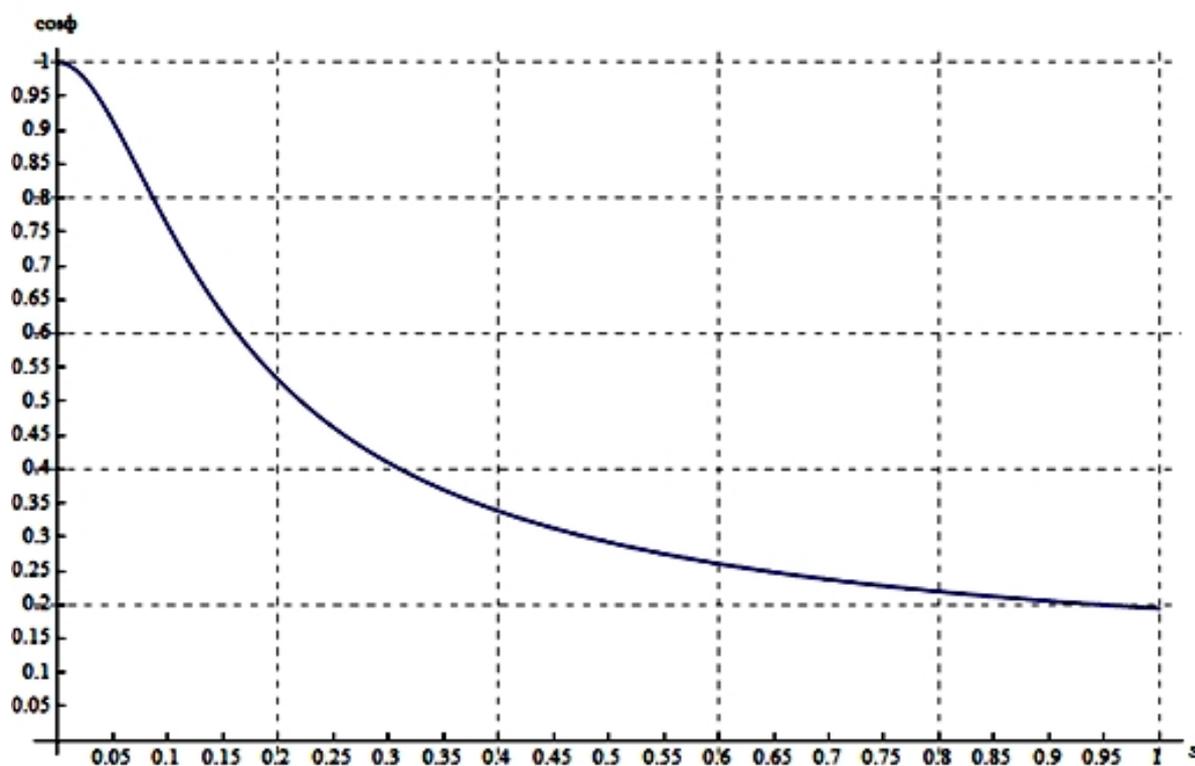


Рисунок 4. Экспериментальная зависимость коэффициента мощности от скольжения

Определим КПД двигателя в номинальном режиме по выражению (17):

СЕКЦИЯ 1. Теоретические аспекты и методология
построения современного электропривода

$$h = (1 - s_{ном}) \left[1 - \frac{\left(3I_{10}^2 R_{1\Sigma} \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{ном}} \right)^2 + \Delta P_{стном} \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{ном}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1ном}} \right)^{1,3} (1+s)^{1,3} + \right)}{3U_1 I_1 \cos j_1} \right] =$$

$$= (1 - 0,105) \left[1 - \frac{\left(3 \cdot 10,15 \cdot 0,7384 + 290 \cdot (1 + 0,105)^{1,3} + 75 + 3 \cdot 10,5^2 \cdot 0,7384 \left(1 + \frac{3,445 / 3,92}{0,7384} \right) \right)}{3 \cdot 220 \cdot 10,5 \cdot 0,884} \right] =$$

$$0,719 = 71,9\%$$

Погрешность определение КПД двигателя в номинальном режиме по выражению (17) относительно паспортного значения:

$$\Delta h = \frac{h_{расч} - h_{пасп}}{h_{расч}} = \frac{71,9 - 70}{70} = 0,027 = 2,7\%$$

Построим зависимость КПД двигателя от скольжения при неизменной частоте питающей сети:

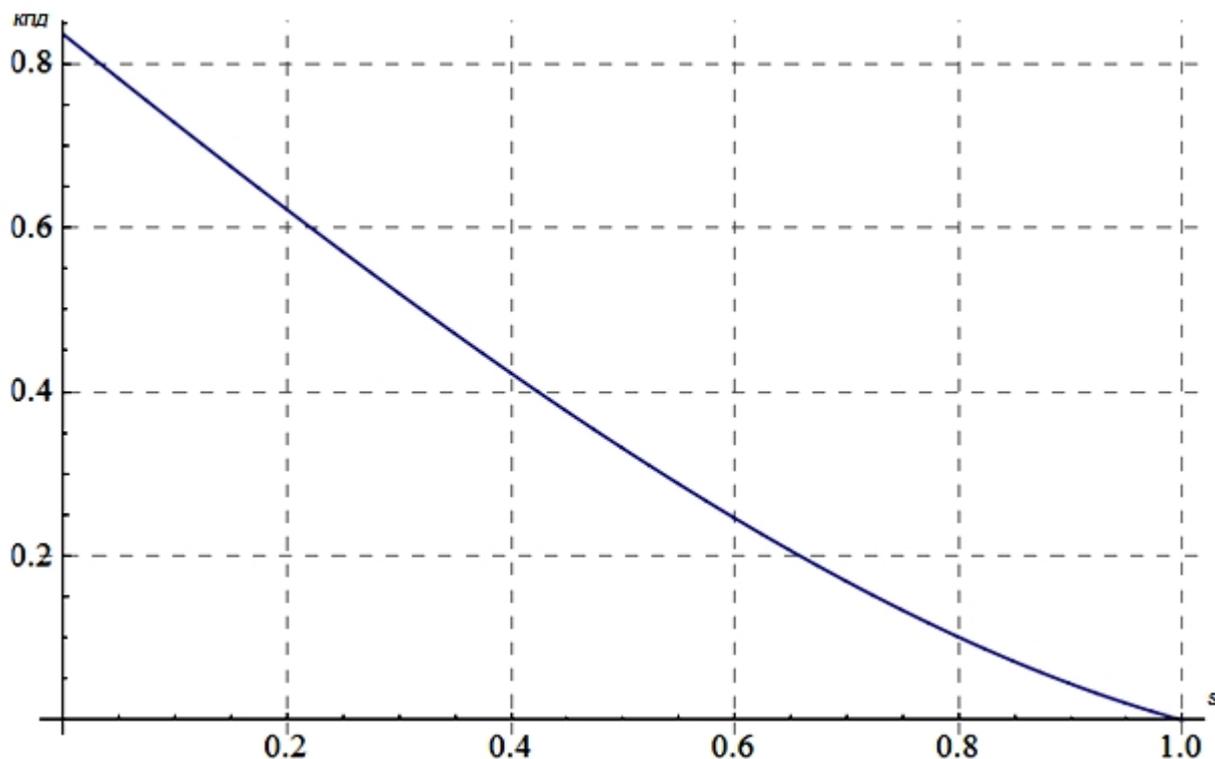


Рисунок 5. Экспериментальная зависимость КПД двигателя от скольжения

Таким образом, можно сделать следующие выводы: полученные выражения для коэффициента мощности двигателя (8) и для КПД (17) позволяют осуществлять расчет данных параметров для любого режима работы машины с использованием ее паспортных данных. При этом полученные выражения достаточно просты для применения в качестве расчетных на ЭВМ.

Библиографический список

1. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины. Часть 1 [Текст]/ Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович, В. С. Хвостов. – М.: ВШ, 1979. – 288 с.
2. Ключев В. И. Теория электропривода [Текст]/ В. И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
3. Круг К. А. Основы электротехники. Том второй. Теория переменных токов [Текст]/ К. А. Круг – М., Л.: Государственное энергетическое издательство, 1946. – 636 с.

УДК 62-83: 621.313.3

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов

*Новосибирский государственный технический университет
Г. Новосибирск*

В работе представлен аналитический метод анализа энергетических свойств электрической машины быстродействующего электропривода в переходных процессах. Метод позволяет, как сравнить энергетические показатели качества электропривода, работающего по тому или иному закону управления в переходных процессах, так и оценить тепловое состояние электрической машины при выборе или проверки по условиям нагрева или перегрузки.

Ключевые слова: энергетические показатели, электропривод переменного тока, переходные процессы.

Анализ энергетических свойств электропривода переменного тока в переходных процессах важен, как с точки зрения экономичности работы различных систем управления, так и для оценки теплового состояния двигателя при выборе или проверки его по условиям нагрева или перегрузки.

В качестве энергетических показателей выступает *КПД* (коэффициент полезного действия η), являющийся мерой эффективности преобразования электрической энергии в механическую работу, и коэффициент мощности K_m , характеризующий использование мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Коэффициент мощности используется вместо понятия $\cos(\varphi)$ в цепях с несинусоидальными токами, что характерно для электроприводов, управляемых от вентильных преобразователей. При анализе процессов по основной гармонике (гладкой составляющей), без учета высших гармоник, используется понятие $\cos(\varphi)$. Современный быстродействующий электропривод, имеющий в своей структуре ШИМ с большой частотой коммутации транзисторов, позволяет с большой достоверностью анализировать энергетические процессы по первой гармонике.

Для анализа экономичности работы электропривода в переходных режимах рассматривается величина энергии потерь за время T переходного процесса:

$$\Delta w_m = \int_0^T \Delta p(t) dt ; \quad (1)$$

где Δp - суммарная мощность потерь в двигателе, T – время переходного процесса. Скорость вращения ротора ω двигателя, при определенной зависимости электромагнитного момента $m(t)$ от времени, статической нагрузки m_c и определенном значении J момента инерции, можно найти из основного уравнения движения электропривода:

$$w = \int_0^T \frac{m(t) - m_c}{J} dt ,$$

Суммарные потери складываются из мощности потерь в меди статора и ротора двигателя и потерь [2] в стали Δp_c :

$$\Delta p = \frac{3}{2} (R_s i_s^2 + R_r i_r^2) + \Delta p_c ,$$

$$\text{где } \Delta p_c = Z \frac{3 L_m}{2 L_s} \Psi_s^2 (pw)^{1.5}.$$

Здесь Ψ_s – модуль вектора потокосцепления статора, Z коэффициент, учитывающий свойства магнитной системы электрической машины. На основании натурных испытаний, его значение выбрано из условий (10- 25)% составляющей величины магнитных потерь от величины общих потерь при номинальной нагрузке и номинальной частоте вращения ω_n ротора двигателя. Для инженерных расчетов, потери в ШИМ можно учесть путем увеличения активного сопротивления обмоток двигателя. В зависимости от типа анализируемого электропривода переменного тока, отдельные составляющие баланса потерь могут быть незначительными, что позволяет их не учитывать [1]. Но и в этом случае, аналитическое определение суммарных потерь в двигателе и преобразователе частоты представляет собой сложную задачу. Нелинейность характеристики намагничивания магнитной системы электрической машины, практически исключает возможность аналитического анализа многих режимов работы. Это вызвано необходимостью определения магнитного состояния электрической машины, что связано с применением итерационных процедур решения нелинейных алгебраических уравнений. Поэтому, в первом приближении, для сравнения различных законов управления, аналитический расчет механических и энергетических характеристик следует производить, пренебрегая нелинейностью магнитной цепи двигателя. В этом случае удастся получить сравнительно простые аналитические выражения и процедуры расчета характеристик при различных законах управления электрической машиной. Пренебрегая падением напряжения на активных сопротивлениях обмоток трехфазной электрической машины, имеющей число пар полюсов p , в качестве угла φ удобно рассматривать угол, характеризующий положение вектора электродвижущей силы E от потокосцепления статора относительно вектора тока статора. Величина этого угла достаточно полно характеризует значение реактивной Q мощности и позволяет выразить электромагнитный момент m в удобной форме:

$$Q = \frac{3}{2} p w (y_d i_d + y_q i_q) = \frac{3}{2} p w i y \sin(j)$$

$$m = \frac{3}{2} p (y_d i_q - y_q i_d) = \frac{3}{2} p i y \cos(j).$$

При принятых допущениях, оценка $\cos(j)$ не отличается от стандартной оценки, обусловленной фазовым сдвигом основной гармоники тока статора относительно синусоидального напряжения питающей сети.

Для анализа динамических режимов работы электрической машины [3] удобно применить оценку T_δ интенсивности процессов электромеханического преобразования энергии, позволяющую оценить время переходного процесса при ограничении мощности, подводимой к обмоткам двигателя, или определить мощность, требуемую для формирования электромагнитного момента с заданным темпом:

$$m = \frac{P_m}{w + F(b, j)} (1 - e^{-\frac{t}{T_\delta}}); \quad T_\delta = \frac{f(j, b)}{w + F(b, j)},$$

Для оценки статических режимов, рассматриваются оценки энергетических η свойств и оценки эффективности использования напряжения U_0 , подводимого к обмоткам двигателя для функционирования электропривода в следующем виде:

$$h = \frac{w}{w + F(b, j)}; U_0 = 2 \sqrt{\frac{w}{f_u(b, j)}}. \quad (2)$$

Полученные оценки определены посредством функций $f(j, b)$, $F(j, b)$ и $f_u(j, b)$ энергетического состояния, устанавливающих взаимосвязь силовых характеристик электрической машины. В качестве силовых характеристик выступают: m – электромагнитный момент, p_m – механическая мощность, Δp – мощность потерь, $w_{эм}$ – энергия магнитного поля, u – напряжение, подводимое к обмоткам статора двигателя. Взаимосвязь силовых характеристик, посредством функций энергетического состояния, наглядно демонстрирует выражение энергии магнитного поля:

$$2w_{эм} = m f(j, b) = p_m \frac{f(j, b)}{w + F(j, b)} = \frac{u^2}{R} \frac{f(j, b)}{f_u(j, b)} = \Delta p \frac{f(j, b)}{F(j, b)},$$

где β – угол, определяет положение вектора потокосцепления статора относительно продольной оси вращающейся системы координат. Функции энергетического состояния [4] определены следующим образом:

$$f(j, b) = \frac{2w_{\text{э.м}}}{m}; F(b, j) = \frac{\Delta p}{m}; f_u(j, b) = \frac{u^2}{R} \frac{1}{m}; \quad (3)$$

$$f(b, j) = \frac{1}{p(\text{ctg} b + \text{tg} j)} \left(\frac{1}{\cos^2 j} + \frac{L_r L_s}{L_m^2 \sin^2 b} - 2 + 2 \text{tg} j \text{ ctg} b \right);$$

$$F(b, j) = \frac{1}{p(\text{ctg} b + \text{tg} j)} \left(\frac{R_s}{L_s \cos^2 j} + \frac{R_r}{L_m^2} \frac{L_s}{\sin^2 b} + Z L_m (\text{ctg} b + \text{tg} j) (pw)^{1.5} \right);$$

$$f_u(b, j) = \frac{\text{tg} j^2 + [1 + w T_s (\text{ctg} b + \text{tg} j)]^2}{p T_s (\text{ctg} b + \text{tg} j)}.$$

Для оценки энергетической эффективности и проверке двигателя по нагреву в переходных процессах, помимо мгновенного значения КПД (2), важно рассмотреть и интегральную оценку энергетической эффективности η_u в переходных процессах:

$$h_u = \frac{\Delta w}{\Delta w + \Delta w_m}, \quad \Delta w = \int_0^T m(t) w(t) dt \quad (4)$$

где Δw – энергия, отдаваемая исполнительному механизму для совершения механической работы. На основании рассмотренных выражений (2), (3), в совокупности с интегральной оценкой эффективности затрат энергии в переходных процессах (4), разработан аналитический метод оценки работы электрической машины, позволяющий в первом приближении сравнить эффективность применения того или иного закона управления при различных переходных процессах. Полагая, что условия охлаждения электрической машины известны, метод позволяет проверить работу электрической машины по нагреву, с учетом потерь в стали, и перегрузке для механизмов с напряженными динамическими режимами работы.

Алгоритм применения метода можно разделить на ряд следующих действий:

1. Определить требуемый вид переходного процесса для электромагнитного момента двигателя в аналитическом

виде, соответствующий стандартному графику нагрузки [5].

2. Определить зависимость аргументов β и φ от величины электромагнитного момента для исследуемого закона управления.
3. Подставить зависимость аргументов β и φ в функции энергетического состояния, при заданном изменении электромагнитного момента.
4. Определить мгновенные значения требуемых оценок КПД и $\cos(\varphi)$.
5. Найти интегральную величину выбранного показателя за любое время переходного процесса.

Рассмотрим применение этого метода для анализа энергетических характеристик формирования электромагнитного момента синхронной машины с электромагнитным возбуждением быстродействующего электропривода на примере синхронной машины средней мощности, общепромышленного применения.

Учитывая, что изменение электромагнитного момента безинерционно связано с регулируемыми величинами, переходные процессы быстродействующих электроприводов, в условиях ограничения m_{ogr} электромагнитного момента, представлены линейной зависимостью динамического момента $\Delta m(t)$ от времени:

$$\Delta m(t) = m(t) - m_c = \begin{cases} kt & \text{if } 0 < t < t_m \\ m_{ogr} - m_c & \text{if } t > t_m < T \end{cases}$$

$$w(t) = \begin{cases} \frac{k}{2J} t^2 & \text{if } 0 < t < t_m \\ \frac{m_{ogr} - m_c}{J} (t - \frac{1}{2} t_m) & \text{if } t > t_m < T \end{cases}$$

Время переходного процесса разбито на два интервала:

$$t_m = \frac{m_{ogr} - m_c}{k}; \quad T = \frac{t_m}{2} + w_n \frac{J}{m_{ogr} - m_c}; \quad m_{ogr} = 2m_n ,$$

величина нагрузки на валу двигателя выбрана постоянной и составляет 25% m_n , T – время окончания переходного процесса, определено достижением скорости вращения ротора уровня ω_n номинальной величины. Интегральная величина мощности, отдаваемой исполнительному механизму, определена следующим образом:

$$\Delta w(t) = \int_0^T m(t)w(t)dt ,$$

$$\Delta w(t) = \begin{cases} \frac{k^2 t^4}{8J} & \text{if } 0 < t < t_m; \\ m_{\text{ogr}} \frac{(m_{\text{ogr}} - m_c)}{J} \left(t - \frac{1}{2}t_m\right)^2 & \text{if } t_m < t < T. \end{cases} \quad (5)$$

Полученные аналитические выражения, отражающие заданные показатели переходного процесса, иллюстрированы на рисунке 1. Изменяя ограничение и темп изменения электромагнитного момента, можно получить различные переходные процессы, требуемые для аналитического анализа энергетических свойств работы электропривода.

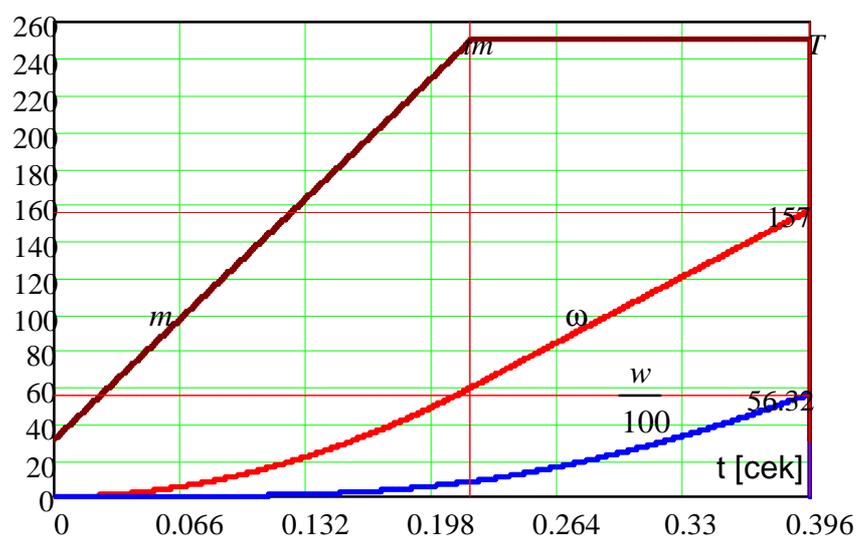


Рисунок 1. Заданное изменение m электромагнитного момента [Нм], соответствующее изменение угловой скорости ω вращения ротора [1/с] и величина энергии w [Дж], отдаваемая исполнительному механизму в каждый момент времени.

Вывод

Представлен аналитический метод оценки энергетических характеристик в переходных процессах. Метод позволяет определить мгновенные значения токов, потокосцеплений, напряжений и мощности тепловых потерь, с учетом потерь в стали. На основании функций энергетического состояния, посредством разработанного метода, достаточно просто определены мгновенные оценки КПД, интенсивности преобразования энергии и оценка эффективности используемого напряжения, пригодные для инженерных расчетов. Вычислены интегральные оценки энергии, отдаваемой исполнительному механизму и энергии, затрачиваемой на нагрев электрической машины за время переходного процесса. Представлена интегральная оценка КПД в заданном переходном процессе. Метод интересен, как для сравнения энергетических свойств систем формирования электромагнитного момента различными способами в динамических и статических режимах работы, так и для оценки теплового состояния двигателя при выборе или проверки его по условиям нагрева и перегрузки.

ЛИТЕРАТУРА

[1]Браславский И. Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / И. Я. Браславский, З. Ш. Ишматов, В. Н. Поляков; под ред. И. Я. Браславского. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 256 с.

[2]Иванов - Смоленский А. В. Электрические машины: Учебник для вузов. - М.: Энергия 1980. – 928 с.

[3]Филлюшов Ю. П. Оптимизация работы обобщенной электрической машины / Электричество. 2011. № 2. С. 46 - 51.

[4]Филлюшов Ю. П. Метод оптимального синтеза управляющих воздействий машины переменного тока / Электротехника. 2012. № 8. С28-34.

[5]Шрейнер Р. Т. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления: учеб. пособие / Р. Т. Шрейнер, А. В. Костылев, В. К. Кривовяз, С. И. Шилин; под ред. проф. д.т.н. Р. Т. Шрейнера. Екатеринбург: ГОУ ВПО «Рос.гос. проф.- пед. ун – т», 2008.– 361 с.

[6] Вейнгер А. М. Регулируемый синхронный электропривод / А. М. Вейнгер. – М.: Энергоатомиздат, 1985. - 224 с.

[7] Филлюшов Ю. П. Филлюшов В. Ю. Управления синхронной машиной при минимизации тепловых потерь в условиях минимума реактивной мощности. / Электротехника 2013. №12. С.57-63.

УДК 621.313

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ УРАВНЕНИЙ ДВИЖЕНИЯ ИДЕАЛИЗИРОВАННОГО МНОГОФАЗНОГО АДФР

А.М. Стексов

*Сибирский государственный индустриальный университет,
г.Новокузнецк*

Рассматривается подход к приведению уравнений движения n - m фазного асинхронного двигателя с фазным ротором к системе трех уравнений с однофазной схемой замещения. Даны обратные преобразования переменных состояния.

Ключевые слова: N - M -фазный АДФР, редукция уравнений, однофазное замещение.

Симметрия трехфазных обмоток статора и ротора при уравновешенных источниках питания является необходимым условием сегрегации фаз в спирально-векторной теории и приводит к описанию электромагнитных процессов одной фазы [1]. Это существенно упрощает анализ, задание закона или метода и, соответственно, алгоритма управления.

Приведение системы уравнений с переменными каждой фазы трехфазного АДФР заменой типа весовой свертки к эквивалентным уравнениям также одной фазы, которую можно определить как обобщенную, рассмотрено в [2].

В [3] применяется рассмотренный в работе [2] подход для приведения системы уравнений n - m -фазного АДКЗР к уравнениям обобщенной фазы. Совпадение уравнений обобщенной фазы подтверждает общность электромеханических процессов в асинхронных двигателях независимо от числа фаз статора и ротора.

Ниже приводится расширение полученных результатов однофазного представления на n-m-фазный АДФР.

Уравнения электромагнитных процессов АДФР.

В качестве исходных приняты уравнения электрического равновесия для цепей статора и ротора, механического равновесия n-m-фазного АДФР с симметричным n-фазным статором и m-фазным гладким ротором ($n, m \geq 2$) в координатах, совпадающих с осями обмоток [4]:

$$U_s = R_s I_s + L_s C_{ss} p I_s + L_{sr} p (H(j) I_r), \quad (1.1)$$

$$U_r = R_r I_r + L_r C_{rr} p I_r + L_{sr} p (H^+(j) I_s), \quad (1.2)$$

$$S_{ss}, \quad (1.3)$$

где R_r - активное сопротивление обмотки статора и ротора с индуктивностями L_s и L_r , L_{sr} - взаимная индуктивность обмотки статора и ротора, $L_{sr} = L_{rs}$, +-символ транспонирования, р-дифференцирования по времени, U_s, U_r и I_s, I_r - вектор-столбцы обмоточных напряжений и токов статора и ротора в соответствии с нижним индексом, j - угол поворота вала.

Через $C_{ss}, C_{rr}, H(j)$ обозначены матрицы относительных индуктивностей статора, ротора, взаимных индуктивностей статора и ротора соответственно:

$$C_{ss,ij} = \cos \frac{2p}{n} (j - i), \quad i, j = 0, 1, \dots, n - 1,$$

$$C_{rr,ij} = \cos \frac{2p}{m} (j - i), \quad i, j = 0, 1, \dots, m - 1,$$

$$H(j)_{ij} = \cos 2p \left(\frac{j}{2p} + \frac{j}{m} - \frac{i}{m} \right), \quad i = 0, 1, \dots, n - 1, \\ j = 0, 1, \dots, m - 1.$$

Внутренняя структура приведенных выше матриц позволяет представить их через матрицы-столбцы S_s, S_r и C_s, C_r вида

$$S_{s,i} = \sin \frac{2p}{n} i, \quad C_{s,i} = \cos \frac{2p}{n} i, \quad i = 0, 1, \dots, n - 1, \quad (2.1)$$

$$S_{r,j} = \sin \frac{2p}{m} j, \quad C_{r,j} = \cos \frac{2p}{m} j, \quad j = 0, 1, \dots, m - 1. \quad (2.2)$$

следующим образом:

$$C_{ss} = C_s C_s^+ + S_s S_s^+, \quad C_{rr} = C_r C_r^+ + S_r S_r^+, \\ H(j) = C_{sr} \cos j + S_{sr} \sin j,$$

где

$$C_{sr} = C_s C_r^+ + S_s S_r^+, \quad S_{sr} = S_s C_r^+ - C_s S_r^+.$$

Отметим часто применяемое в дальнейшем свойство ортогональности столбцов S_s, C_s и S_r, C_r , а именно:

$$S_s^+ S_s = C_s^+ C_s = \frac{n}{2}, \quad S_r^+ S_r = C_r^+ C_r = \frac{m}{2}, \\ S_s^+ C_s = S_r^+ C_r = C_s^+ S_s = C_r^+ S_r = 0.$$

Уравнение (1.3) с учетом равенства

$$I_s^+ \left(\frac{\partial}{\partial j} H(j) \right) I_r = I_r^+ \left(\frac{\partial}{\partial j} H^+(j) \right) I_s$$

принимает вид:

$$M = J \frac{d^2 j}{dt^2} - I_s^+ \left(\frac{\partial}{\partial j} H(j) \right) I_r = J \frac{d^2 j}{dt^2} - I_r^+ \left(\frac{\partial}{\partial j} H^+(j) \right) I_s. \\ (3)$$

Исходные соотношения (1.1, 1.3) и (3) есть нестационарная система $n+m+1$ уравнений движения многофазной машины.

Приведение к уравнениям обобщенной фазы. На первом этапе целесообразно эквивалентное преобразование к машине с равным числом фаз статора и ротора. Ниже рассматривается случай приведения фазности ротора к статорной.

Умножим левую и правую часть уравнения (1.2) на $H(j)$. Результат умножения инициирует преобразование переменных роторной цепи

$$\overline{I_r} = H(j) I_r, \quad (4)$$

$$\overline{U_r} = H(j) U_r. \quad (5)$$

Учитывая легко проверяемые равенства

$$H(j) H^+(j) = \frac{m}{2} C_{ss}, \quad H^+(j) H(j) = \frac{n}{2} C_{rr},$$

можно показать, что для уравновешенных напряжений и токов роторной цепи фазности m и n обратные преобразования вида

$$U_r = \frac{4}{nm} H^+(j) \overline{U}_r \quad (6)$$

$$I_r = \frac{4}{nm} H^+(j) \overline{I}_r. \quad (7)$$

однозначны.

Применение очевидных прямых преобразований в (1.1-1.2) и обратного для тока в слагаемых, содержащих оператор дифференцирования в (1.2) и тока ротора I_r в выражении для момента (3) с учетом соотношений

$$H(j) \frac{dH(j)}{dt} = -\frac{m}{2} \frac{dj}{dt} S_{ss}, \quad H(j) C_{rr} \frac{dH(j)}{dt} = -\frac{m^2}{4} \frac{dj}{dt} S_{ss},$$

$$H(j) \frac{\partial H(j)}{\partial j} = -\frac{m}{2} S_{ss}$$

приводит к следующим уравнениям движения:

$$U_s = R_s I_s + L_s C_{ss} \frac{dI_s}{dt} + L_{rs} \frac{d\overline{I}_r}{dt}, \quad (8.1)$$

$$\overline{U}_r = R_r \overline{I}_r - \frac{m}{n} \frac{dj}{dt} L_r S_{ss} \overline{I}_r + \frac{m}{n} L_r C_{ss} \frac{d\overline{I}_r}{dt} -$$

$$\frac{m}{2} L_{sr} \frac{dj}{dt} S_{ss} I_s + \frac{m}{2} L_{sr} C_{ss} \frac{dI_s}{dt}$$

$$M = J \frac{d^2 j}{dt^2} + \frac{2}{n} \overline{I}_r^+ S_{ss} I_s, \quad (8.3)$$

где $S_{ss} = S_s C_s^+ - C_s S_s^+$.

Эквивалентная исходной система (8.1-8.3) стационарна и соответствует n-фазному АДФР с гальванически разделенной схемой замещения. Приведение схемы к гальванически связанной, как известно, соответствует формированию общей условной ветви возбуждения контуров статорной и роторной цепи, которая следует из вида уравнения (8.2) при проведении замены

$$\tilde{I}_r = \frac{2}{n} \frac{L_r}{L_{sr}} \overline{I}_r, \quad \overline{I}_r = \frac{n L_{sr}}{2 L_r} \tilde{I}_r. \quad (9)$$

записанной здесь для удобства совместно с обратной.

Подстановка прямой и обратной замены (9) в (8.1-8.3) и простое видоизменение уравнения электрического равновесия цепи

статора с предварительным умножением (8.1) на $\frac{mL_r}{nL_{sr}} C_{ss}$ для

уравнивания падений напряжений в индуктивностях ветвей возбуждения фаз при протекании тока приводит к системе:

$$\frac{mL_r}{nL_{sr}} C_{ss} U_s = \frac{mL_r}{nL_{sr}} R_s C_{ss} I_s + \frac{m}{2} \left(\frac{L_s L_r}{L_{sr}} - L_{sr} \right) C_{ss} \frac{dI_s}{dt} + \frac{m}{2} L_{sr} \frac{dI_m}{dt}, \quad (11.1)$$

$$\overline{U}_r = \frac{nL_{sr}}{2L_r} R_r \tilde{I}_r - \frac{m}{2} \frac{dj}{dt} L_{sr} S_{ss} I_m + \frac{m}{2} L_{sr} C_{ss} \frac{d}{dt} I_m, \quad (11.2)$$

$$M = J \frac{d^2 j}{dt^2} + \frac{L_{sr}}{L_r} \tilde{I}_r^+ S_{ss} I_s, \quad (11.3)$$

где $I_m = \tilde{I}_r + I_s$ - ток возбуждения.

Матрица S_{ss} является особенной с нулевой квадратичной формой. Это свойство позволяет представить электромагнитный момент через ток возбуждения и ток ротора \tilde{I}_r или статора:

$$M = J \frac{d^2 j}{dt^2} + \frac{L_{sr}}{L_r} I_m^+ S_{ss} I_s = J \frac{d^2 j}{dt^2} + \frac{L_{sr}}{L_r} I_m^+ S_{ss} \tilde{I}_r. \quad (11.4)$$

Вид уравнений (11.1-11.4), как следствие симметричности n -фазной эквивалентной машины позволяет осуществить переход от векторных переменных состояния к скалярным посредством свертки вида

$$x(y(t)) = C_s^+ F_s, \quad (12)$$

где $x(y(t))$ - скалярная переменная, F_s - вектор-функция размерности n , соответствующая уравновешенным источникам напряжения или токам статора и ротора синусоидальной формы с углом фазы j .

С помощью проверки можно убедиться, что обратный переход к векторным переменным имеет вид

$$F_s = \frac{2}{n} [x(y(t)) C_s + x(y(t) - \frac{p}{4}) S_s] \quad (13)$$

и однозначен.

Умножим левые и правые части (11.1) и (11.2) на вектор-строку C_s . Учитывая соотношение $C_s^+ C_{ss} = \frac{n}{2} C_s^+$ вводится однотипная замена переменных:

$$\begin{aligned} \bar{u}_s = C_s^+ U_s, \quad u_s = \frac{mL_r}{2L_{sr}} \bar{u}_s, \quad u_r = C_s^+ \bar{U}_r, \quad i_s = C_s^+ I_s, \\ i_r = C_s^+ \tilde{I}_r, \quad i_m = C_s^+ I_m \end{aligned} \quad (14)$$

которой в соответствие с (13) отвечает обратная вида:

$$\begin{aligned} U_s &= \frac{2}{n} [\bar{u}_s(\mathbf{y}_s(t)) C_s + \bar{u}_s(\mathbf{y}_s(t) - \frac{p}{4}) S_s], \\ \bar{U}_r &= \frac{2}{n} [u_r(\mathbf{y}_r(t)) C_s + u_r(\mathbf{y}_r(t) - \frac{p}{4}) S_s], \\ I_s &= \frac{2}{n} [i_s(\mathbf{y}_s(t)) C_s + i_s(\mathbf{y}_s(t) - \frac{p}{4}) S_s], \\ \tilde{I}_r &= \frac{2}{n} [i_r(\mathbf{y}_r(t)) C_s + i_r(\mathbf{y}_r(t) - \frac{p}{4}) S_s], \\ I_m &= \frac{2}{n} [i_m(\mathbf{y}_m(t)) C_s + i_m(\mathbf{y}_s(t) - \frac{p}{4}) S_s]. \end{aligned} \quad (15)$$

Проведем обратную замену тока возбуждения, приведенного тока роторной цепи в соотношении (11.4). В результате замены получаем систему относительно скалярных переменных вида:

$$u_s = r_s i_s + l_s \frac{di_s}{dt} + l_m \frac{di_m}{dt}, \quad (16.1)$$

$$u_r = r_r i_r - k_e \frac{dj}{dt} i_m(\mathbf{y}_m(t) - \frac{p}{4}) + l_m \frac{di_m}{dt}, \quad (16.2)$$

$$M = J \frac{d^2 j}{dt^2} + k_m (i_m(\mathbf{y}_m(t) - \frac{p}{4}) i_r - i_m i_r(\mathbf{y}_r(t) - \frac{p}{4})), \quad (16.3)$$

где $r_s = \frac{mL_r}{2L_{sr}} R_s$, $l_s = \frac{nm}{4} (\frac{L_s L_r}{L_{sr}} - L_{sr})$, $l_m = \frac{nm}{4} L_{sr}$, $r_r = \frac{nL_{sr}}{2L_r} R_r$,

$$k_e = \frac{mn}{4} L_{sr}, \quad k_m = \frac{L_{sr}}{L_r}.$$

Обозначим через E_r второй член правой части соотношения (16.1):

$$E_r = k_e \frac{dj}{dt} i_m (y_m(t) - \frac{p}{4})$$

Схема замещения однофазного представления n - m фазного АДФР с учетом введенного обозначения приведена на рис.1.

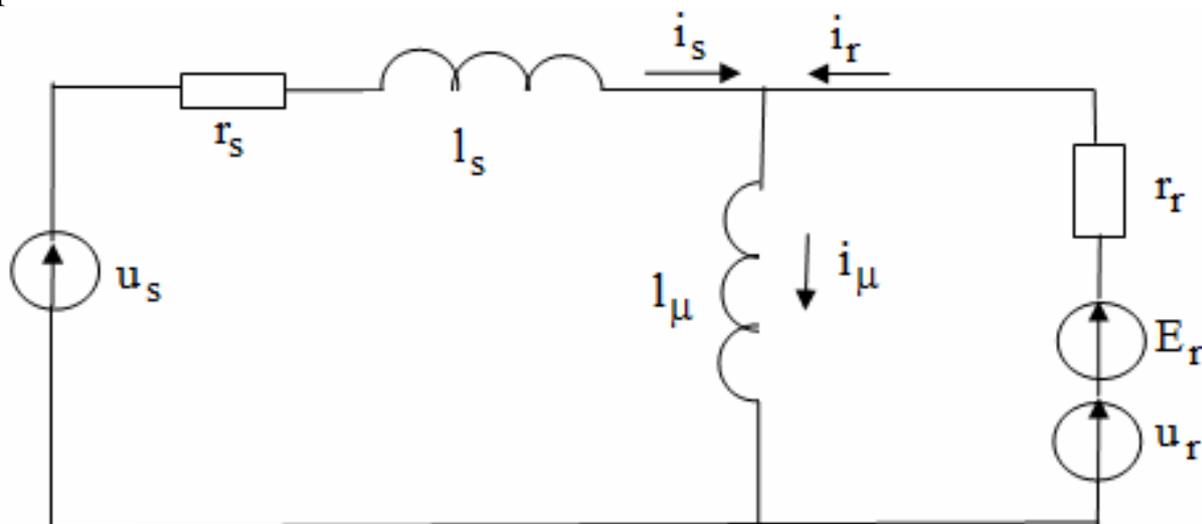


Рисунок 1. Схема замещения в однофазном представлении

Обратный переход от системы (16) к исходной (1) и соответственно схем замещения проводится последовательной обратной заменой переменных состояния.

Литература.

1. Ямамура Сакае. Спирально-векторная теория машин переменного тока.//Электротехника.-1996.-№6-с.7-15.
2. Стеков А.М. Редуцированные уравнения движения асинхронного двигателя с фазным ротором.//Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды Третьей Всероссийской научно-практической конференции. Новокузнецк, 2006, с.238-244.
3. Стеков А.М. Преобразование уравнений движения идеализированного многофазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. //Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: Труды Четвертой Всероссийской научно-практической конференции. Новокузнецк, 2010, с.152-159.
4. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии.-М-Л.: Энергия, 1964.-528с.

АППРОКСИМАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛИНЕЙНЫХ ЗВЕНЬЕВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТОРМОЖЕНИЕМ КОЛЕС ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

В. Ф. Шишлаков, Е. В. Анисимова

*Федеральное Государственное Автономное Образовательное
Учреждение Высшего Профессионального Образования Санкт-
Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения, г. Санкт-Петербург*

В статье рассматриваются вопросы аппроксимации нелинейных характеристик систем автоматического управления различными математическими выражениями. Анализируются их достоинства и недостатки с точки зрения адекватности реальным характеристикам объекта управления на примере характеристики сцепления тормозящегося колеса транспортного средства с опорной поверхностью.

Ключевые слова: нелинейные характеристики, кусочно-линейная аппроксимация, аналитическая аппроксимация, алгебраическая аппроксимация, системы торможения.

Опыт исследования систем автоматического управления торможением колес (САУ ТК) транспортных средств показывает [1, 2], что данные САУ являются многорежимными, поскольку характер их работы и характер движения объекта управления принципиально различен для режимов торможения на сухой и мокрой опорной поверхности (ОП). Это различие обусловлено тем, что момент сцепления тормозящегося колеса с опорной поверхностью $M_{сц}$ представляет собой существенно нелинейную функцию от коэффициента сцепления μ . Коэффициент сцепления μ не линейно зависит от величины относительного проскальзывания (скольжения) S эластичной шины колеса, а также от скорости движения транспортного средства, состояния опорной поверхности, давления воздуха в шине, усадки пневматика, рисунка протектора шины и ее эластичных свойств и многих других факторов. За время торможения наиболее существенно

изменяются скорость движения транспортного средства, состояние опорной поверхности, а также величина относительного проскальзывания колеса S . Поэтому коэффициент сцепления μ обычно оценивают по семейству характеристик $\mu = \mu(S)$, качественный вид которых приведен на рис.1 (1, 2 – сухая и мокрая опорная поверхность, соответственно).

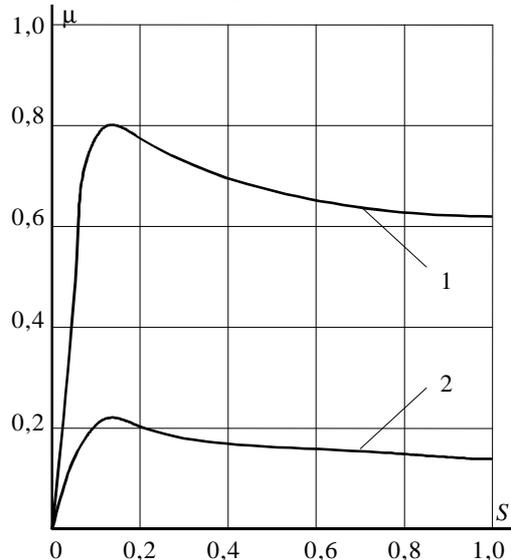


Рисунок 1. Качественный вид зависимостей $\mu = \mu(S)$

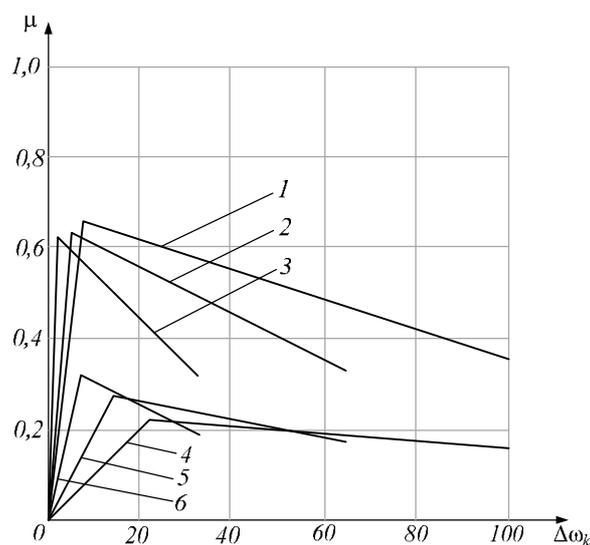


Рисунок 2. Аппроксимация нелинейной характеристики $\mu(\Delta\omega)$ двумя отрезками прямой

Поскольку экстремальная характеристика $\mu = \mu(S)$, параметрически нестационарна, то достаточно сложно оценить динамику торможения конкретного колеса транспортного средства, так как даже для одного и того же транспортного средства в зависимости от степени изношенности протектора шины можно получить совершенно различные зависимости $\mu(S)$ и соответственно динамику торможения. Существенное влияние на количественное значение коэффициента сцепления, а следовательно, и динамику системы, оказывает состояние опорной поверхности. При торможении объекта на сухом покрытии САУ ТК работает так, что рабочая точка постоянно находится на левом склоне характеристики вблизи ее экстремума, тем самым обеспечивается экспоненциальное уменьшение скорости тормозящегося колеса. При торможении объекта на мокром покрытии (при малых значениях коэффициента сцепления) САУ ТК работает так, что рабочая точка выходит в экстремум

характеристики и совершает автоколебания в районе экстремума. При этом амплитуда колебаний относительного проскальзывания охватывает значение, которому соответствует максимальное значение коэффициента сцепления в данном режиме работы системы.

Отмеченные обстоятельства создают определенные трудности, как при анализе динамики системы, так и при решении задачи синтеза параметров регулятора САУ ТК.

В первом приближении можно рассматривать режим торможения объекта при постоянной угловой скорости свободнокатающегося колеса $\omega_c = const$ [1, 2]. В данном режиме торможения характеристика $\mu(S)$ может быть аппроксимирована зависимостью коэффициента сцепления μ от разности угловых скоростей свободнокатающегося и тормозящегося колес $\Delta\omega = \omega_c - \omega_k$, поскольку при $\omega_c = const$ экстремумы указанных характеристик совпадают. Следовательно, процесс изменения $\Delta\omega^0(t)$ будет иметь такой же характер, как и изменение во времени величины относительного проскальзывания S . Кроме того, рассмотрение режима торможения с постоянной скоростью приводит к упрощению модели САУ ТК, поскольку в данном случае в ней будет отсутствовать звено моделирующее уменьшение сигнала ω_c в процессе торможения.

На рис.2 представлена аппроксимация нелинейной характеристики $\mu(\Delta\omega)$ двумя отрезками прямой (сухая опорная поверхность: кривая 1 – $\omega_c=96,3$ рад/с; кривая 2 – $\omega_c=64,2$ рад/с; кривая 3 – $\omega_c=32,1$ рад/с; мокрая опорная поверхность: кривая 4 – $\omega_c=96,3$ рад/с; кривая 5 – $\omega_c=64,2$ рад/с; кривая 6 – $\omega_c=32,1$ рад/с). Значения коэффициентов аппроксимации приведены в табл. 1, где приняты следующие обозначения: ω_c – угловая скорость свободнокатающегося колеса, μ_e – значение коэффициента сцепления, соответствующее ее экстремуму, S_m – величина относительного проскальзывания (скольжения), обеспечивающая максимальное значение коэффициента сцепления, μ_6 – значение коэффициента сцепления, соответствующее состоянию блокировки, K_1, K_2 – коэффициенты аппроксимации.

Основной недостаток данного способа аппроксимации заключаются в следующем: повышение точности воспроизведения

реальной зависимости возможно лишь при увеличении числа кусочно-линейных участков характеристики. Это неизбежно приведет к росту времени интегрирования системы, поскольку для обеспечения правильных результатов интегрирования математической модели при приближении к точке перехода с одного кусочно-линейного участка на другой шаг интегрирования должен уменьшаться в десять и более раз.

Таблица 1– Аппроксимация характеристики сцепления

	Сухая опорная поверхность			Мокрая опорная поверхность		
$\omega_c, \text{рад/с}$	96,3	64,2	32,1	96,3	64,2	32,1
μ_a	0,66	0,64	0,63	0,22	0,285	0,325
μ_b	0,35	0,33	0,325	0,15	0,17	0,2
S_m	0,075	0,084	0,09	0,22	0,215	0,21
Кусочно-линейная аппроксимация						
K_1	0,09138	0,1187	0,218	0,0103	0,02065	0,0482
K_2	-0,00348	-0,00527	-0,01044	$-9,35 \cdot 10^{-4}$	$-2,28 \cdot 10^{-3}$	$-4,93 \cdot 10^{-3}$
Аппроксимация степенной функцией (алгебраическая)						
$\Delta\omega_a$	7,223	5,393	2,889	17,72	11,47	5,85
k_1	0,01265	0,022	0,0755	0,000702	0,00216	0,00949
Аналитическая аппроксимация						
A	117,333	90,7	77,778	4,456	6,166	7,37
B	0,075	0,084	0,09	0,22	0,215	0,21
C	0,66	0,64	0,63	0,22	0,285	0,325
D	0,28	0,2	0,039	0,005	0,00215	0,002
F	1,09	1,155	1,5	1,78	2,16	2,2
H	0,35	0,33	0,325	0,15	0,17	0,2
Аппроксимация иррациональной функцией						
A	0,0757	0,084	0,0895	0,0631	0,096	0,104
B	0,005	0,00655	0,0075	0,037	0,042	0,039
C	0,274	0,25	0,238	0,09	0,078	0,1

Другой подход к решению той же задачи был рассмотрен в [2], где характеристика сцепления была аппроксимирована алгебраически степенной функцией

$$m = m_a - k_1(\Delta w - \Delta w_a)^2 \quad (1)$$

Значения коэффициентов аппроксимации k_1 и параметров аппроксимирующей степенной функции для различных режимов торможения приведены в табл. 1. Зависимости, построенные в

соответствии с (1) для двух состояний опорной поверхности показаны на рис.3,4 для сухой и мокрой поверхности, соответственно, и трех значений $\omega_c = const$ (кривая 1 – $\omega_c = 96,3$ рад/с; кривая 2 – $\omega_c = 64,2$ рад/с; кривая 3 – $\omega_c = 32,1$ рад/с (аналогичные обозначения кривых приняты на всех последующих рисунках)).

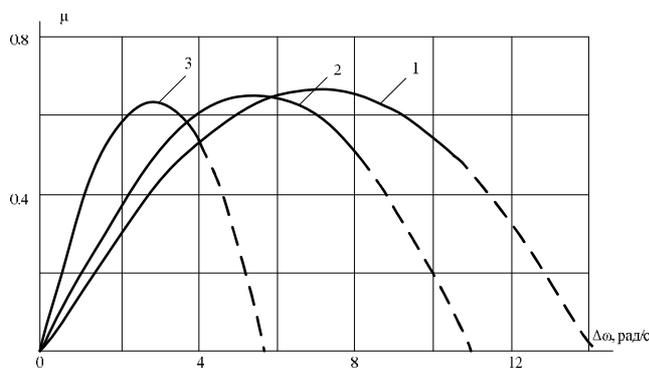


Рисунок 3. Аппроксимация нелинейной характеристики $\mu(\Delta\omega)$ степенной функцией (сухая ОП)

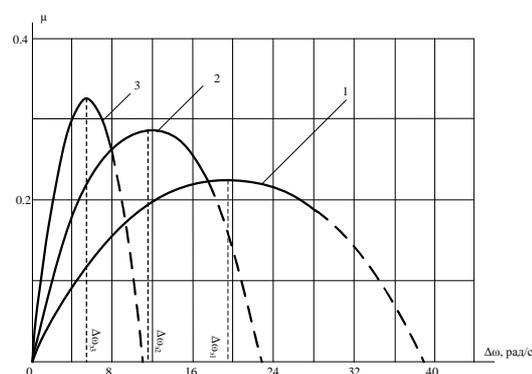


Рисунок 4. Аппроксимация нелинейной характеристики $\mu(\Delta\omega)$ степенной функцией (мокрая ОП)

Как видно из рис.3, 4 аппроксимация степенной функцией достаточно точно воспроизводит реальную экстремальную характеристику объекта управления ее левый склон и область экстремума. Что касается правого склона, то параболическая аппроксимация зависимости $\mu(s)$ также вполне допустима, если отклонение значения коэффициента сцепления μ от экстремального не превышает 20% (рабочая область характеристик показана на рис. 3 и 4 жирной линией).

Очевиден и недостаток такого подхода, который заключается в следующем: если отклонение значения коэффициента сцепления μ от экстремального превышает 20%, то степенная аппроксимация оказывается непригодной для исследования динамики САУ ТК.

Использование аналитической аппроксимации дает возможность существенно улучшить ситуацию, поскольку наряду с отсутствием точек переключения характеристика сцепления точно воспроизводится во всем интервале изменения относительно проскальзывания (от 0 до 1).

При этом $\mu(S)$ не заменяется зависимостью коэффициента

сцепления μ от разности угловых скоростей

$$\begin{cases} f_1(x) = -A(x - B)^2 + C \\ f_2(x) = D(x - F)^6 + H \end{cases} \quad (2)$$

Функции $f_1(x)$ и $f_2(x)$ пересекаются в окрестностях точки перегиба исходной характеристики $F(x)$ (рис. 5), тем самым максимально точно повторяют ее.

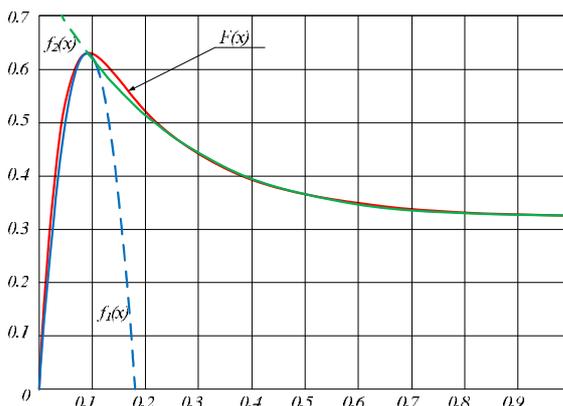


Рисунок 5. Аналитическая аппроксимация характеристики $\mu(S)$

Значения коэффициентов A, B, C, D, F, H приведены в табл.1, а, построенные в соответствии с (2), характеристики показаны на рис. 6,7 для сухой и мокрой поверхности, соответственно.

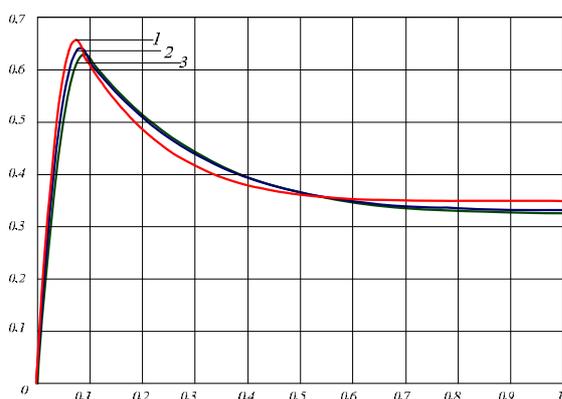


Рисунок 6. Аналитическая аппроксимация характеристики $\mu(S)$ для сухой ОП

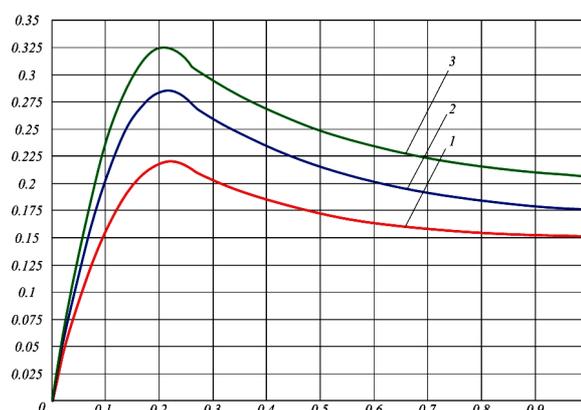


Рисунок 7. Аналитическая аппроксимация характеристики $\mu(S)$ для мокрой ОП

Хороший результат дает использование аппроксимации характеристики $\mu(S)$ иррациональной функцией, которая тоже лишена недостатков присущих кусочно-линейной и алгебраической аппроксимации применительно к САУ ТК.

Примером такой аппроксимации служит математическое выражение следующего вида:

$$f_3(x) = \frac{Ax}{B+x^2} + C|x|^{0,3} \quad (3)$$

Значения коэффициентов A , B и C для различных скоростей транспортного средства представлены в табл. 1, а, построенные в соответствии с (3) зависимости показаны на рис.8, 9 для сухой и мокрой поверхности, соответственно.

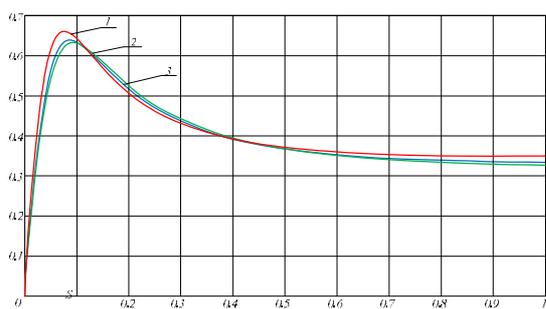


Рисунок 8. Аппроксимация
характеристики $\mu(S)$
иррациональной функцией для
сухой ОП

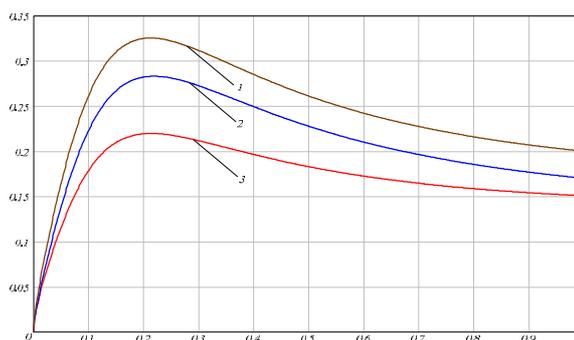


Рисунок 9. Аппроксимация
характеристики $\mu(S)$
иррациональной функцией для
мокрой ОП

Результаты проведенных исследований показывают, что применительно к каждой конкретной задаче исследований может быть использован свой подход к аппроксимации нелинейных характеристик. Наименьшие недостатки имеет аппроксимация аналитическими и иррациональными функциями применительно к решению задачи анализа и синтеза параметров нелинейной САУ ТК.

Библиографический список:

1. Шишляков В.Ф. Синтез нелинейных САУ с различными видами модуляции: Монография/ СПбГУАП, СПб., 1999., 268с.
2. Никитин А.В., Шишляков В.Ф. Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления: Монография/ Под. Ред. В.Ф. Шишлякова, СПбГУАП. СПб, 2003. 358с.

СЕКЦИЯ 2

Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

ЧИСЛЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОДОБИЯ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ СТРУКТУР КОМПЛЕКСОВ «ОБЪЕКТ– ВОЗДЕЙСТВИЯ»

Буркова Е.В., Евтушенко В.Ф., Макаров Г.В., Бурлаченко А.В.
*Сибирский государственный индустриальный университет
Новокузнецк*

Приведены условия и результаты численных (модельных и натурно-модельных) исследований совместного подобия для конкретных структур каналов преобразования объектов управления и входных воздействий, влияющих на состояние этих объектов.

Ключевые слова: совместное подобие объектов и воздействий, объект управления, приведенное к управляющему входу возмущение, автокорреляционная функция, имитационный моделирующий комплекс.

Динамические свойства каналов преобразования изменений входных воздействий управляемых объектов и характеристики самих этих воздействий, в том числе неконтролируемых возмущений, оказывают существенное влияние на значения показателей эффективности систем управления любой структуры. Поэтому определение и исследование условий совместного подобия входных, в том числе неконтролируемых, воздействий и динамических свойств каналов их преобразования в объекте управления (комплексов «объект – воздействия») является важной задачей подобия систем управления [1].

Условия совместного подобия комплексов «объект – воздействия» на конечном интервале времени сформулированы в общем виде с помощью соотношений, отражающих приближенное равенство эффектов влияния изменений входных воздействий на изменения выходных воздействий объекта управления [1]. Вместе с тем для практического применения важными являются исследования, направленные на выявление условий, при которых в зависимости от конкретных характеристик и свойств внешних воздействий и каналов их преобразования выполняется совместное

подобие указанных комплексов. Полученные при таких исследованиях дополнительные данные в виде условий, представленных с помощью аналитических выражений, могут оказаться полезными для обоснованного формирования структуры показателей (критериев) подобия.

Примером такого рода конкретных исследований совместного подобия комплексов «объект – воздействия» является [2], где с помощью аналитических и численных методов с использованием модельных и натурно-модельных данных получены в виде математических соотношений условия подобия комплексов «объект – воздействия» в случае, когда математическая модель соответствующих каналов преобразования объекта управления представлена инерционным звеном первого порядка, а заданные свойства приведенных к регулирующему входу возмущений – спадающей по экспоненте автокорреляционной функцией (АКФ).

В данном сообщении приводятся постановка задачи исследования совместного подобия комплексов «объект – воздействия» и результаты ее решения для случая, когда преобразующие каналы объекта управления, представлены в виде инерционного звена второго порядка и интегрального звена с отсечкой. Постановку задачи исследования выполнили по аналогичной [2] схеме, а ее решение – численными методами. Для реализации численных исследований использовали моделирующий комплекс [3] и алгоритм формирования случайных воздействий, представленный в виде замкнутой динамической системы [4].

Постановка задачи

Дано:

1. Структура объекта управления

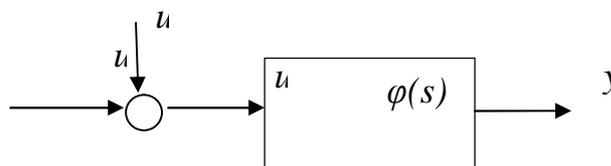


Рисунок 1. Структура объекта управления

$$y(s) = j \{u(s)\}; \quad (1)$$

$$u(s) = u_o(s) + u_{np}(s); \quad (2)$$

На рисунке 1 приняты следующие обозначения: $u(s)$ – управляющие воздействия; $u_o(s)$ – их опорный уровень; $u_{np}(s)$ – приведенные к управляющему входу возмущения; $y(s)$ – выходные воздействия объекта управления; $\varphi(s)$ – оператор объекта управления.

2. Математические модели объекта управления представлены в операторной форме в виде следующих выражений

$$j(s) = \frac{k}{T_2^2 s^2 + T_1 s + 1}, \quad (3)$$

$$j(s) = \frac{k}{s} - \frac{k}{s} \cdot e^{-t_{omc} s}, \quad (4)$$

где k – коэффициент передачи объекта; T_1 и T_2 – постоянные времени; t_{omc} – время отсечки.

3. Приведенные к управляющему входу объекта возмущения представляют собой стационарный временной ряд с экспоненциально спадающей АКФ

$$r_{np}(q) = s_{np}^2 \cdot e^{-\alpha \cdot |q|}, \quad (5)$$

где s_{np}^2 – дисперсия приведенного возмущения, α – коэффициент спада АКФ, θ – время сдвига между сечениями ряда приведенных возмущений.

4. Условием подобия является неравенство

$$|s_{y1}^n - s_{y2}^n| \leq 0,05, \quad (6)$$

где s_{y1}^n и s_{y2}^n – нормированные значения в процентах среднеквадратических отклонений (СКО) выходных переменных комплекса «объект – воздействия», подобие которых оценивается.

5. Начальные условия

$$y(0) = 0; u_o(0) = 0; u_{np}(0) = 0. \quad (7)$$

Требуется

1. Сформировать условия или возможный показатель (критерий) для оценки подобия комплексов «объект – воздействия».

Решение задачи

Задачу решали численными методами при выполнении следующих условий.

1. Интервал моделирования $I=25000$ с; $\Delta t=1$ с.

2. Диапазон изменений параметров моделей объекта: $1 \leq k \leq 10$; $10 \leq T_1$; $T_2 \leq 1000$ с; $1 \leq t_{omc} \leq 5$. Их значения меняли с шагом: Δk и $\Delta t_{omc} = 1$; ΔT_1 и $\Delta T_2 = 10$.

3. Диапазон изменений параметров приведенных ко входу возмущений: $0,01 \leq \alpha \leq 0,1$ с⁻¹; $1 \leq \sigma_{np} \leq 10$. Шаг варьирования $\Delta \alpha = 0,01$; $\Delta \sigma_{np} = 1$.

В процессе исследований определяли совокупность соотношений, при которых выполняется условие подобия (6). Для комплекса «объект – воздействия» с моделью объекта (3) было проведено около 500 экспериментов с различными значениями параметров объекта и характеристик приведенных возмущений. Для примера некоторые из полученных результатов представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Характеристики комплекса «объект – воздействия» с моделью (3)

Т ₁ =2Т ₂											
№	Комплекс 1					Комплекс 2					Δσ, %
	σ _{np}	k	α	T ₁	σ _y ²	σ _{np}	k	α	T ₁	σ _y ²	
1	1	3	0,04	100	1,407	1	3	0,05	80	1,406	0,1
2			0,06	480	0,552			0,08	360	0,555	0,5
3	1	1	0,02	300	0,399	1	1	0,10	60	0,392	1,8
4			0,05	240	0,285			0,06	200	0,284	0,4
2Т ₁ =Т ₂											
5	1	3	0,02	150	1,648	1	3	0,10	30	1,679	1,9
6			0,05	360	0,605			0,04	450	0,593	2,1
7	1	1	0,10	200	0,230	1	1	0,08	250	0,231	0,4
8			0,09	200	0,239			0,06	300	0,234	2,1

Для комплекса «объект - воздействия» с моделью (4) было проведено около 600 экспериментов с различными значениями параметров объекта и характеристик приведенных возмущений. Выборочные результаты представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Характеристики комплексов «объект – воздействия» с моделью (4)

№	Комплекс 1					Комплекс 2					Δσ, %
	k	t _{отс}	σ _{пр}	α	σ _γ ²	k	t _{отс}	σ _{пр}	α	σ _γ ²	
1	1	1	1	0,03	1,000	1	1	1	0,10	1,001	0,1
2				0,05	1,001				0,02	1,001	0,0
3				0,30	1,000				0,60	1,000	0,0
4				0,03	1,000				0,30	1,000	0,0
5				0,10	1,001				0,90	1,000	0,1
6		2		0,02	1,989				0,02	1,999	0,5
7				0,10	1,952				0,02	1,999	2,4
8				0,05	1,979				0,04	1,999	1,0
9				0,09	1,957				0,06	1,999	2,1
10	2		1	0,06	1,999	1	1	2	0,02	1,999	0,0
11		0,10		1,999	0,05				1,999	0,0	

Таким образом, условие совместного подобия (6) двух комплексов «объект – воздействия» выполняется при следующих соотношениях их параметров:

1) для комплексов «объект – воздействия», где модель объекта представляет собой инерционное звено второго порядка

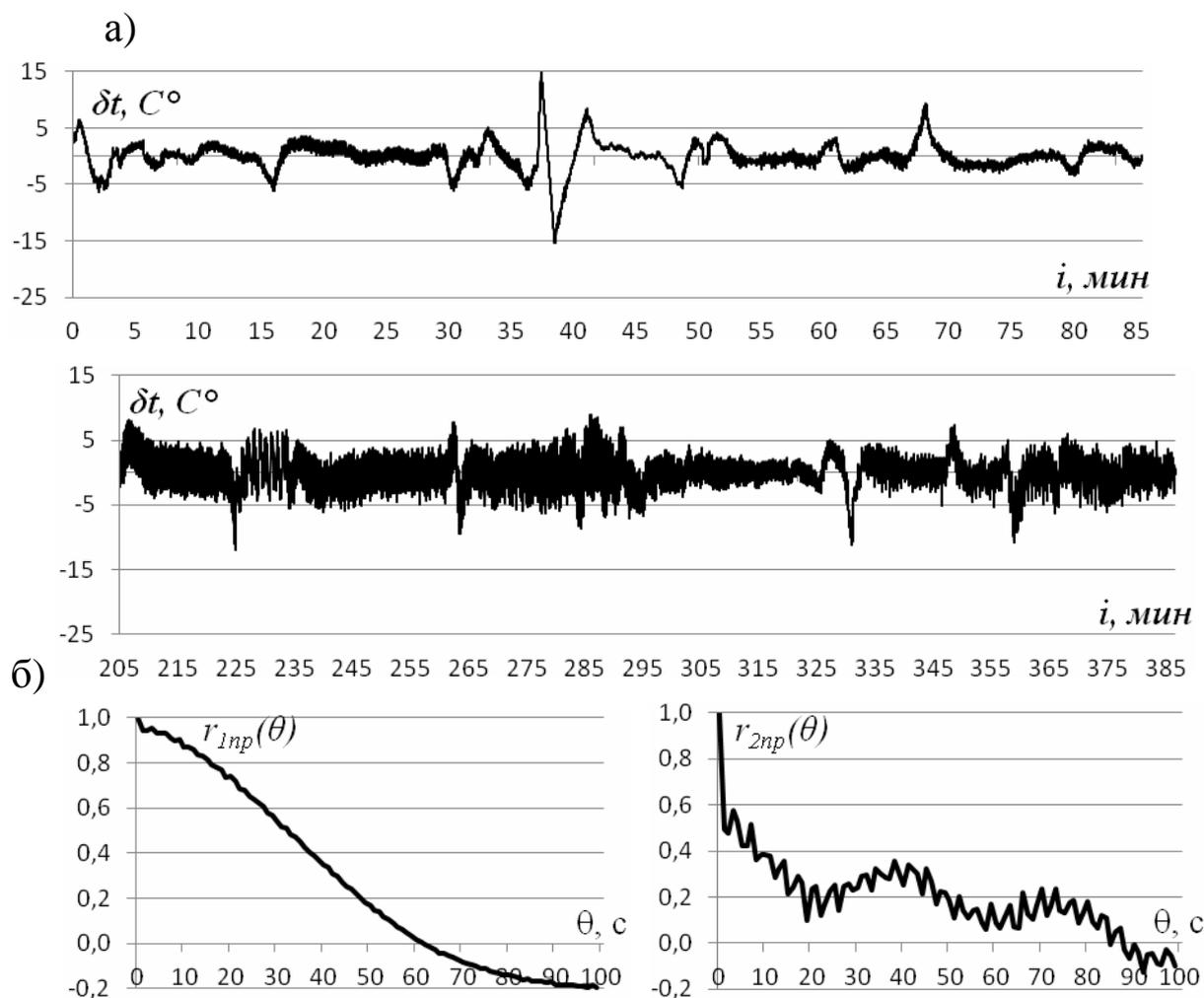
$$\begin{cases} k \cdot S_{np} = const ; \\ a \cdot T_1 = const ; \\ \frac{T_1}{T_2} = const ; \end{cases} \quad (8)$$

2) для модели объекта управления в виде интегрального звена с отсечкой

$$k \cdot t_{отс} \cdot S_{np} = const . \quad (9)$$

В последнем случае, т.е. из соотношения (9), следует, что коэффициент спада АКФ α как характеристика «памяти» динамического ряда приведенных возмущений, не влияет на совместное подобие объектов и воздействий. Для проверки этого вместо модельных реализаций приведенных возмущений с АКФ (5) были использованы при моделировании предварительно отмасштабированные натурные реализации приведенных возмущений с произвольной формой спада АКФ, полученные для условий двух установок сжигания водоугольного топлива [5]. Статистические характеристики таких возмущений приведены в

[6,7]. Для примера натурные реализации приведенных возмущений до масштабирования и их АКФ приведены на рисунке 2а для первого и на рисунке 2б для второго исследуемых комплексов. Их нормированные АКФ имеют другую, отличную от (5), структуру спада (рисунок 2в) как для первого – $r_{1np}(\theta)$, так и для второго – $r_{2np}(\theta)$ комплексов.



в) Рисунок 2. Реализации приведенных возмущений для первого (а), второго (б) комплексов и их нормированные АКФ (в)

В процессе исследования была проведена серия натурно-модельных экспериментов с использованием натуральных реализаций приведенных возмущений с приблизительно такими же свойствами, как и на рисунке 2. В качестве примера некоторые результаты этих исследований представлены в таблице 3.

Таблица 3 – Результаты исследования комплекса «объект–воздействия» с моделью (4) на натуральных данных

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

№ п/п	Комплекс 1				Комплекс 2				Δσ, %			
	k	t _{отс}	σ _{пр}	σ _у ²	k	t _{отс}	σ _{пр}	σ _у ²				
1	1	1	1	1,024	1	1	1	1,070	4,3			
2				0,982				0,956	2,6			
3				1,000				0,993	0,7			
4				1,000				1,017	1,7			
5				1,010				1,000	1,0			
6		2		1		1,963		1	2	1	1,923	2,0
7						1,842					1,825	0,9
8						1,958					2,030	3,5
9						1,951					2,018	3,3
10						1,968					1,877	4,6

Они подтверждают выполнение условия подобия (9) независимо от формы спада АКФ приведенного к одному из управляющих входов возмущений

Вывод. 1. Для исследованных характеристик каналов преобразования объектов управления (3)–(4) и действующих на него приведенных возмущений, описываемых выражением (5), необходимым и достаточным условием совместного подобия действующих на объект входных воздействий и каналов их преобразования является выполнение условий (8)–(9), соответственно.

2. Для комплексов «объект– воздействие», в которых объекты управления представлены моделями (4), условие подобия не зависит от характера спада автокорреляционной функции приведенных возмущений.

Список литературы

1. Мышляев Л.П. Понятия и условия подобия систем управления / Мышляев Л.П., Евтушенко В.Ф., Березин Д.Г., Макаров Г.В., Ивушкин К.А. // Известия высших учебных заведений. Черная металлургия, 2012, №12, С. 58-60.

2. Евтушенко В.Ф., Ивушкин К.А., Мышляев Л.П., Макаров Г.В., Буркова Е.В. Исследования совместного подобия объектов управления и внешних воздействий // Научно-технические разработки и использования минеральных ресурсов: сборник научных статей. Новокузнецк: СибГИУ, 2014. С. 195-201.

3. Макаров Г.В., Буркова Е.В., Демченко Д.Г. Моделирующий учебно-исследовательский комплекс // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве. Новокузнецк: СибГИУ, 2013. С. 268-271.

4. Макаров Г.В., Буркова Е.В., Зайцев А.В. Формирование временных рядов данных с заданными статистическими свойствами // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве. Новокузнецк: СибГИУ, 2013. С. 403-408.

5. Евтушенко В.Ф., Макаров Г.В., Мышляев Л.П., Ивушкин К.А. Буркова Е.В. Исследования совместного влияния свойств возмущений и динамики объектов на эффективность системы регулирования (на примере установки сжигания водоугольного топлива) // Научно-технические разработки и использования минеральных ресурсов сборник научных статей. Новокузнецк: СибГИУ, 2013. С. 189-193.

6. Березин Д. Г., Макаров Г.В., Тюжин Т. В., Буркова Е. В. Оценивание характеристик помеховых составляющих сигналов измерительной информации для установки сжигания водоугольного топлива // Труды V Всероссийской конференции по автоматизированному электроприводу и промышленной электронике «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в образовании, науке и производстве», г. Новокузнецк, СибГИУ, 2012г. – с. 161-167

7. Ивушкин К.А., Березин Д.Г., Евтушенко В.Ф., Макаров Г.В. Исследование свойств приведенных возмущений для установки сжигания водоугольного топлива // Труды V Всероссийской конференции по автоматизированному электроприводу и промышленной электронике «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в образовании, науке и производстве», г. Новокузнецк, СибГИУ, 2012г. – с. 168-174

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫЙ ЛАБОРАТОРНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ПО ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ТЕХНОЛОГИЯМ

Т.М. Гулевич, П.А. Морозов, Г.В. Макаров, А.А. Федотов
*ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный индустриальный
университет»
г. Новокузнецк*

Представлены конкретные приложения, пользовательские интерфейсы, интегрированные в состав учебно-исследовательского комплекса, включающего автоматизированные лабораторные установки на базе действующих физических моделей объектов.

Ключевые слова: обучающий комплекс, интерфейсы, измерительные технологии, лабораторные установки,

Основополагающим в деле повышения качества и производительности учебного процесса является ориентация на развитие современных информационных технологий активного обучения на всех стадиях подготовки и повышения квалификации специалистов.

В рамках применения традиционных лабораторных установок ввиду ряда ограничений невозможно охватить весь спектр задач изучения, исследования и сравнительного анализа различных структур, методов и средств измерений, и особенно, новых измерительных и информационных технологий. Возможное решение отмеченных задач и расширение функциональных возможностей реализуется созданием учебно-исследовательских комплексов (УИК).

Наибольший эффект повышения качества процесса обучения достигается на основе интеграции современных средств обучения в специализированные учебно-исследовательские комплексы (УИК), объединяющие методические пособия и указания, автоматизированные лабораторные установки (АЛУ), принатурные тренажеры, нормативные модели деятельности обучаемых и

обучающих, функции согласования стимулирования их с точки зрения достижения общесистемных целей.

В ориентации на рассматриваемый подход развивается функциональное, программно-алгоритмическое и техническое обеспечение автоматизированного УИК, который предназначен для активного обучения методам и средствам измерения, динамической поверки и настройки первичных и вторичных измерительных преобразователей, освоения приемов решения многовариантных типовых задач технологических измерений и выполнения НИР в области промышленной метрологии.

Новизна автоматизированного УИК заключается в построении и функционировании его на базе многовариантных материально-информационных технологий и организационной интеграции с производственными системами; в использовании новых многовариантных робастных фильтров и регуляторов, многовариантного образного представления и обработки нестационарных рядов данных, тестовых методов повышения точности измерения; в автоматизации метрологических операций и в активной организации обучения с человеко-машинными нормативными моделями.

В основе методического обеспечения используются натурно-математическое моделирование (с вариантами в виде натурального эксперимента с одной стороны и математического с другой) [1], новые способы измерения с дельта-замещением рабочей средой образцовых мер «в малом» и дельта-тестированием (нанесением пробных воздействий «в малом» на объекты измерений и исследований), а также тестовые методы оперативной идентификации статических и динамических метрологических характеристик средств измерений.

На кафедре автоматизации и информационных систем Сибирского государственного индустриального университета (СибГИУ) разработан и внедрен автоматизированный комплекс, позволяющий осуществлять проведение практических, лабораторных и исследовательских работ с применением реального оборудования [2].

В рамках УИК функционируют: пользовательский интерфейс; интерфейс администратора, включающий собственную систему управления содержанием (CMS); автоматизированные лабора-

торные установки (АЛУ), предусматривающие возможность дистанционного выполнения лабораторных работ; базы натуральных и модельных сигналов, базы данных программных и технических средствах автоматизации, научно-методической литературы. Доступ к УИК возможен как из внутренней сети университета, так и из глобальной сети интернет.

Учебно-испытательный комплекс разработан на базе веб-технологий, имеющегося технического обеспечения, использования web-серверов, к которым подключаются клиенты (обучающиеся). Хранение информации осуществляется в виде гипертекста, что позволяет обучающимся ознакомиться с той или иной дисциплиной в комплексе, переходя по интересующим его ассоциативным ссылкам. Формат гипертекстовых документов совместим с любыми операционными системами (на любом компьютере достаточно установить только веб-браузер и работать с учебным комплексом). Высокий уровень развития современных графических веб-браузеров позволяет вставлять в обычные HTML-страницы мультимедийное и активное содержимое, например, средства для ведения видеоконференций, возможность вставки видео и аудиофрагментов информации, возможность применять ActiveX-компоненты для сопряженной работы с другим программным обеспечением различного назначения, в том числе средой конструирования электронных схем National Instruments LabVIEW и SCADA-систем, таких, как Siemens WinCC и Wonderware InTouch. Сбор данных и управление натурными подсистемами АЛУ осуществляет «сервер АЦП», который состоит из многофункциональной платы сбора данных фирмы Advantech и сервера OPC. Клиентская часть разработана на основе ActiveX, что позволяет использовать для доступа к АЛУ стандартный Web-браузер. Промежуточным звеном между клиентом и «сервером АЦП» является специализированный программный модуль, разработанный с использованием пакета LabVIEW[3,4,5].

Комплекс широко применяется на занятиях по дисциплинам информационно-измерительных технологий. Студенты и аспиранты обучаются постановке и решению задач промышленной метрологии, технических измерений; методам обработки сгенерированных временных рядов данных и динамических сигналов, снятых с физических моделей и реальных

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

технологических объектов. В состав комплекса входят встроенные подсистемы контроля реализации учебного процесса, а также подсистемы тестирования и самотестирования для проверки знаний обучающихся. Рассмотренная компьютерная технология внедрена при модернизации обучающих многовариантных автоматизированных комплексов «Логос» и «Метролог» по информационно-измерительным технологиям, включающего автоматизированные лабораторные установки (АЛУ): «Доза», «Расход», «ОДИМИМА», «Температура», «Коррекция», «АЦС» и другие встроенные и подключаемые измерительные подсистемы с соответствующими типовыми задачами промышленной метрологии, предназначенными для выполнения практических и исследовательских работ, как в обычном, так и в дистанционном режимах. Общая структура лабораторно-практического комплекса «Логос» по информационно-измерительным технологиям представлены на рисунке 1.



Рисунок 1. Общая структура лабораторно-практического УИК «Логос»

Вход в комплекс осуществляется через разработанный информационный портал кафедры (sa.sibsiiu.ru), что позволяет пользователю пройдя идентификацию работать с системой из личного кабинета как локально (в специально предназначенных

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

для этого компьютерных классах), так и с рабочего места (по корпоративной сети предприятия), а также из дома (через глобальную сеть). Выполнение работы начинается с личной страницы пользователя (рис. 2), где выбирается тип работы.

Учебно-методический комплекс Информационно-измер
Можно приступить к работам...

Дисциплина: **Метрология, стандартизация, сертификация**
Характер работы: свободный
Ваша подгруппа: Подгруппа 2 × Звено 2 —> [Смотреть](#)

Выберите тип работы

[Лекционные материалы](#) · [Практические](#) · [Лабораторные](#)

У вас заданий: всего - 4, не сданных - 4, новых -
Не сданные задания:

Название
Поверка средств измерений
Градуйровка и калибровка аналоговой и аналого-цифровой
Определение и представление результата измерения
Реализация методов измерения

Рисунок 2. Фрагмент личной страницы пользователя

В зависимости от типа выбранной работы появляется страница с порядком ее выполнения, включающая методические указания, описание средств, порядок выполнения и требования к представлению результатов работы. Для выполнения практической работы пользователю предлагается подключиться к терминальному серверу, непосредственно на котором выполняется эта работа. Такая технология позволяет пользователю работать с нужными приложениями не устанавливая себе специализированного ПО. Примерами разработок являются конкретные приложения и пользовательские интерфейсы, разработанные в среде графического программирования LabVIEW в составе автоматизированной лабораторной установки «ДОЗА», представляющей собой действующую модель системы порционного дозирования сыпучих материалов с тестовым нагружением и прямым цифровым управлением от персонального компьютера, предназначенной для изучения и освоения традиционных и тестовых методов измерения массы, а также практических приемов настройки алгоритмов технических средств в аналого-цифровых весодозирующих системах. Выполнение лабораторной работы начинается со страницы АЛУ (рис. 3) и

перехода на страницу порядка выполнения работы. Цифровой интерфейс лабораторных установок реализован через веб-компонент, что позволяет работать с ним непосредственно из браузера. В случае дистанционной работы для демонстрации происходящего на установке реализована веб-трансляция видео с камеры, направленной на данную установку. Видео наглядно демонстрирует пользователю результаты его действий и позволяет фиксировать показания аналоговых и цифровых приборов.

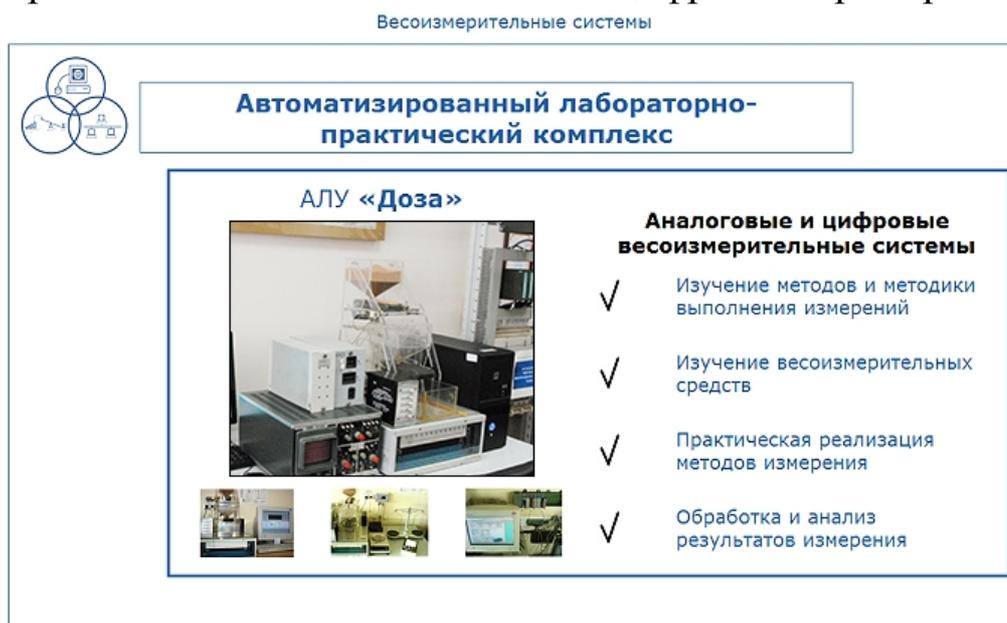


Рисунок 3. Страница сайта АЛУ «ДОЗА»

Алгоритмическое обеспечение комплекса составляют помехозащищенные алгоритмы считывания с проверкой достоверности; выделения информативных участков СИИ; определения реакции сигнала на тест; многовариантного восстановления явных и неявных градуировочных характеристик и определения значений массы набираемого материала, а также алгоритмы выработки управляющих команд в соответствии с реализуемым методом и функцией дозирования. Интерфейс программы состоит из двух меню, а именно, меню управления АЛУ «ДОЗА» и меню настройки отдельных блоков программы, а так же диаграммы, на которой отображается динамика процессов дозирования, поверки и градуировки. Для отображения величины массы в весовой воронке предусмотрен цифровой индикатор (рис. 4). В программе существует возможность как ручного управления с

помощью виртуальных кнопок, так и автоматического с применением различных методов (алгоритмов) дозирования

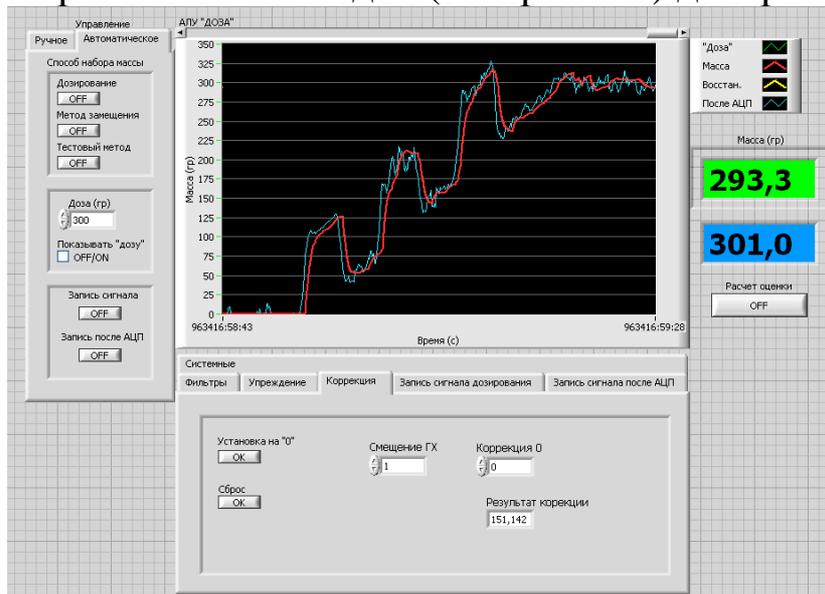


Рисунок 4. Интерфейс модуля дозирования

Решение многих задач связано с обработкой больших массивов числовых данных, представляемых одно- и многомерными временными рядами в так называемых сглаживающих фильтрах. Нередко возникает потребность их разделения на несколько составляющих с различными темпами изменения, в частности, если есть основания принять математическую модель рядов данных в виде суммы медленноменяющихся полезных сигналов и относительно быстро меняющихся помех, то первичная обработка числовых данных может быть сведена к их преобразованию в так называемых сглаживающих фильтрах. К настоящему времени разработано множество различных фильтров, отличающихся своими предпосылками, сложностью и точностью. Поэтому возникает задача правильного выбора и настройки сглаживающих фильтров для конкретных условий их использования. Решение этих задач, представляющееся сложным в реальных системах, может быть реализовано с помощью разработанного учебно-испытательного комплекса (УИК) «ФИЛЬТР». Программное обеспечение функциональных модулей учебно-испытательного комплекса «ФИЛЬТР», а также конкретных приложений и пользовательских интерфейсов разработано с использованием среды графического программирования LabVIEW. На рисунке 5 представлен интерфейс

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

программы «ФИЛЬТР» с окном генерирования сигнала. На рисунке 6 представлен фрагмент интерфейса программы с результатом сглаживания сигнала с помощью медианно-экспоненциального фильтра.

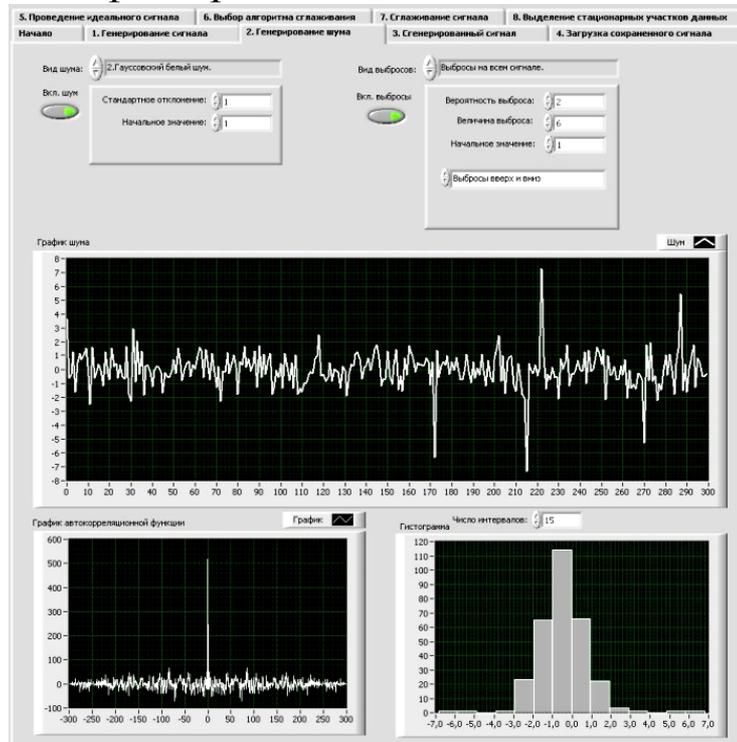


Рисунок 5. Интерфейс модуля «Фильтр»

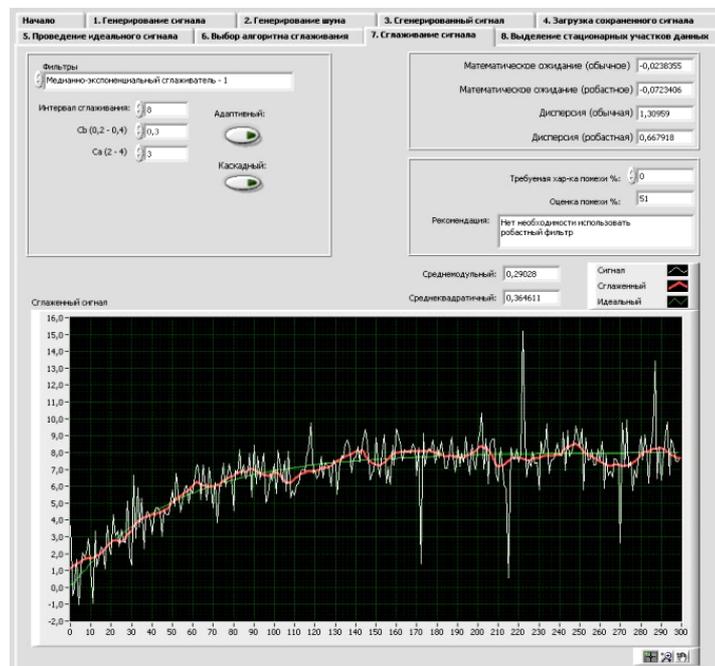


Рисунок 6. Интерфейс модуля с результатом сглаживания сигнала

Разработанный программный модуль характеризуется гибкими возможностями исследования многих задач, связанных с

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

определением характеристик и восстановлением полезных составляющих сигналов. Комплекс предназначен для исследования и настройки различных модулей в аналого-цифровой системе (АЦС) измерения. Программное обеспечение позволяет исследовать результаты преобразования динамического сигнала при изменении основных настроечных параметров блоков системы и производить оперативный анализ результатов моделирования. Графический интерфейс пользователя программных модулей «АЦС» и «АЦП» представлен на рисунках 7 и 8.

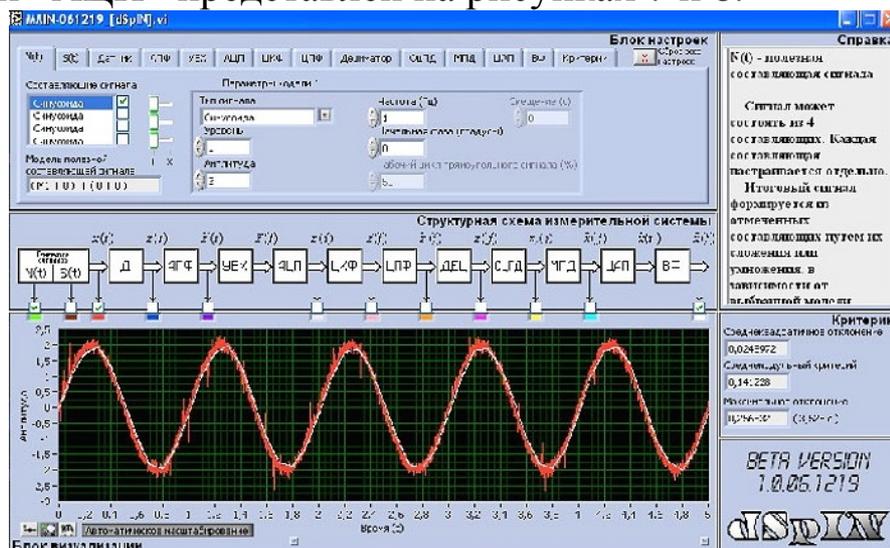


Рисунок 7. Интерфейс учебно-исследовательского модуля «АЦС»

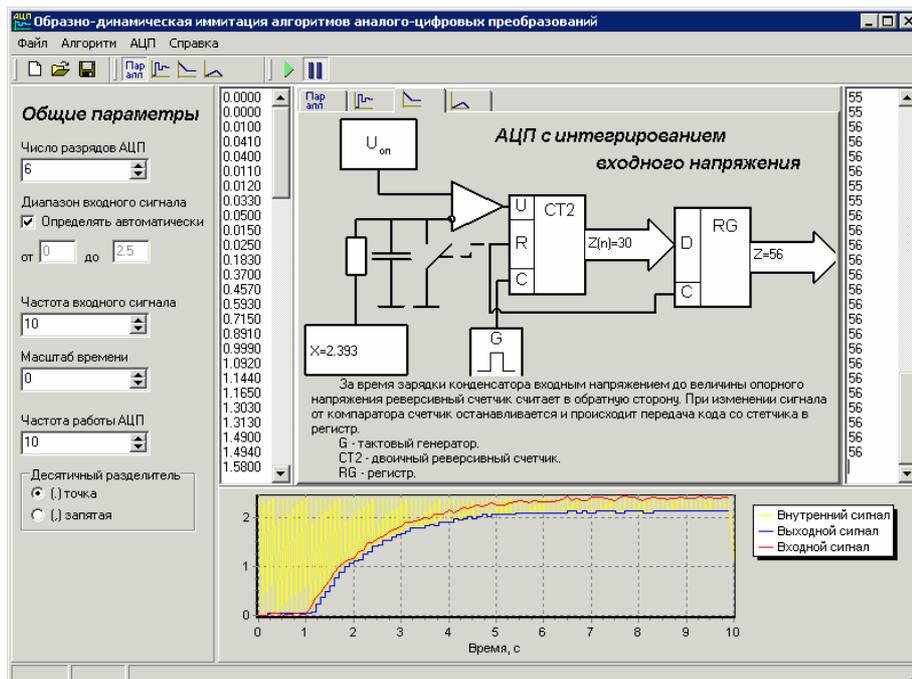


Рисунок 8. Интерфейс модуля «АЦП».

Все блоки имеют модульную структуру, позволяющие гибко настраивать и исследовать любой модуль и их комбинации.

Рассмотренные автоматизированные обучающие комплексы на базе современных информационно-коммуникационных технологий позволяют решать актуальные задачи, связанные с расширением функциональных возможностей новых форм обучения. На базе системного подхода к разработке программно-алгоритмического обеспечения комплексов созданы условия для активного обучения студентов научно-исследовательской работе.

Накоплен опыт обучения специалистов с использованием УИК в качестве базы для проведения лабораторных работ и практических занятий и выявлены предпосылки дальнейшего совершенствования функционирования УИК как развивающихся человеко-машинных систем управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Авдеев В.П., Кустов Б.А., Мышляев Л.П. Производственно-исследовательские системы с многовариантной структурой. – Новокузнецк: Кузбасский филиал Инженерной академии, 1992 г. - 188 с.
2. Гулевич Т.М., Андрианов О.Н., Кадетов Д.В. Учебно-исследовательский комплекс «Метролог» // Труды международной научной конференции «Математические методы в технике и технологии – ММТТ-2000», - Санкт-Петербург, 2000. – 200с.
3. National Instruments LabVIEW. Основы I. Учебный курс (пер. с англ. Михеев П.М.). – МГУ, 2003.
4. Макаров Г.В., Буркова Е.В., Демченко Д.Г. Моделирующий учебно-исследовательский комплекс // В сборнике: Системы автоматизации в образовании, науке и производстве Труды IX Всероссийской научно-практической конференции. под редакцией С.М. Кулакова, Л.П. Мышляева. 2013. С. 268-271.
5. Гулевич Т.М., Кулаков С.М., Бауэр И.К., Федотов А.А. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007611746. Программное обеспечение учебно-исследовательского комплекса «Логос» – № 2007610234; Заявл. 26.01.2007; Опубл. 25.04.2007.

К ВОПРОСУ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ПРОФИЛЯ

В.В. Каверин, Г.А. Эм

*Карагандинский государственный технический университет,
г. Караганда, Казахстан*

Рассмотрены особенности подготовки специалистов электротехнического профиля. Приведен опыт преподавания специальных дисциплин на кафедре АПП Карагандинского государственного технического университета.

Ключевые слова: информационные технологии в образовании, автоматизация учебной работы, электронные обучающие средства.

Использование современных информационных технологий (ИТ) в ходе профессиональной подготовки специалистов инженерного профиля электротехнического направления имеет свои особенности. Так, автоматизация учебных работ создает, с одной стороны, предпосылки для более глубокого понимания свойств изучаемых объектов и процессов на математических и имитационных моделях, проведения параметрических исследований и оптимизации. С другой стороны, осмысленное применение систем автоматизации профессиональной деятельности требует достаточно высокой квалификации, которой студенты младших курсов вузов еще не обладают. Нередко они успешно овладевают лишь программными компонентами автоматизированных систем, а профессиональная квалификация в предметной области, связанная с вопросами построения математических моделей и анализа результатов компьютерных расчетов, растет медленно, либо вообще отсутствует. Следует также понимать, что широкое использование компьютеров в обучении не должно закрывать подготовку специалистов в реальном предметном направлении, иначе говоря, недопустима подмена физических явлений только модельным представлением их на экране компьютера, тенденция к которой наблюдается в последние годы. Так, при подготовке специалистов

электротехнического профиля широкое распространение получили прикладные программы (*MULTISIM*, *Electronics WorkBench*, *MatLab–Simulink* и др.), симулирующие работу электроизмерительных приборов и различных устройств автоматики, промышленной электроники и электропривода. Однако использование в учебном процессе исключительно средств, лишь моделирующих реальные объекты, может привести к ситуации, когда студент, в полном объеме освоивший учебную дисциплину и свободно владеющий виртуальным комплексом соответствующего назначения, оказывается неспособным выполнить простейшие действия при работе с реальными приборами.

Для получения максимального обучающего эффекта целесообразно ориентироваться на сбалансированное использование программно-аппаратных и виртуальных учебных средств в комплексе. В этой связи может представлять определенный интерес опыт преподавания ряда специальных дисциплин для студентов бакалавриата специальностей «Автоматизация и управление» и «Электроэнергетика» (специализация «Электропривод и автоматизация технологических комплексов») на кафедре автоматизации производственных процессов (АПП) Карагандинского государственного технического университета. Лабораторные практикумы по курсам «Метрология и измерения», «Элементы и устройства автоматики», «Системы автоматики и телемеханики» и др. включают в себя две обязательные составляющие: компьютерную, с использованием соответствующих прикладных программ *LOGO!SoftComfort*, *Electronics WorkBench* и др., и аппаратную, с применением лабораторного оборудования и приборов. Таким образом, студенты в ходе выполнения лабораторных работ осваивают учебный материал с использованием соответствующих прикладных программ, моделирующих процессы и объекты, и получают практические навыки работы на измерительных и аппаратных технических комплексах.

МОДЕРНИЗАЦИЯ УЧЕБНОГО ПРОЦЕССА НА БАЗЕ НОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

М.В. Ляховец, А.В. Феоктистов, Т.М. Гулевич

*Сибирский государственный индустриальный университет»
г. Новокузнецк*

Рассматривается создание и применение автоматизированных обучающих комплексов на базе широкого применения современных образовательных технологий и специализированного программного обеспечения.

Ключевые слова: автоматизация, дистанционное обучение, специализированное программное обеспечение, интернет-технологии.

Необходимость в интенсификации и повышении качества процесса профессионального обучения на протяжении последних лет стимулировала применение новых методов, технических средств и современных образовательных технологий. Актуальным направлением в деле совершенствования учебного процесса на кафедрах университета является использование учебно-исследовательских автоматизированных обучающих комплексов (АОК) в качестве базы для проведения лабораторных, практических и учебно-исследовательских работ. Целью создания АОК вуза является формирование условий для повышения качества обучения, доступности образования, обеспечения эффективности образовательного процесса и конкурентоспособности вуза.

В настоящее время ощущается дефицит научно обоснованных разработок для автоматизации управления процессом обучения. Модели и механизмы управления образованием на уровне государства, образовательного учреждения, факультета исследованы в работах многих авторов, но на уровне кафедр и лабораторий такие исследования затруднены многообразием применяемых подходов к организации процесса обучения, отсутствием стандартизации при разработке специального программно-алгоритмического обеспечения. В связи с этим необходимо

построение алгоритмов и моделей для управления учебным процессом в техническом вузе в условиях существующего многообразия форм обучения, используемых педагогических подходов, применяемых методик обеспечения учебного процесса в рамках УМК, разработки специального программного обеспечения для управления и поддержки принятия решений на основе накопленного фонда специальных программ и их интеграции с современными системами поддержки обучения [1].

По результатам анализа существующих систем управления обучением (Learning Management System – LMS), поддерживающих работу в дистанционном режиме, был сделан вывод об общих недостатках таких систем: отсутствие решений для интеграции с физическими установками, работающими в режиме реального времени; выполнение приложений «на стороне клиента», хотя не у всех клиентов установлено необходимое профессиональное ПО, являющееся платным.

Таким образом, с целью повышения эффективности учебного процесса и расширения функциональных возможностей необходима разработка методики, моделей и алгоритмов построения автоматизированных обучающих комплексов по техническим дисциплинам на основе совершенствования существующих структур и моделей управления, а также алгоритмов и специального программного обеспечения на базе новых информационных технологий. Современный учебный процесс немыслим без использования технологий удаленной работы с ресурсами вуза. Технологии удаленной работы могут использоваться как вспомогательный (для лучшего усвоения знаний студентами очной и очно-заочной форм обучения), так и базовый (в обучении студентов заочной формы обучения, студентов филиалов и представительств вуза) инструментарий. С расширением сети филиалов технологии дистанционного обучения приобретают особое значение, обеспечивая работу обучаемых всего региона с единой информационной и программно-технической базой головного вуза, позволяя поддерживать требуемый уровень качества обучения, особенно при недостаточной учебно-лабораторной базе.

Для эффективного внедрения интернет-технологий (ИТ) в учебный процесс при разработке АОК целесообразно применение

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров следующего набора интернет-технологий, классификации которых представлена на рисунке 1 [2].



Рисунок 1. Основные интернет-технологии для применения в АОК

Ядром АОК является веб-портал кафедры, содержащий набор ссылок для выхода к внешним ресурсам и ряд типовых сервисов (почтовая рассылка, FTP-архив, лента новостей в формате RSS и т. д.). Содержание веб-портала обычно динамически формируется системой управления контентом (CMS). В большинстве случаев в веб-портал включаются также сайты подпроектов, например, сайт лаборатории информационно-измерительных технологий, сайт профессиональной переподготовки и т. п. Перспективным направлением является интеграция обучающей системы с

электронными платежными системами. Это позволит, во-первых, принимать оплату за обучение от студентов и осуществлять мониторинг финансовой информации в реальном времени, во-вторых, распространять на платной основе учебно-методические материалы и специальным образом подготовленные учебные курсы (например, в формате SCORM) посредством самой обучающей системы (как это сделано, например, в Интернет-университете информационных технологий intuit.ru).

Собственно функции обучения реализует система поддержки обучения (СПО) с подсистемой коммуникации между обучаемыми и преподавателями, автоматизированными лабораторными установками и т. д. В СПО включены типовые функции создания и освоения учебных курсов (представление информации – мультимедийное), выполнения практических работ и тестирования. Эффективное функционирование СПО невозможно без информационно-справочных подсистем баз знаний и данных, включая специализированные базы данных (учебно-методической литературы, программных продуктов, натуральных сигналов, технических средств автоматизации и др.), экспертные системы (например, помощи в постановке задач для НИР студентов и др.), базы энциклопедических статей (на основе Wikipedia) и часто задаваемых вопросов (FAQ или ЧaBo).

На кафедре автоматизации и информационных систем СибГИУ с использованием рассмотренного подхода и с учетом перечисленных выше требований на основе имеющихся методических, программных, алгоритмических разработок и корпоративной сети университета создана система управления обучением, опирающаяся на широкое применение Интернет-технологий, технологию «тонких клиентов», открытые стандарты (PHP, HTML, XML, SCORM, IMS) и ранее достигнутые результаты в теории и практике создания автоматизированных систем. Автоматизированный учебно-исследовательский комплекс «Логос» внедрен в учебный процесс кафедры для выполнения всех видов работ студентов и аспирантов всех форм обучения, включая профессиональную переподготовку [3].

Ядром автоматизированного учебно-исследовательского комплекса является веб-портал кафедры систем автоматизации

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров (www.sa.sibsiu.ru). Структура УИК «ЛОГОС» представлена на рисунке 2.



Рисунок 2. Структурная схема УИК «ЛОГОС»

Для обеспечения необходимой гибкости комплекса и потенциальной возможности интеграции с действующими системами других вузов, кафедр и учебных центров разработаны специализированные драйверы для соединения с другими распространенными СУБД (PostgreSQL, My SQL, Oracle).

В основу программного обеспечения комплекса заложены концепции объектно-ориентированного проектирования, модульности и расширяемости. Для экспорта и импорта дополнительных модулей используется разработанный XML-формат. Особое внимание уделяется разработке и поддержанию в актуальном состоянии документации пользователя и разработчика, что позволяет организовывать работу групп разработчиков.

Базовым модулем, обеспечивающим вход пользователя в систему и предоставляющим справочную информацию о кафедре, специальностях, учебных планах, является модуль CMS. Модуль CMS отвечает за предоставление пользователям справочной информации общего характера, формирование иерархической структуры разделов сайта, динамическое формирование карты сайта, связь с сотрудниками кафедры и другие стандартные функции веб-порталов.

Реализован гибкий многовариантный модуль управления доступом на основе фундаментальных свойств интерфейса CGI

(Common Gateway Interface), широко применяемого при программировании динамических веб-страниц.

Информационно-справочная система поддержки учебного процесса представлена:

- распределенной базой данных учебной и научной литературы и методических материалов «Библиограф»;
- базой данных специализированных программных продуктов;
- базой данных натуральных и модельных сигналов;
- базой данных технических средств автоматизации на основе электронных материалов и каталогов отечественных и зарубежных разработчиков.

Вся информация, хранимая в базах данных, используется при выполнении различных работ по соответствующим курсам. Основной формой представления информации являются документы в формате HTML (как статические, так и генерируемые по запросу пользователя), PDF, RTF и Microsoft Word.

Важнейшей частью автоматизированного учебно-исследовательского комплекса «Логос» является модуль управления обучением, обеспечивающий проведение практических, лабораторных, научно-исследовательских работ, а также программную и информационную поддержку курсового и дипломного проектирования. Для выполнения практических работ подготовлено специальное программное обеспечение (ПО), разработанное на различных языках высокого уровня (Delphi, Java, C++), а также в различных средах, таких, как Adobe Flash, National Instruments LabVIEW (LV). Лабораторные работы проводятся на натуральных автоматизированных лабораторных установках с помощью разработанного специализированного ПО, позволяющего работать с ними непосредственно с АРМа пользователя, а также с виртуальными лабораториями LV через общий для всех работ интерфейс (в том числе, в дистанционном режиме). Задания для студентов, подгрупп или групп формирует преподаватель при помощи веб-интерфейса. Все действия студента по выполнению работ отслеживаются, ведется статистика посещений. Для оценки знаний обучаемых разработана система текущего (по этапам выполнения работы) и итогового тестирования, соответствующая спецификации IMS QTI. Вывод о допуске студента к защите

работы и экзамену (зачету) делается на основании результатов всех тестов после итогового тестирования.

УИК «Логос» по информационно-измерительным технологиям успешно используется в течение нескольких лет для проведения теоретических, практических, лабораторных, курсовых и научно-исследовательских работ по дисциплинам «Метрология, стандартизация, сертификация», «Технические измерения и приборы», «Программирование», «Технология программирования», «Основы практического применения Интернет-технологий» для специальностей «Автоматизация технологических процессов и производств», «Информационные системы и технологии», а также специальностей других кафедр. Заложенная при проектировании концепция расширяемости позволяет за короткое время с минимальными затратами производить подключение новых дисциплин. Так в настоящее время производятся работы по расширению спектра охвата дисциплин, преподаваемых и на других кафедрах университета (например, кафедры менеджмента качества), что позволяет перейти от кафедрального к университетскому комплексу.

Из накопленного опыта разработки, внедрения и эксплуатации учебно-исследовательского комплекса можно сделать вывод, что использование программных технологий с открытыми исходными кодами для построения АОК на основе интернет-технологий оправдано и целесообразно, так как их функциональность вплотную приблизилась к коммерческим системам, кроме того технология тонкого клиента может успешно использоваться при построении веб-портала учебного назначения. Однако при разработке АОК по измерительным технологиям, а также другим техническим дисциплинам, требующим проведение лабораторного эксперимента, данная технология должна быть дополнена разработкой специализированного ПО, например, виртуальных инструментов LabVIEW, ZETlab Studio. экспертных систем на базе Exsys Corvid и т.д. Наиболее перспективной видится реализация специализированного ПО в форме апплетов Java, что позволяет сохранить «тонкие клиенты» и обеспечивает высокую переносимость программ.

Опыт применения комплекса, который, в том числе, отмечен наградами всероссийских выставок и конференций, подтверждает

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

повышение функциональных возможностей и уровня подготовки специалистов и позволяет рекомендовать его для применения в другие учебные заведения и в инженерных и учебных центрах различных производственных предприятий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Феоктистов А.В., Ляховец М.В., Гулевич Т.М., Федотов А.А. Автоматизированный обучающий комплекс на базе интернет-технологий в вузах и инженерных центрах. – Труды Международной научно-методической конференции «Информатизация инженерного образования» - ИНФОРИНО-2014 (Москва, 15-16 апреля 2014 г.). –М.:Издательство МЭИ, 2014. – С. 481-484.

2. Бауэр И.К. Применение интернет-технологий в автоматизированном обучающем комплексе. - Системы управления и информационные технологии. – 2007. – № 2.1 (28).

3. Гулевич Т.М., Кулаков С.М., Бауэр И.К., Федотов А.А. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007611746. Программное обеспечение учебно-исследовательского комплекса «Логос» – № 2007610234; Заявл. 26.01.2007; Оpubл. 25.04.2007.

УДК 621.3, 004.9

МОДЕРНИЗАЦИЯ УЧЕБНО-ИСПЫТАТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ПО ТЕОРЕТИЧЕСКИМ ОСНОВАМ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ НА БАЗЕ WEB-ТЕХНОЛОГИЙ

**Ляховец М.В., Адрианов О.Н., Т.М. Гулевич,
Кипервассер М.В., Князев В.С., Симаков В.П.**

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Рассматривается создание дистанционных автоматизированных лабораторно-практических комплексов по инженерным общетехническим дисциплинам, а также некоторые организационные вопросы реализации учебного процесса.

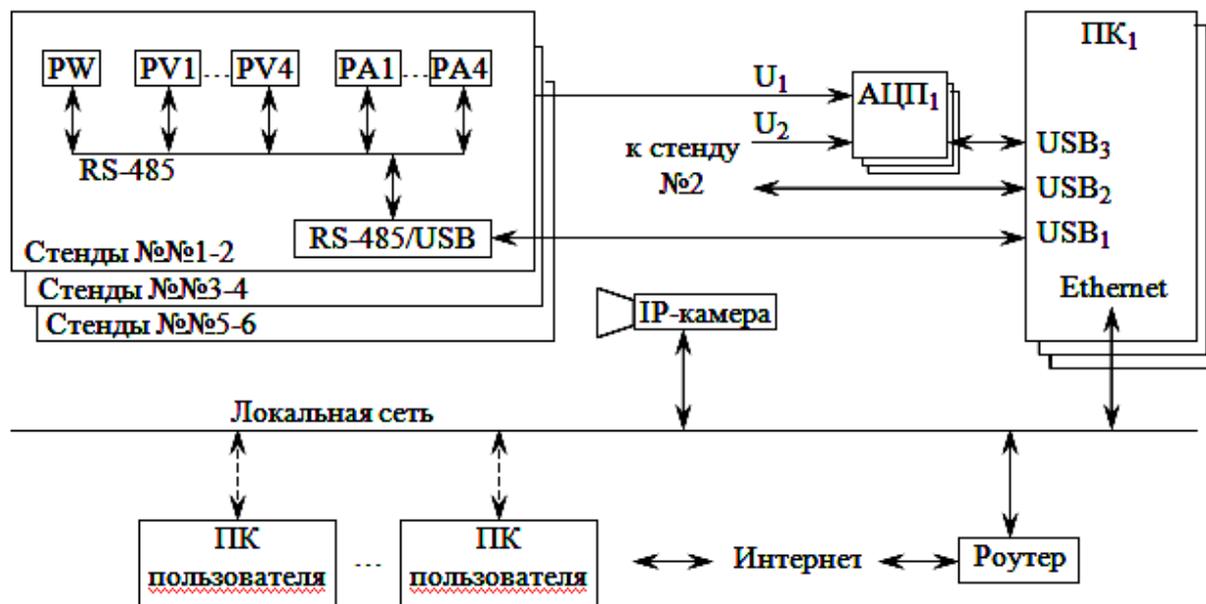
Ключевые слова: автоматизация, учебный процесс, web-технологии, комплекс, электрические измерения.

Современное профессиональное образование характеризуется высоким уровнем компьютеризации и применением новых информационных технологий, что приводит к повышению эффективности учебного процесса.

В действующей лаборатории кафедры электротехники и электрооборудования используются традиционные учебные стенды, предназначенные для измерения электрических параметров - тока, напряжения и мощности. По результатам измерительного эксперимента студенты выполняют расчеты активной мощности, строят векторные диаграммы напряжений и линейных токов, используя показания однофазных ваттметров и соответствующие уравнения.

Изучение базовых способов измерения мощности в трехфазных цепях, несомненно, имеет важное значение в системах генерации, распределения и потребления электрической энергии в основном в трехфазных системах и, как правило, осуществляется прямыми методами с использованием трехфазных активных и реактивных ваттметров [1]. В последнее время широкое распространение получили цифровые ваттметры. Поэтому возникает необходимость сопоставительного анализа различных способов, средств и цепей, установки зависимостей, анализа переходных процессов, структуры динамических измерительных сигналов, а также обеспечения самостоятельной работы студентов.

Для решения поставленных задач на кафедре электротехники и электрооборудования совместно с кафедрой автоматизации и информационных систем разрабатывается и поэтапно внедряется автоматизированный учебно-испытательный комплекс (АУИК). Целью разработки является повышение эффективности учебного процесса за счет расширения функциональных возможностей традиционных средств обучения и использования современных web-технологий [2,3,4]. Техническая структура АУИК представлена на рисунке 1.



PW – ваттметр PS194P-9K1

PV1 – PV4 – вольтметр PZ194U-9K1

PA1 – PA4 – амперметр PA194I-9K1

U_1, U_2 – сигналы напряжений точек электрической схемы

Рисунок 1. Техническая структура комплекса

Комплекс предназначен для изучения теоретических основ электрических измерений, выполнения лабораторных работ и исследований особенностей измерения электрических физических величин, свойств динамических сигналов, переходных процессов в различных измерительных преобразователях и электрических цепях.

Автоматизированная измерительная система реализуется на основе нескольких устройств ввода/вывода аналоговых и цифровых сигналов, подключенных к персональным компьютерам, а также имеющих цифровых интерфейсах измерительных приборов; программных модулях взаимодействия с оборудованием, буферизации показаний и сигналов, web-сервера и интерфейсов пользователей с распределением прав доступа к настроечным и служебным функциям.

Клиентское приложение выполнено в виде кроссбраузерного web-интерфейса, содержащего модули отображения и обработки сигналов и показаний.

Дополнительным устройством технического комплекса является видеочамера, обеспечивающая дистанционный

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

визуальный контроль реальных устройств и процессов, а также передачу аудио- и видеосигналов пользователям в режиме реального времени. Внешний вид АУИК по дисциплине «Теоретические основы электротехники» представлен на рисунке 2. На рисунке 3 представлен фрагмент графического интерфейса пользователя с диаграммой измеренного сигнала напряжения при переходном процессе на участке электрической схемы.



Рисунок 2. АУИК дисциплины «Теоретические основы электротехники» (один из шести стендов)

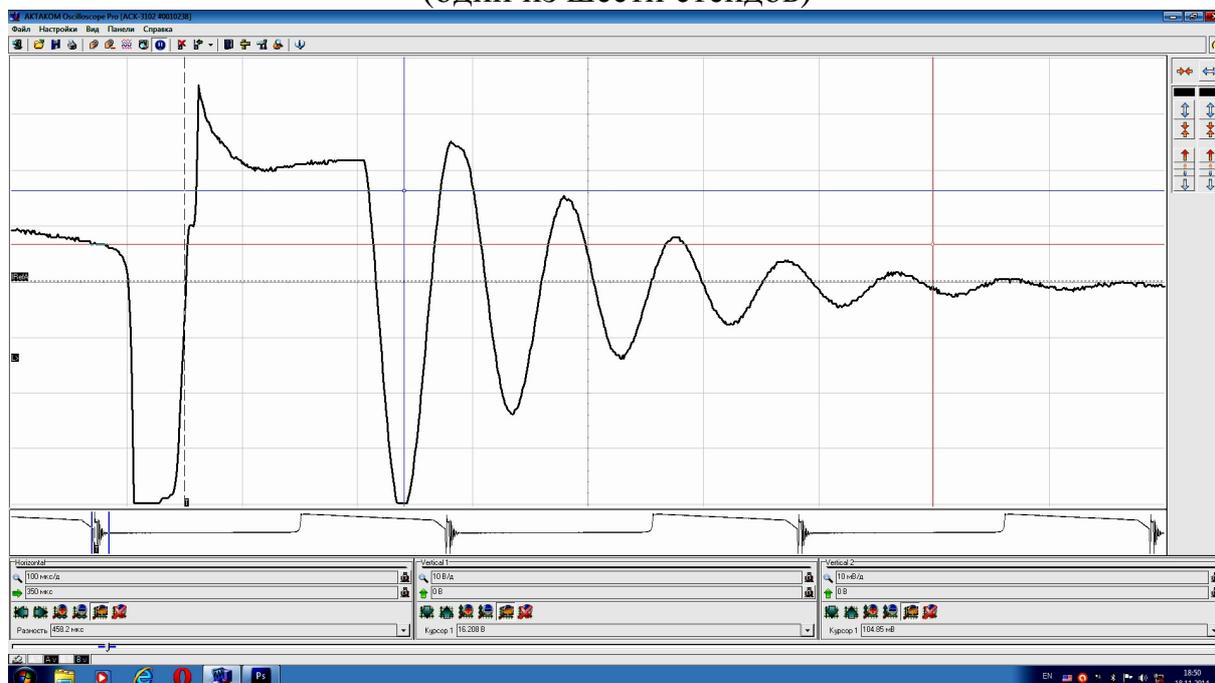


Рисунок 3. Фрагмент графического интерфейса

Разработанный автоматизированный комплекс позволяет расширить функциональные возможности выполнения учебного процесса, как для студентов, так и для преподавателей, так как позволяет проводить занятия в режиме телеконференции с отображением на экранах компьютеров пользователей измеренных динамических сигналов, показаний приборов и переходных процессов в режиме реального времени.

Преподавателю предоставляется возможность совместить проведение лекции с демонстрацией изучаемых процессов на натурном стенде. Студент в режиме удаленного доступа в ходе занятий может:

- прослушать и сохранить теоретический материал;
- отследить за действиями преподавателями по сборке и изменению настроечных параметров схем;
- наблюдать показания приборов и измеренные сигналы в виде динамических рядов данных и графиков;
- сохранить измеренные динамические сигналы и показания приборов для дальнейшей обработки в соответствии с заданиями преподавателя;
- задавать вопросы преподавателю в устной или в письменной форме в установленное время.

С учетом рассмотренных задач разработана структура автоматизированного обучающего лабораторно-практического комплекса, обеспечивающего реализацию учебного процесса не только в режиме аудиторной работы, а также дистанционный доступ к проведению физических экспериментов с использованием технологии удаленного выполнения работ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Правила устройства электроустановок. – М.:КНОРУС, 2011.- 488 с.
2. Гулевич Т.М., Андрианов О.Н., Кадетов Д.В. Учебно-исследовательский комплекс «Метролог» // Труды международной научной конференции «Математические методы в технике и технологии – ММТТ-2000», - Санкт-Петербург, 2000. – 200с.
3. Феокистов А.В., Ляховец М.В., Гулевич Т.М., Федотов А.А. Автоматизированный обучающий комплекс на базе интернет-технологий в вузах и инженерных центрах. – Труды

Международной научно-методической конференции «Информатизация инженерного образования» - ИНФОРИНО-2014 (Москва, 15-16 апреля 2014 г.). – М.:Издательство МЭИ, 2014. – С. 481-484.

4. Гулевич Т.М., Морозов П.А., Макаров Г.В., Чабан М.С. Автоматизированный лабораторный практикум на базе web-технологий. – Труды Международной научно-методической конференции «Информатизация инженерного образования» - ИНФОРИНО-2014 (Москва, 15-16 апреля 2014 г.). – М.: Издательство МЭИ, 2014. – С. 345-348.

УДК 004.94

ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕРАТОРА В ВИДЕ ЗАМКНУТОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ НАТУРНО-МОДЕЛЬНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Г.В. Макаров, Е.В. Буркова, К.А. Золин, А.В. Лесников
*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

В работе описан случай использования генератора модельных воздействий в виде замкнутой динамической системы для формирования натурно-модельных воздействий.

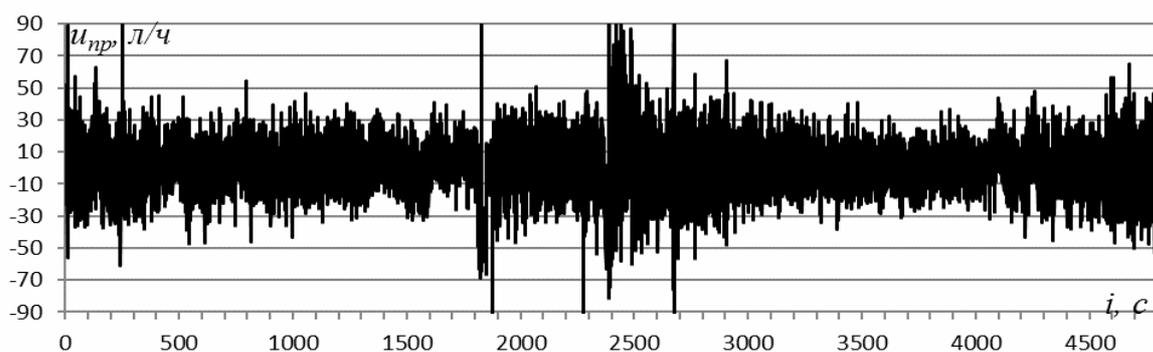
Ключевые слова: моделирование, замкнутая динамическая система, генерирование сигналов, натурно-модельный подход.

На протяжении многих лет практики натурно-модельный подход хорошо зарекомендовал себя простотой, надежностью и точностью при решении исследовательских и инженерных задач. Одним из его применений в задачах исследования совместного подобия внешних воздействий, объектов и систем регулирования [1] является формирование внешних натурно-модельных воздействий.

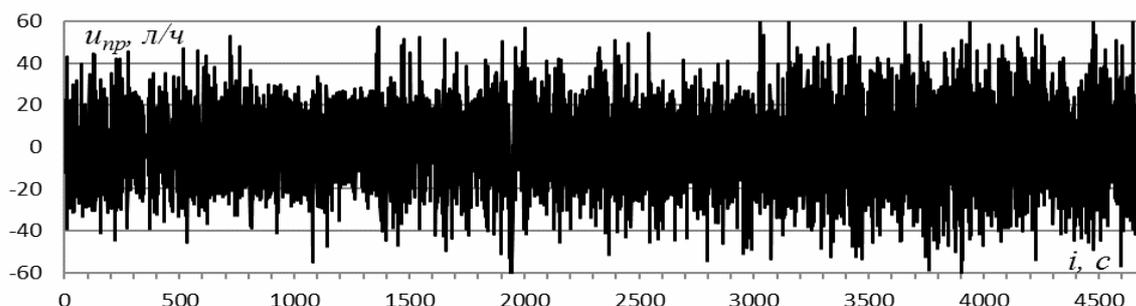
В известных алгоритмах формирования внешних воздействий, в частности, основанных на авторегрессионной модели [2],

предпосылкой является белый шум на входе генератора. В реальных же системах характеристики внешних воздействий сильно отличаются от характеристик белого шума, что делает невозможным применение традиционных алгоритмов.

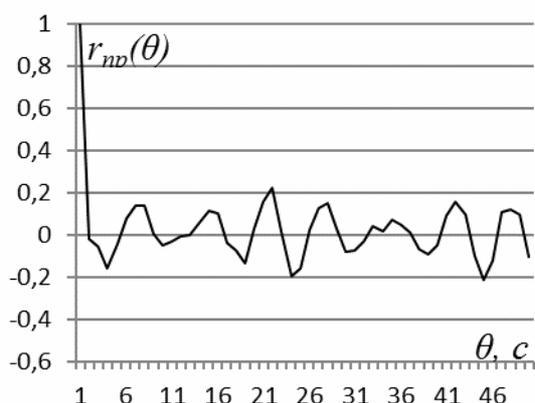
Для решения в том числе этой проблемы был разработан генератор модельных воздействий в виде замкнутой динамической системы (ЗДС), схема и описание которого приведены в [3].



а)



б)



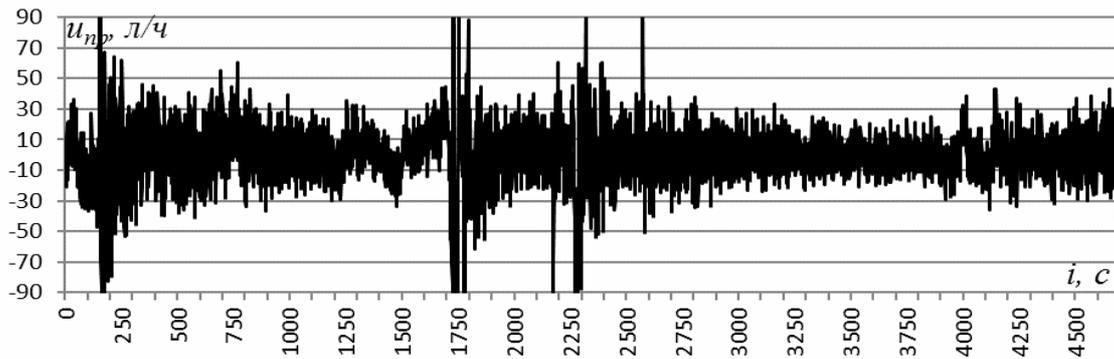
в)

Рисунок 1. Реализации приведенных к входу воздействий для первого (а) и второго (б) объектов управления и их нормированные АКФ (в)

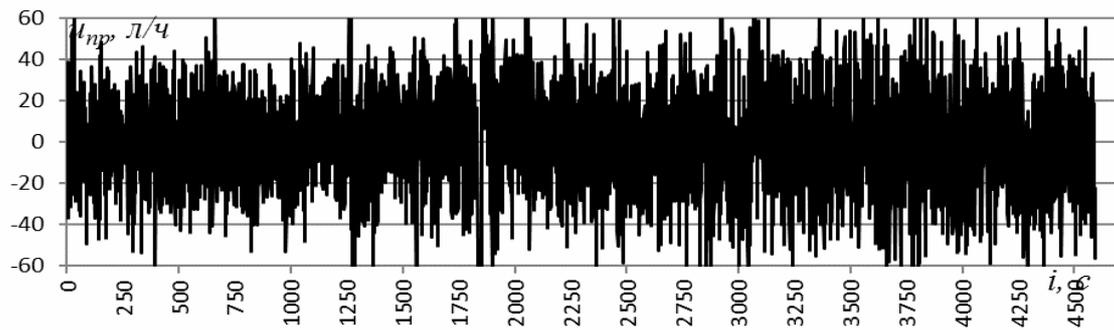
В качестве исходных были использованы натурные данные, полученные с установки сжигания водоугольного топлива (ВУТ),

использованные в дальнейшем в работе [4]. Исходные данные характеризовали работу двух установок сжигания ВУТ и представляют собой приведенные к управляющему входу ОУ внешние воздействия (рис. 1) со следующими оценками средне-квадратических отклонений σ_{np} приведенных ко входу воздействий u_{np} :

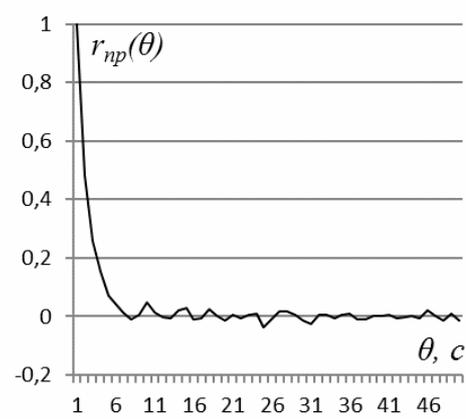
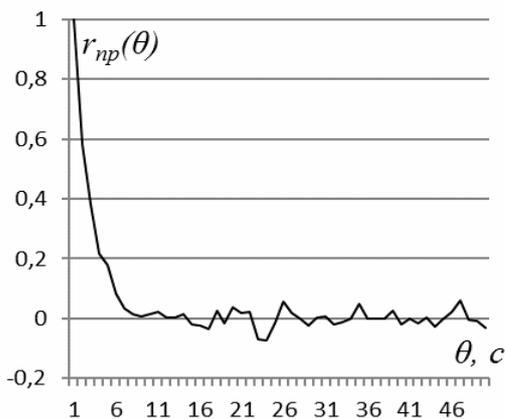
$$\sigma_{1np}=23,5 \text{ л/ч}, \sigma_{2np}=19,0 \text{ л/ч}.$$



а)



б)



в)

Рисунок 2. Реализации натурно-модельных приведенных ко входу воздействий для первого (а) и второго (б) объектов управления и их нормированные АКФ (в)

Для исследования, которое требовалось провести в [4], одним из требований являлась экспоненциальная форма спада

нормированных автокорреляционных функций (АКФ) воздействий. Как видно из рисунка 1, АКФ воздействий отличаются от требуемых. С помощью генератора в виде ЗДС [3] данные натурные воздействия были преобразованы в натурно-модельные (рисунок 2).

При формировании натурно-модельных воздействий в генераторе на входе используется сигнал, характеристики которого могут быть произвольными. Алгоритм вычисляет нужные параметры модели формирования сигнала исходя из разницы между заданными параметрами и фактическими.

Нормированные АКФ натурно-модельных приведенных ко входу воздействий близки к экспоненциальным, что позволяет проводить необходимые исследования. Дисперсия при этом сохраняется равной исходной. Таким образом, учтены особенности исходного сигнала, такие как нестационарность, форма и др. и выполнены предпосылки для дальнейших исследований.

Вывод. Предложенный в [3] генератор возможно использовать не только для модельных исследований, но и для натурно-модельных. Это позволяет проводить исследования на реальных системах, а не только на идеализированных моделях.

Список литературы

1. Мышляев Л.П., Евтушенко В.Ф., Ивушкин К.А., Макаров Г.В., Березин Д.Г. Подобие систем в задачах управления // Вестник Сибирского государственного индустриального университета. 2012. № 2. С. 41-43.
2. Прикладной анализ случайных процессов / Под ред. С.А. Прохорова. – СНЦ РАН, 2007. – 582 с
3. Л.П. Мышляев, В.Ф. Евтушенко, Г.В. Макаров, Е.В. Буркова. Генератор модельных воздействий с заданными свойствами как замкнутая динамическая система // Материалы Всероссийской научно-практической конференции, г. Кемерово, 16-17 октября 2014 г.; Кузбас. гос. техн. ун-т им. Т.Ф. Горбачева. – Кемерово, 2014. с.402-403
4. Евтушенко В.Ф., Ивушкин К.А., Мышляев Л.П., Макаров Г.В., Буркова Е.В. Исследования совместного подобия

объектов управления и внешних воздействий // Научные технологии разработки и использования минеральных ресурсов сборник научных статей. Новокузнецк: СибГИУ, 2014. С. 195-201.

УДК 004.94

ГЕНЕРАТОР ВОЗДЕЙСТВИЙ С ЗАДАНЫМИ СВОЙСТВАМИ КАК ЗАМКНУТАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ СИСТЕМА

Л.П. Мышляев, В.Ф. Евтушенко, Г.В. Макаров, Е.В. Буркова
*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

В работе рассматривается структура генератора воздействий с заданными свойствами в виде замкнутой динамической системы и приведены результаты исследования с точки зрения точности и воспроизводимости.

Ключевые слова: моделирование, замкнутая динамическая система, генерирование сигналов, точность моделирования.

К настоящему времени в современной теории и практике управления разработано достаточно большое разнообразие подходов, методов и средств решения задач анализа и синтеза замкнутых динамических систем (ЗДС) управления. Сюда можно отнести широко применяемые на практике методы синтеза законов регулирования на основе математических моделей объектов. Такие, хорошо разработанные методы позволяют с учетом предпосылок их применения эффективно осуществлять структурно-параметрический синтез законов регулирования для объектов управления с различными динамическими свойствами, а также с различными статистическими характеристиками входных контролируемых воздействий и приведенных возмущений [1].

Целесообразно использовать эти методы для синтеза не только систем управления и их функциональных элементов, но и элементов другого назначения, например, в составе имитационного моделирующего комплекса для исследования объектов и систем

управления [2]. В частности, важным элементом такого комплекса является генератор модельных воздействий с заданными статистическими свойствами. Известные алгоритмы формирования таких воздействий, в частности, основанные на авторегрессионной модели [3], не удовлетворяют требованиям по точности и воспроизводимости результатов.

Для устранения этих недостатков был разработан генератор таких модельных воздействий в виде ЗДС, схема и описание которого приведены в настоящем сообщении как приведенных к одному из регулирующих входов возмущений. Здесь даны также условия и результаты численных исследований его эффективности с точки зрения точности (в соответствии с мерой близости q_1 модельных и заданных характеристик приведенных возмущений) и воспроизводимости (как меры близости q_2 реализаций друг относительно друга) модельных воздействий с одинаковыми заданными свойствами.

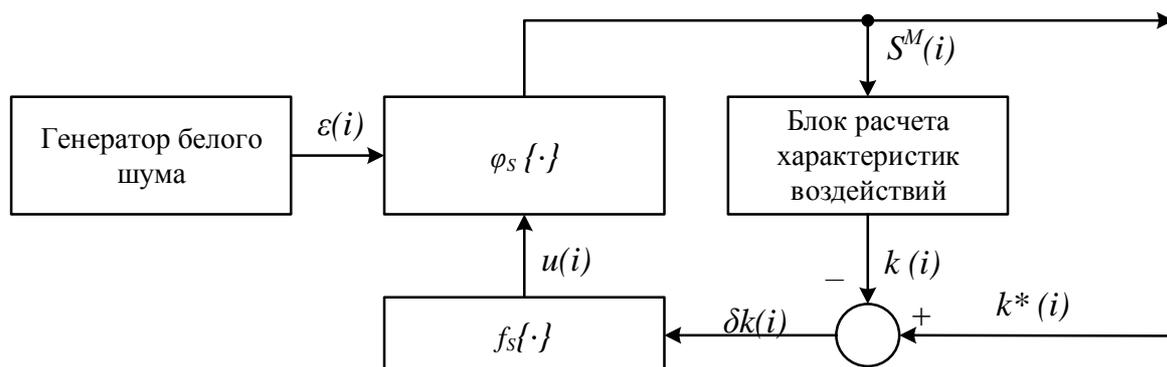


Рисунок 1. Схема генератора модельных воздействий в виде ЗДС

В схеме приняты следующие обозначения: $\varphi_s\{\cdot\}$ – математическая модель входного воздействия (приведенного возмущения); $f_s\{\cdot\}$ – закон регулирования; $k^*(i)$ и $k(i)$ – заданные и формируемые свойства входного воздействия в текущий момент времени; $u(i)$ – регулирующее воздействие, направленное на устранение сигнала рассогласования $\delta k(i) = k^*(i) - k(i)$; $\varepsilon(i)$ – белый шум; $S^M(i)$ – сформированное входное воздействие с заданными свойствами, i – дискретное время. Структуру закона регулирования $f_s\{\cdot\}$ и значения его параметров при известной модели $\varphi_s\{\cdot\}$ временного ряда воздействий можно определять, например, в соответствии с известными инженерными методиками расчета на-

строек закона регулирования [1]. В частности, если $\varphi_s\{\cdot\}$ представлена авторегрессионной моделью вида:

$$S^M(i) = a_1 \cdot S^M(i-l) + a_2(i), \quad l = \overline{1, L}, \quad (1)$$

где a_1, a_2 – весовые коэффициенты; L – «память» временного ряда. При $L = 1$ согласно [1] в качестве $f_s\{\cdot\}$ целесообразно использовать ПИ-закон регулирования со значениями параметров, найденными по выражению

$$k_{II} = \frac{T_0}{k_0 \cdot L}; \quad k_{II} = \frac{\Delta t}{k_0 \cdot L}; \quad (2)$$

Оценка эффективности разработанного алгоритма генерирования приведенных возмущений с заданными статистическими свойствами осуществлялась методом численного моделирования при одинаковых заданных свойствах приведенных возмущений и параметрах каналов их преобразования.

В процессе исследования формировали конечное множество реализаций (от 10 до 20) для одинаковых заданных условий по свойствам приведенных возмущений, нормированные автокорреляционные функции которые задавали в экспоненциальной форме. Точность и воспроизводимость результатов моделирования приведенных возмущений с заданными свойствами проверяли соответственно по показателям q_1 и q_2 . При этом меру близости q_1 между значениями заданной $r^*(\theta)$ и полученной $r^W(\theta)$ нормированной АКФ на интервале времени ее спада рассчитывали по выражению:

$$q_1 = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{q=0}^m (r^*(q) - r^W(q))^2} \quad (3)$$

где θ – дискретное время сдвига между сечениями ряда приведенных возмущений, m – число дискретных значений нормированной автокорреляционной функции на интервале ее спада Θ_s , которое оценивали по соотношению $\Theta_s = \theta$ при значении коэффициента автокорреляции $r(\theta) = 0,2$. Воспроизводимость заданных статистических свойств приведенных возмущений проверяли по условию:

$$q_2 = \left| q_1^{\max} - q_2^{\min} \right| \leq 0,01, \quad (4)$$

где q_1^{\max} , q_1^{\min} — максимальное и минимальное значения показателя (3), полученные для одинаковых значениях нормированной АКФ приведенного возмущения.

На первом этапе оценивали значения критериев q_1 и q_2 моделирования сигналов с заданными свойствами по мере близости между значениями заданной $r^*(\theta)$ и полученной $r^W(\theta)$ нормированными АКФ модельных и натурно-модельных сигналов на интервале времени спада заданной АКФ. Полученные результаты приведены на рис. 2 а, б. На этих рисунках представлены зависимости критерия точности моделирования приведенных возмущений с заданными статистическими свойствами q_1 от интервала моделирования N_M и величины коэффициента спада α экспоненты АКФ, $\alpha = 0,1$ (а) и $\alpha = 0,5$ (б). На них также отражены интервалы воспроизводимости q_2 результатов моделирования при одинаковых условиях (заштрихованные области). Их численные значения приведены ниже в таблице.

Приведенные здесь результаты наглядно показывают более высокую эффективность алгоритма в виде ЗДС (кривая 2 рис. 2) по сравнению с известным, представленным в виде авторегрессионной модели первого порядка [3] (кривая 1 рис.2).

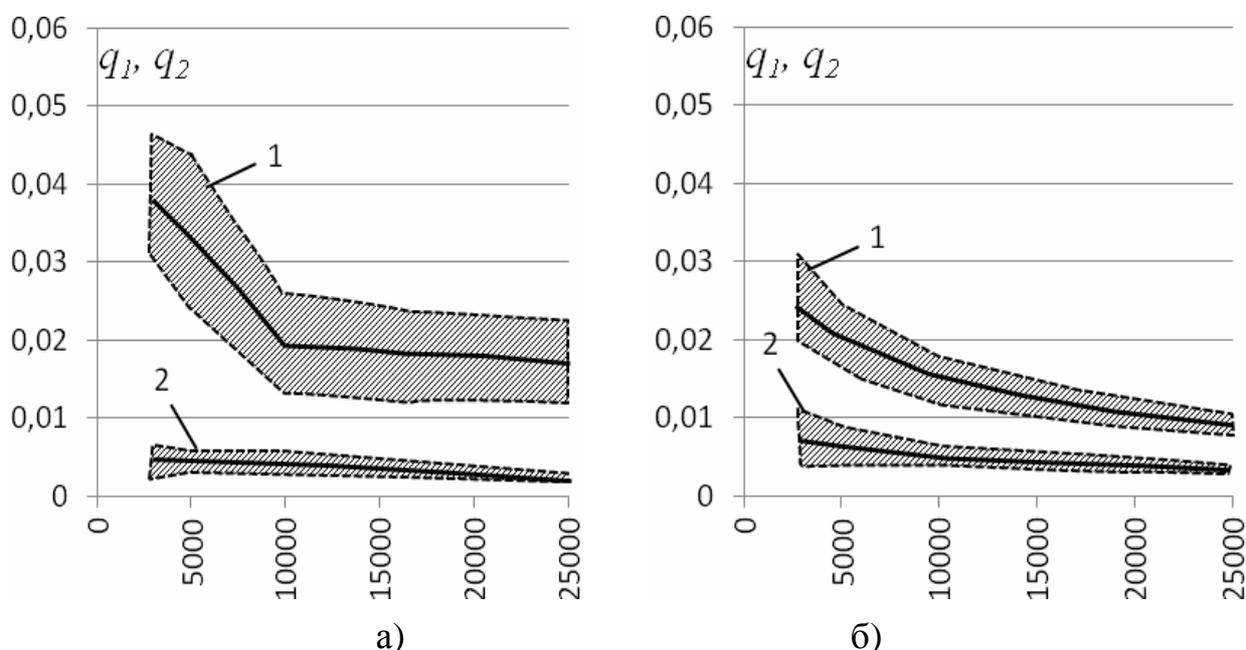


Рисунок 2. Характеристики точности и воспроизводимости сигналов

Таблица 1 – Результаты оценки точности и воспроизводимости алгоритмов при моделировании сигналов

N_M	q_1		q_2	
	Известный алгоритм	Генератор в виде ЗДС	Известный алгоритм	Генератор в виде ЗДС
3000	0,039	0,005	0,008	0,002
5000	0,036	0,004	0,015	0,001
10 000	0,018	0,004	0,005	0,002
25 000	0,018	0,002	0,006	0,001

С помощью данного алгоритма был проведен ряд исследований [4-5], показавших его эффективность при изучении совместного подобия. Он входит в состав моделирующего комплекса [2], интегрированного в учебно-исследовательский комплекс «Логос» для решения учебных и исследовательских задач в рамках выполнения лабораторно-практических работ [7].

Вывод. Предложенный генератор модельных воздействий в виде ЗДС характеризуется более высокой точностью (в 4-9 раз) и воспроизводимостью (2-5 раз) по сравнению с известными алгоритмами на базе авторегрессионной модели.

Список литературы

1. Ротач В.Я. Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования / В.Я. Ротач. – М.: Энергия, 1973. – 439 с.
2. Макаров Г.В., Буркова Е.В., Демченко Д.Г. Моделирующий учебно-исследовательский комплекс // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве, 2013. С. 268-271.
3. Прикладной анализ случайных процессов / Под ред. С.А. Прохорова. – СНЦ РАН, 2007. – 582 с
4. Евтушенко В.Ф., Макаров Г.В., Мышляев Л.П., Ивушкин К.А. Буркова Е.В. Исследования совместного влияния свойств возмущений и динамики объектов на эффективность системы регулирования (на примере установки сжигания водоугольного топлива) // Научно-технические разработки и использования минеральных ресурсов, 2013. С. 189-193.
5. Макаров Г.В., Евтушенко В.Ф. Численные исследования подобия систем регулирования по контролируемым возмущениям

// Известия высших учебных заведений. Черная металлургия. 2012. № 12. С. 65.

6. Гулевич Т.М., Морозов П.А., Макаров Г.В., Чабан М.С. Автоматизированный лабораторный практикум на базе web-технологий // Информатизация инженерного образования, 2014. С. 345-348.

УДК 681.518.2:681.511.42

ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ СИСТЕМ ЛОГИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

В. Ю. Островляничик, В.А. Кубарев, А.В. Дужая

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Приведена структура и описание универсального программно-аппаратного испытательного лабораторного комплекса для проведения экспериментальных исследований систем логического управления.

Ключевые слова: система технологической автоматики и защит, система логического управления, электропривод

При разработке систем управления, применяемых на опасных производственных объектах, необходимо уделять повышенное внимание эксплуатационной надежности данной системы для чего необходима её всестороннее тестирование перед сдачей в опытную эксплуатацию.

Для проведения экспериментальных исследований разработанных систем управления и алгоритмов их функционирования ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» совместно с кафедрой АЭП и ПЭ СибГИУ разработан универсальный программно-аппаратный испытательный лабораторный комплекс в составе:

- универсального компьютеризированного испытательного стенда, который позволяет моделировать работу электроприводов с системами типа Г-Д и ТП-Д.
- системы логического управления,

- автоматизированного рабочего места исследователя, которое может быть использовано и как АРМ оператора ШПМ в составе испытательного комплекса, и как программа моделирования при работе в независимом режиме.

Разработанный испытательный комплекс позволяет:

– проводить исследования систем управления и автоматики подъёмных установок и иных приводов разработанных по системам ТП-Г-Д и ТП-Д;

– задавать с помощью специального нагрузочного устройства любое значение момента сопротивления на валу испытуемого электродвигателя, а также изменять его во времени вручную или автоматически, что позволяет моделировать подъёмные установки в различных режимах работы (подъём груженого сосуда, порожнего сосуда, спуск груженого сосуда) и различного типа (с уравнивающими канатами и без них);

– проводить испытания устройств защит электропривода;

– проводить исследования регулируемых электроприводов на основе ДПТ с различными преобразователями и системами управления с разными видами нагрузок;

– проводить испытания электродвигателей постоянного тока для идентификации их параметров.

Испытательный стенд (рисунок 1) включает в себя гонный асинхронный двигатель генератора (ГД), генератор постоянного тока (Г), двигатель постоянного тока (Д), нагрузочную машину (НМ), в качестве которой используется машина постоянного тока, редуктор (Р), блок датчиков электрических параметров (БД), измеряющий токи и напряжения, датчики положения и угловой скорости вращения (ДП₁, ДП₂), преобразовательные устройства возбуждения генератора (ВГ) и возбуждения двигателя (ВД) с системой управления нагрузкой (СУН), компьютер на котором выполнено автоматизированное рабочее место оператора (АРМ).

При моделировании систем типа ТП-Г-Д питание асинхронного гонного двигателя (ГД) осуществляется от сети переменного тока, питание обмоток возбуждения двигателя постоянного тока (Д) и генератора (Г) — от трехфазных управляемых выпрямителей (ВД, ВГ), нагрузочной машины (НМ) — от системы управления нагрузкой (СУН).

При моделировании систем типа ТП-Д якорная цепь двигателя (Д) отключается от генератора (Г) переключателем (РП), питание обмоток возбуждения и якоря двигателя постоянного тока (Д) осуществляется от трехфазных управляемых выпрямителей (ВД, ТПЯ), питание нагрузочной машины (НМ) производится, как и в случае системы ТП-Г-Д, от системы управления нагрузкой (СУН).

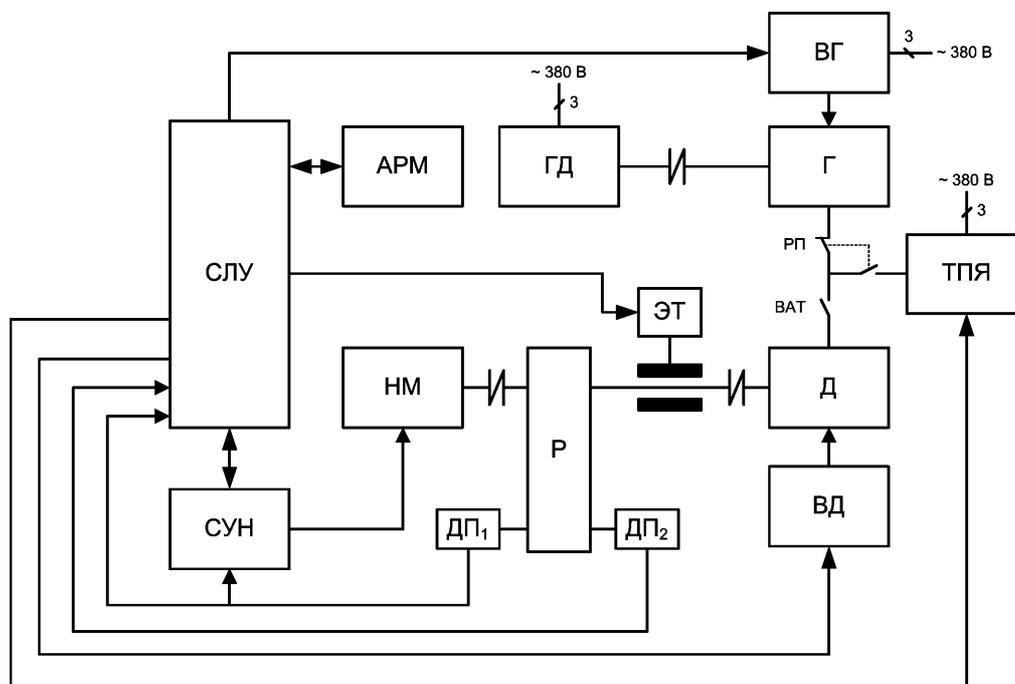


Рисунок 1. Блок-схема испытательного стенда

Наличие на стенде механического тормоза позволяет при исследованиях систем управления и автоматики моделировать наиболее приближенные к реальности процессы пуска и торможения подъемной машины, в том числе и предохранительного торможения.

В качестве датчиков напряжения применяются датчики LEM CV2-500 производства ООО «Твелем». В качестве датчиков тока используются измерительные шунты типа 75ШИСВ-50, рассчитанные на номинальный ток $I_n = 50\text{А}$ и выходное напряжение $U_n = 75\text{ мВ}$ в связке с модулями гальванической развязки и нормализации аналоговых сигналов ADAM-3014, обеспечивающие преобразование сигналов с измерительных шунтов из диапазона $\pm 100\text{ мВ/}$ в диапазон $\pm 10\text{ В}$.

В качестве датчиков положения и скорости используются поворотные инкрементные шифраторы осевого типа ВЕ-178А с выходными характеристиками идентичными тем, которые используются при установке системы на промышленных объектах.

Данные шифраторы имеют выходной квадратурный сигнал со сдвигом между каналами равным 90° , что позволяет, определять направление вращения.

В качестве источников питания используются комплектные тиристорные электроприводы типа КТЭ модернизированные цифровой системой управления типа ЦУАЭ ПМ производства ООО «НИИ АЭМ СибГИУ». В качестве нагрузочного преобразователя используется преобразователь типа ЭПУ1-2.

Внешний вид испытательного стенда показан на рисунке 2, параметры используемого оборудования представлены в таблице 1



а)



б)

Рисунок 2. Внешний вид испытательного стенда

а) Система логического управления;

б) силовая часть, моделирующая электропривод

Таблица 1 — Технические характеристики оборудования испытательного стенда

Параметр	Значение
1	2
Датчики напряжения	
Тип	LEM CV2-500
Рабочее напряжение (U_w), В	± 350
Диапазон измеряемого напряжения (U_{max}), В	± 500
Выходное напряжение на полный диапазон, В	± 10
Датчики положения и скорости	
Тип	BE-178A
Максимальная частота вращения, об/мин	10000
Число импульсов на оборот	2500
Разрешающая способность, град.	0,144
Гонный двигатель генератора	
Тип	АБ-1А
Номинальная частота вращения, об/мин	1500
Мощность, кВт	4
$\cos \varphi$	0,7
КПД, %	70
Напряжение питания, В	380
Номинальный ток статора, А	9,9
Генератор	
Тип	ПН28.5
Номинальная частота вращения, об/мин	1450
Мощность, кВт	2,65
Номинальное напряжение якоря, В	110
Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	26
Номинальный ток якоря, А	30
Номинальный ток возбуждения, А	7,7
Исполнительный двигатель постоянного тока и нагрузочная машина	
Тип	ПБСТ43ПУ4
Номинальная частота вращения, об/мин	1000
Мощность, кВт	4,3
Номинальное напряжение якоря, В	220

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	110
Номинальный ток якоря, А	10,5
Номинальный ток возбуждения, А	0,8
Возбудитель генератора	
Тип	ЦУАЭ ПМ-25/440
Схема выпрямления	6-ти пульсная мостовая
Номинальный ток, А	25
Номинальное напряжение, В	440
Диапазон регулировки напряжения	$\pm 440\text{В}$
Напряжение питания, В	$380 \pm 10\%$
Частота питающей сети, Гц	$50 \pm 2\%$
Возбудитель двигателя	
Тип	ЦУАЭ ПМ-10/220
Схема выпрямления	6-ти пульсная мостовая
Номинальный ток, А	10
Номинальное напряжение, В	220
Диапазон регулировки напряжения	$0 \dots 220\text{В}$
Напряжение питания, В	$380 \pm 5\%$
Частота питающей сети, Гц	$50 \pm 2\%$
Нагрузочный преобразователь	
Тип	ЭПУ1-2
Схема выпрямления	6-ти пульсная мостовая
Номинальный ток, А	25
Номинальное напряжение, В	220
Диапазон регулировки напряжения	$\pm 220\text{В}$
Напряжение питания, В	$380 \pm 5\%$
Частота питающей сети, Гц	$50 \pm 2\%$

Для работы со стендом применяется разработанное программное обеспечение моделирования процессов в системе логического управления электроприводом с возможностью использования его для обучения операторов ШПМ.

Программный комплекс [1] разработан для системы Windows XP/7 с использованием Borland Builder 6, с помощью которого создан модуль интерфейса, и среды программирования Open Watcom C/C++, при помощи которой разрабатываются подключаемые модули системы автоматики и защит. При разработке модулей автоматики преследовались цели их непосредственного использования в контроллерах, устанавливаемых на объектах. Данные модули выполняют основные функции автоматики, они могут быть собраны в виде динамических либо статических библиотек. В них отсутствуют привязанность к конкретной операционной системе и компилятору языка Си, поэтому возможно их использование в других операционных системах и с другими компиляторами, при условии соблюдения компилятором стандарта языка.

Структура системы моделирования системы логического управления подъемной установки построена на основе структурной схемы, приведенной на рисунке 3.



Рисунок 3. Структурная схема системы математического моделирования системы управления подъемной установки

Физический уровень представляет моделируемую систему со всеми её характеристиками и параметрами. Цель создания данного уровня — сокрытие действительной реализации модели и предоставление интерфейса для работы с программой. Таким образом, не важно, каким способом получены данные, при помощи

математической модели или непосредственно с исследуемого реального объекта. Применение такого подхода позволяет без труда вводить в систему новые модели, а также настраивать взаимодействие с реальными объектами.

Для моделирования необходимо провести:

- задание основных параметров модели объекта (параметры электрооборудования);
- задание основных параметров технологического процесса (основных значений рабочих параметров и параметров защит системы управления);
- моделирование процессов, происходящих в системе управления электроприводом и в электрооборудовании во время технологического процесса «Подъём»;
- получение состояния системы управления и электрооборудования, анализ токов и напряжений, обработка и анализ результатов.

Так как основное внимание уделяется моделированию работы системы логического управления, то для моделирования электрических процессов в электрооборудовании используются известные соотношения, дополненные уравнениями, описывающими особенности системы управления конкретного объекта.

На рисунках 4 и 5 представлены окна АРМ исследователя-оператора в режиме моделирования шахтной подъемной установки с двигателем постоянного тока системы Г-Д, в частности используются параметры ШПМ ЦР6х3,2/0,75 ООО «Абаканский рудник».

При работе в режиме независимого моделирования (без подключения к стенду и контроллеру СЛУ) для приближения полученных на модели сигналов к реальным и проверки работоспособности алгоритмов фильтрации сигнала моделируются аддитивные помехи в каналах измерения токов и напряжений.

При моделировании помех для генерации шумов со стандартным нормальным распределением используется метод полярных координат Бокса-Мюллера-Марсальи с учетом приведения величин к масштабу измеряемого сигнала.

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

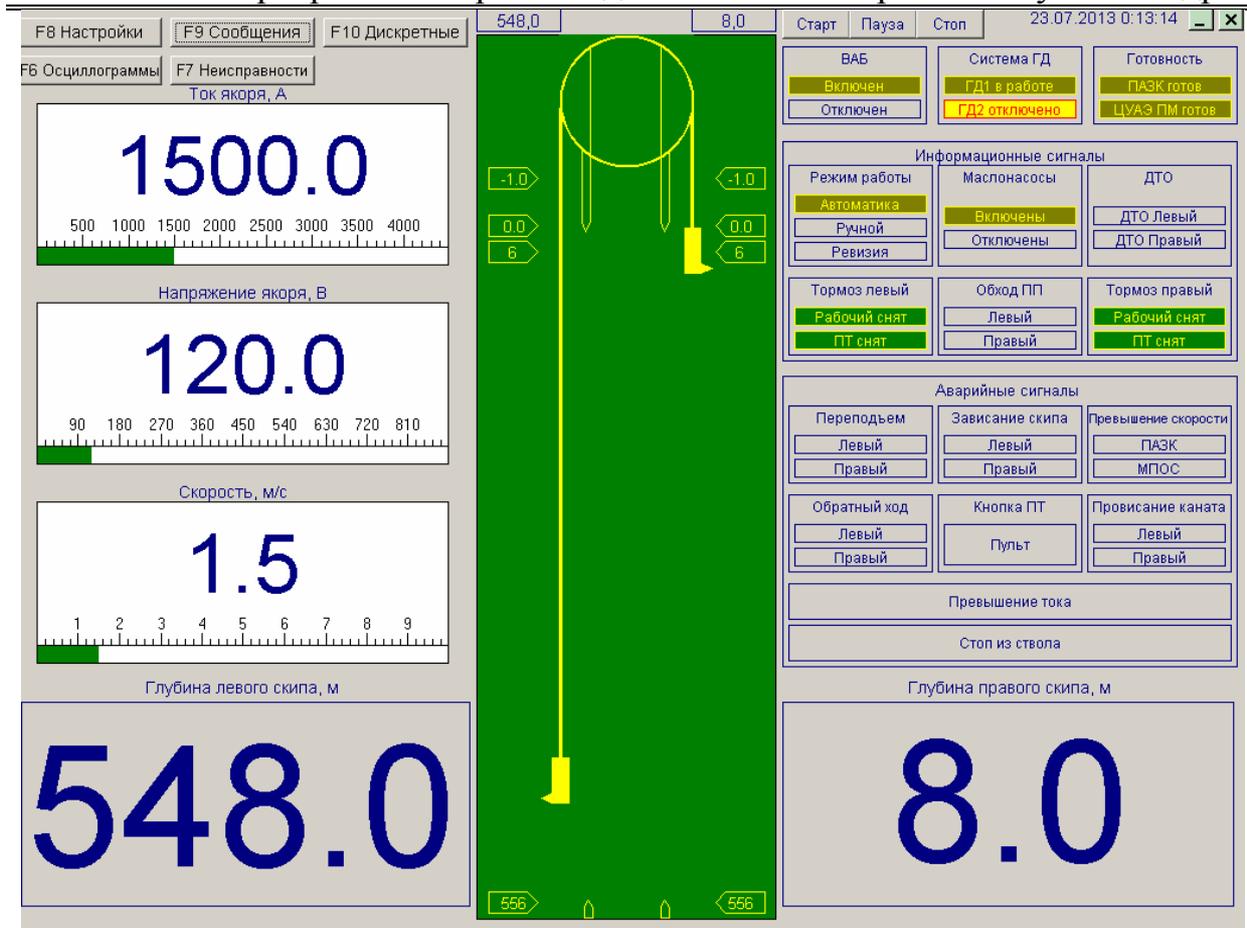


Рисунок 4. АРМ исследователя-оператора при моделировании подъёмной машины ЦР6х3,2/0,75

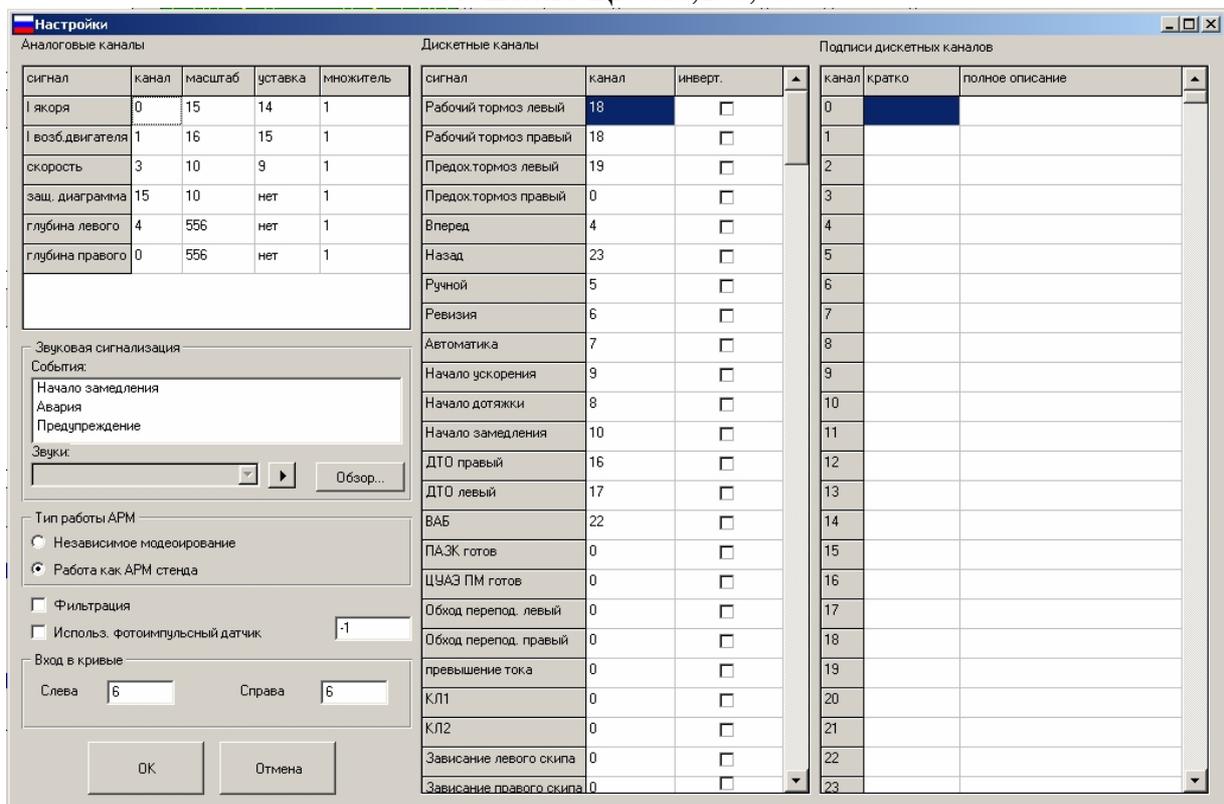


Рисунок 5. Окно настроек дополнительных параметров модели

На рисунке 6 приведена форма задания неисправностей при моделировании отказов и помех, для проверки алгоритмов срабатывания защит.

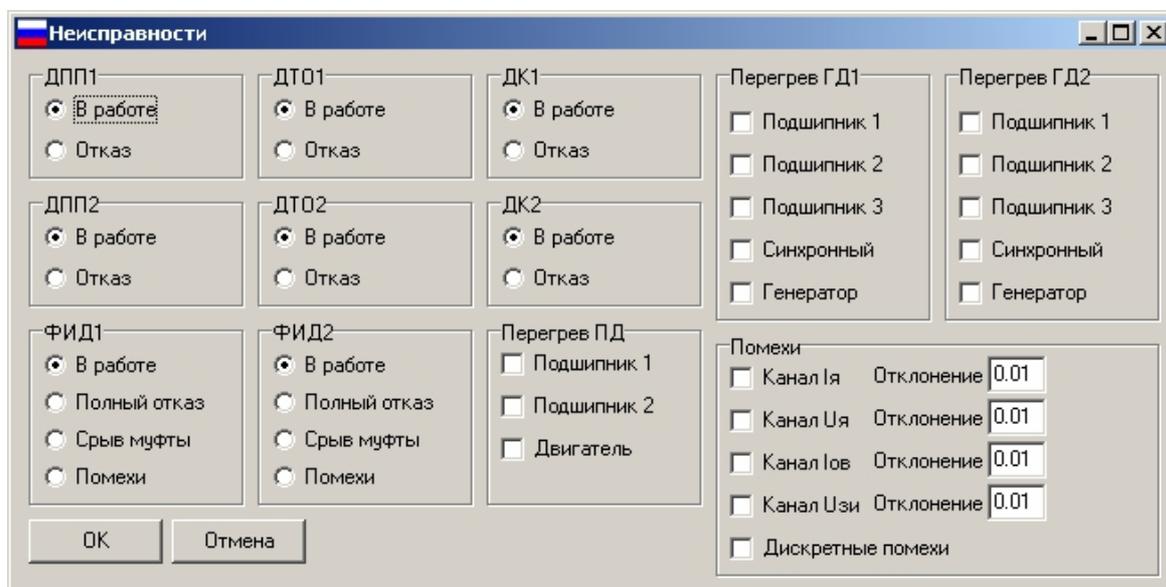


Рисунок 6. Форма моделирования отказов, для проверки алгоритмов срабатывания защит

Представленный стенд позволяет эффективно тестировать системы технологической автоматики и защит и системы сбора данных перед внедрением их на объект, сокращая время опытной эксплуатации.

Необходимо отметить, что при разработке программного обеспечения особое внимание уделялось его направленности на работу с пользователем не владеющим основами программирования. Данное программное обеспечение предоставляет пользователю широкий спектр сервисных возможностей, включающих дружелюбный интерфейс, возможность графического представления данных, гипертекстовую справочную систему и установочный модуль.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Островляничик В. Ю., Кубарев В. А. Программный комплекс для моделирования систем логического управления подъёмных установок [Текст] // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: Труды Четвертой Всероссийской научно-практической конференции. — Новокузнецк изд-во СибГИУ, 2010 г. с. 201-205.

ИЗМЕРЕНИЕ И ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ПЕРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин

*Сибирский государственный индустриальный университет,
г. Новокузнецк*

Рассмотрены алгоритмы измерения действующих значений тока и напряжения обмоток асинхронного двигателя, обоснован выбор частоты дискретизации для цифровых систем управления асинхронными двигателями с использованием теоремы Котельникова, рассмотрены основные алгоритмы фильтрации в таких системах.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, информационно-управляющая система, измерение, действующее значение, теорема Котельникова, частота дискретизации, алгоритм измерения, алгоритм цифровой фильтрации.

В настоящее время асинхронные двигатели (АД) находят широкое применение в производстве и постепенно заменяют двигатели постоянного тока. Это относится и к таким ответственным технологическим процессам как шахтовый и рудничный подъем. В связи с этим имеется необходимость в измерении, цифровой обработке и визуализации координат асинхронного двигателя. Целью данной работы является изучение особенностей измерения и цифровой обработки переменных координат АД для дальнейшего использования измерений в информационно-управляющей системе электропривода (ИУС ЭП).

Рассмотрим процесс измерения и обработки переменных параметров АД. В первую очередь, к таким параметрам относятся напряжение на статоре АД и ток статора. В дальнейшем обозначим эти координаты как x , поскольку принципиальных отличий между измерением переменного тока и напряжения нет.

Параметры статора АД изменяются по гармоническому закону с частотой f :

$$x = X_{\max}(wt + y) \quad (1)$$

где x – мгновенное значение координаты;

U_{max} – амплитудное значение координаты;

ω – циклическая (круговая) частота, c^{-1} ; $\omega=2\pi f$;

ψ – начальная фаза, c^{-1} . [1, с. 63-66]

Отметим, что в общем случае напряжение на статоре АД и ток статора могут содержать высшие гармоники. Однако в [7] отмечается, что высшие гармоники напряжений и токов эффективно демпфируются самой трехфазной обмоткой, и поэтому их влиянием на основные гармоники тока и напряжения можно пренебречь.

При решении большинства задач используется действующее значение переменного параметра [1], [2]. Действующее значение определяется как среднеквадратичное значение переменной величины за период:

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (x^2(t)) dt} \quad (2)$$

Для синусоидального напряжения и тока действующее значение в соответствии с выражением (2) определится как:

$$X = \frac{X_{max}}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

Таким образом, ИУС ЭП должна использовать в расчетах действующие значения координат статора, с помощью которых возможно рассчитывать другие параметры двигателя (например, электромагнитный момент и мощность).

Поскольку речь идет о цифровой ИУС ЭП, процесс измерения координат статора организуется следующим образом: с определенной частотой измеряются мгновенные значения напряжения или тока статора, а затем с помощью цифровой обработки выборок получаются действующие значения. При такой методике измерений выражение (2) заменяется эквивалентным ему дискретным выражением (4):

$$X = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=0}^n x_i^2} \quad (4)$$

где n – количество отсчетов (длина выборки);

i – номер отсчета.

Длина выборки зависит от выбранной частоты отсчетов (частоты дискретизации) и связана с ней следующим соотношением:

$$n = f_{\delta} T = n / \Delta t \quad (5)$$

где f_{δ} – частота дискретизации,

Δt – период дискретизации (длина отсчета).

Для обеспечения процесса измерения необходимо определиться с величиной частоты дискретизации. Известно, что заниженная частота дискретизации вызывает искажение сигнала [3], [4]. Определяющим положением при определении частоты дискретизации сигнала с граничной частотой f_c является теорема Котельникова-Шеннона [4]: аналоговый сигнал с граничной линейной частотой f_c может быть восстановлен однозначно и без потерь при частоте дискретизации, равной или большей удвоенной граничной частоте (6).

$$f_{\delta} \geq 2f_c \quad (6)$$

Применительно к измерительным процессам и цифровой обработке сигналов удобно пользоваться следующим определением: непрерывный сигнал $x(t)$ можно представить в виде интерполяционного ряда:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta) \sin c \left[\frac{p}{T} (t - k\Delta) \right]; \quad (7)$$

где

$x(k\Delta)$ - значения дискретных отсчетов;

T – период дискретизации, определяемый выражением $0 \leq T \leq 1/2f_c$;

t – время;

$$\sin c = \begin{cases} \frac{\sin x}{x}, & x \neq 0; \\ 1, & x = 0 \end{cases} \quad \text{- ненормированный кардинальный синус,}$$

либо

$$\sin c = \begin{cases} \frac{\sin(px)}{px}, & x \neq 0; \\ 1, & x = 0 \end{cases} \quad \text{- нормированный кардинальный синус.}$$

При соблюдении условий теоремы Котельникова, функция $x(t)$ может быть восстановлена из её дискретизации, $x[n]=x(nT)$, согласно интерполяционной формуле Уиттекера – Шеннона:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot \operatorname{sinc} \left(\frac{t - nT}{T} \right), \quad (8)$$

Таким образом, для определения необходимой частоты дискретизации необходима оценка верхней границы частотного диапазона изменения параметров. Стандартная частота питающей сети для асинхронных двигателей составляет 50 Гц, эта величина может изменяться как вверх, так и вниз (при частотном управлении АД). При этом диапазон изменения достаточно невелик, и при выборе частоты дискретизации следует пользоваться другими соображениями, связанными с особенностями динамики асинхронного ЭП.

В асинхронном двигателе происходят процессы как электромагнитного, так и электромеханического преобразования энергии. Поэтому АД в динамических режимах характеризуется двумя постоянными времени: электромагнитной $T_э$ и электромеханической $T_м$, при этом $T_э < T_м$. Величина $T_э$ колеблется (в зависимости от мощности машины) в пределах 0,06 – 0,006 с при питании от источника напряжения и приблизительно на порядок больше при питании от источника тока [5]. Электромеханическая постоянная времени характеризует инерционный процесс электромеханического преобразования энергии, при этом, если АД включен в качестве рабочей машины в систему ЭП, инерционность процесса возрастает. Этому способствует увеличение маховых масс, приведенных к валу машины, за счет масс рабочего органа ЭП и механических связей. По этим причинам величину наименьшей в системе постоянной времени $T_э$ следует считать периодом собственных колебаний объекта, которому соответствуют частоты

$$f_{АД} = \frac{1}{T_э} = 16...167 \text{ Гц} \quad (9)$$

Минимальная частота дискретизации должна составлять:

$$f_{ДМИАД} = 2f_c = 2 \cdot 167 = 334 \text{ Гц} \quad (10)$$

В системах электропривода, построенных на базе асинхронных двигателей, используется динамическое торможение.

В таком режиме используется шестипульсный тиристорный преобразователь для питания статора двигателя постоянным напряжением. Частота колебаний выпрямленного напряжения для такой схемы составляет 300 Гц. Для правильной дискретизации напряжения при этом необходима частота дискретизации не менее 600 Гц. Поскольку эта оценка выше приведенной в выражении (10), то примем минимальную частоту дискретизации для ЭП с АД равной:

$$f_{\text{DMIN}} = 600 \text{ Гц} \quad (11)$$

Для уменьшения искажений и повышения точности измерений на практике значение частоты дискретизации принимают большим, чем минимально допустимое по теореме Котельникова. Частота передискретизации должна обеспечивать отсчеты сигнала минимум 8-20 раз за период, т.е. быть в 8-20 раз больше минимальной. Исходя из этих соображений, ориентировочную оптимальную частоту дискретизации для АД можно принять в диапазоне 5-12 кГц.

В некоторых источниках (например, [6]), указывается, что частоту дискретизации для переменного напряжения можно выбрать меньше минимально допустимой по теореме Котельникова, поскольку наложение спектров может возникать только при точном совпадении частоты дискретизации или частоты, кратной ей, с частотой какой-либо гармоники измеряемого сигнала. Однако такой подход оправдан только при проектировании цифровых измерительных приборов, и не является корректным при проектировании ИИС ЭП, поскольку измеренное значение напряжения будет использоваться в дальнейших расчетах, и возможная ошибка вследствие наложения спектров сигналов может привести к значительному росту погрешности или искажению сигнала.

Измерение действующего значения по выражению (4) требует осуществления цифровой фильтрации для исключения влияния шумов [6], [8]. Простейший алгоритм фильтрации заключается в накоплении группы выборок и нахождении среднего значения по группе [6]:

$$X_{\phi} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m X[j] \quad (12)$$

где

j – номер выборки;

m – количество выборок в группе.

Данный алгоритм носит название фильтра с прямоугольным окном и является простым и удобным в реализации. Недостаток такого алгоритма фильтрации – медленный спад АЧХ за полосой пропускания, и, как следствие, погрешность в измерении низкочастотных сигналов [6]. АЧХ такого фильтра приведена на рисунке 1.

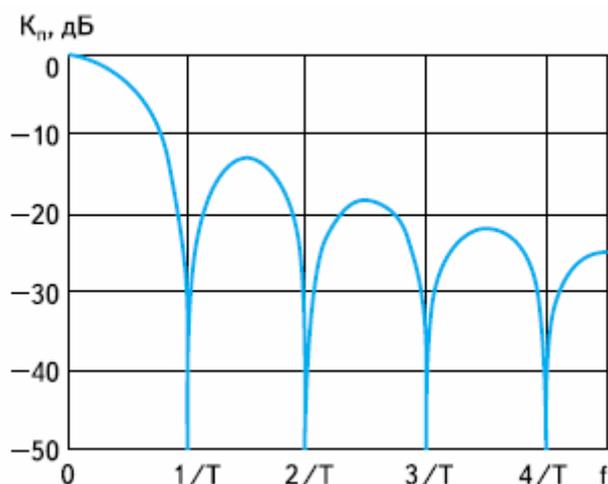


Рисунок 1. АЧХ фильтра с прямоугольным окном, T – интервал накопления выборок [6]

Для устранения недостатков фильтра с прямоугольным окном предлагаются другие алгоритмы фильтрации. В [8] предлагается использование фильтра с окном Хэннинга-Хана, который позволяет добиться большего спада АЧХ за полосой пропускания (-31,5 дБ). Однако реализация такого фильтра требует реализации разложения сигнала напряжения в ряд Фурье и оценки спектра сигнала, что снижает быстродействие системы и требует больших вычислительных мощностей.

В [6] для осуществления фильтрации предлагается использование каскадированных sinc-фильтров с z -передаточной функцией типа (13) (рисунок 2).

$$H(z) = \frac{1 - z^{-M}}{M(1 - z^{-1})} \quad (13)$$

где M – количество выборок.

Одна ступень каскада имеет АЧХ, соответствующую АЧХ фильтра с прямоугольным окном, но каскад в целом обеспечивает хорошее спадание АЧХ (каскад из 5 sinc-фильтров – до -65 дБ).

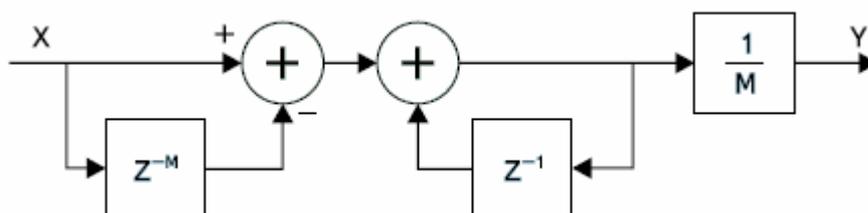


Рисунок 2. Реализация sinc-фильтра [6]

Такой алгоритм требует значительных объемов памяти для работы, но зато является вычислительно простым и быстродействующим.

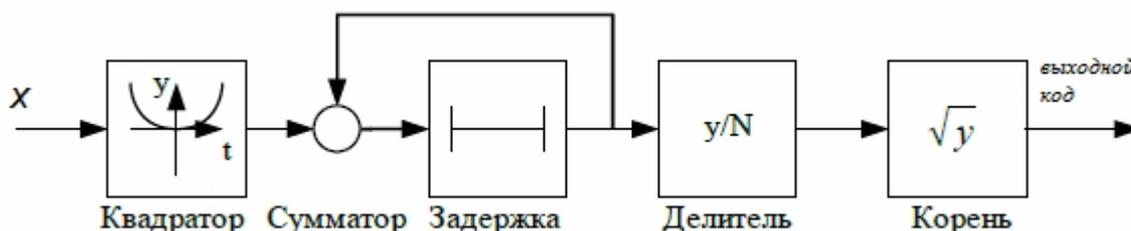


Рисунок 3. Реализация вычисления среднеквадратичного значения напряжения

Другим относительно простым алгоритмом фильтрации с удовлетворительными показателями являются фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры), в частности, фильтры Бесселя и Баттерворта. Такие фильтры требуют немного памяти, но являются более вычислительно сложными, чем каскад из sinc-фильтров или фильтр с прямоугольным окном [6].

Конкретная реализация фильтра зависит от аппаратных ограничений ИУС и требований к точности измерений. В целом, оптимальным видится использование каскадированных sinc-фильтров или фильтра Баттерворта, обладающих балансом между быстродействием, потребляемыми ресурсами и сложностью в реализации. Во многих цифровых датчиках реализован фильтр с прямоугольным окном, использование которого оправдано для большинства ИУС.

Составим алгоритм определения переменных координат АД. В первую очередь рассмотрим программную реализацию выражения (4) (рисунок 3).

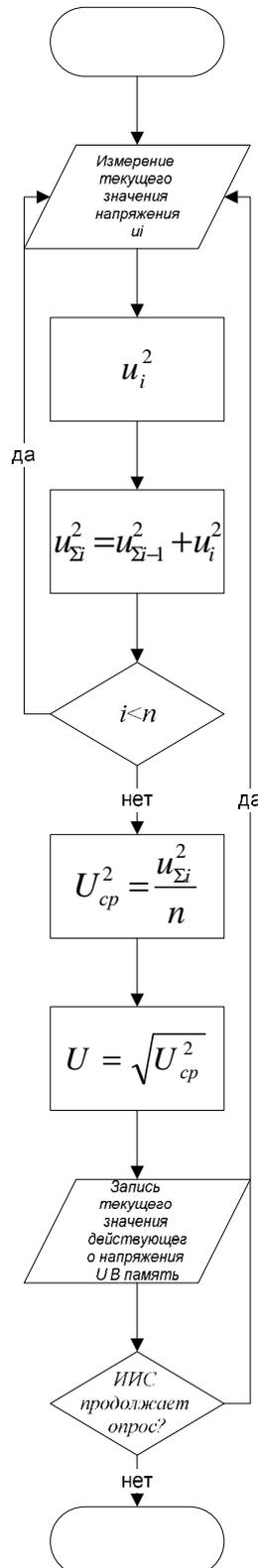


Рисунок 4. Простейший алгоритм определения действующего значения напряжения на статоре АД с использованием фильтра с прямоугольным ОКНОМ

За 1 период входного сигнала квадратор возводит значения сигнала в квадрат, сумматор суммирует квадраты. В конце периода квадратный корень суммы, деленный на количество выборок N , выдётся на выход и сумматор обнуляется.

Составим алгоритм определения действующего значения напряжения с учетом схемы на рисунке 3. Для упрощения алгоритма воспользуемся фильтром с прямоугольным окном, не требующим сложных вычислений и каскадирования. Блок-схема простейшего алгоритма измерения действующего напряжения на статоре АД приведена на рисунке 4. На данном рисунке:

u_i – текущее мгновенное значение напряжения;

$u_{\Sigma i}^2$ - промежуточная переменная для сохранения суммы квадратов выборок;

i – номер выборки;

n – объем выборки.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

- 1) При построении ИИС для систем ЭП на базе асинхронного двигателя в расчетах следует пользоваться действующими значениями координат двигателя;
- 2) Действующие значения координат рассчитываются при помощи выборки из мгновенных значений за период;
- 3) Выбор частоты дискретизации следует производить исходя из динамических свойств двигателя, требуемой точности измерений и имеющихся аппаратных мощностей;
- 4) Существует несколько пригодных для работы с системами ЭП алгоритмов цифровой фильтрации. В большинстве случаев достаточно простого алгоритма прямоугольного окна или sinc-фильтра.

Библиографический список

1. Основы теории цепей [Текст]/ Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
2. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники: электрические цепи [Текст]/ Л. А. Бессонов. – М.: ВШ, 1978. – 528 с.

3. Игнатов В. А. Теория информации и передачи сигналов [Текст]/ В. А. Игнатов – М.: Сов. радио, 1979. – 280 с.
4. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости [Текст] / В. А. Котельников – М., Л.: Государственное энергетическое издательство, 1956. 153 с.
5. Казовский Е. Я. Переходные процессы в машинах переменного тока [Текст]/ Е. Я. Казовский. – Л.: Издательство Академии наук СССР, 1962. – 626 с.
6. Волович Г. Аналого-цифровое измерение переменного напряжения и теорема Котельникова [Текст]/ Г. И. Волович // Компоненты и технологии. – 2010. – №7. – с. 144-149
7. Важнов А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока [Текст]/ А. И. Важнов. – Л.: Энергия, 1980. – 256 с.
8. Гублер Г. Б., Гутников В. С. Алгоритмы цифровой обработки сигналов многофункционального эталонного прибора для измерений электроэнергетических величин [Электронный ресурс]/ Г. Б. Гублер, В. С. Гутников. – Режим доступа: <http://www.mars-energo.ru/files/content/articles/algorithms.pdf>

УДК 62-83::621.313.3

ИДЕНТИФИКАЦИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ И ТЕМПЕРАТУРЫ ОБМОТКИ РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

А.А. Пугачев

*ФГБОУ ВПО «Брянский государственный технический
университет»
г. Брянск*

Приведена методика идентификации активного сопротивления обмотки ротора асинхронного двигателя по сигналам с датчиков тока и напряжения статора и датчика частоты вращения вала ротора. На основании определенного сопротивления предложен алгоритм определения температуры обмотки ротора. Показаны результаты имитационного моделирования предложенной методики в программном комплексе MatLab Simulink для асинхронного двигателя мощностью 11 кВт.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, идентификация, сопротивление ротора, температура ротора

Современные системы управления тяговых электроприводов с асинхронными двигателями реализуют как алгоритмы скалярного управления, так и алгоритмы векторного управления и прямого управления моментом. Для нормальной работы двух последних систем и некоторых модификаций систем скалярного управления необходима точная информация о текущих значениях всех параметров схемы замещения асинхронного двигателя. Так, например, в работе [1] показано, что из-за использования операции интегрирования при вычислении потокосцепления статора система прямого управления моментом очень чувствительна к значению активного сопротивления статора, и при ошибке расчета этого сопротивления более чем 1 %, показатели качества регулирования частоты вращения резко ухудшаются. В работе [2] показано, что увеличение активных сопротивлений обмоток статора и ротора вследствие нагрева приводит к резкому снижению эффективности системы скалярного управления при постоянстве абсолютного скольжения по сравнению с поддержанием минимального значения тока статора.

За последние годы в связи с развитием силовой и микропроцессорной электроники появилось достаточно большое количество работ, посвященных разработке идентификаторов параметров схемы замещения асинхронной машины. Все идентификаторы можно разделить на две группы [3]: идентификаторы параметров в режиме реального времени и идентификаторы, не обеспечивающие определение параметров при работе электропривода. В последнем случае идентификация, проводится в начале работы, чаще всего при неподвижном роторе в режиме постоянного тока. Такой подход имеет право на существование при условии, что в систему управления вводится сигнал обратной связи по температуре обмоток для коррекции текущих значений активных сопротивлений обмоток.

В данной работе предложен простой способ определения активного сопротивления ротора, на основе которого, впоследствии, определяется температура обмотки ротора.

Для корректной работы идентификатора необходимо использование системы координат xu , синхронно вращающейся совместно с магнитным полем статора. Математическая модель асинхронного двигателя в осях xu может быть представлена так:

$$\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_0 L_\mu & pL_\mu & -\omega_0 L_\mu \\ \omega_0 L_s & R_s + pL_s & \omega_0 L_\mu & pL_\mu \\ pL_\mu & -\omega_s L_\mu & R_r + pL_r & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_\mu & pL_\mu & \omega_s L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

В выражении приняты обозначения: u_{sx} , u_{sy} – проекции напряжения статора на соответствующие оси, i_{sx} , i_{sy} , i_{rx} , i_{ry} – проекции токов статора и ротора на соответствующие оси, R_s , R_r – активные сопротивление обмотки статора и приведенное сопротивление обмотки ротора, L_s , L_r , L_μ – индуктивности рассеяния статора, ротора (приведенная) и главная взаимоиנדуктивность соответственно, ω_0 – частота вращения магнитного поля статора, ω_s – частота скольжения, $\omega_s = \omega_0 - \omega$, где ω – частота вращения вала ротора, p – оператор Лапласа.

Выражение (1) может быть упрощено за счет того, что координатные оси будут сориентированы таким образом, проекция тока статора на ось y окажется равной нулю ($i_{sy}=0$), тогда весь ток статора проецируется на ось x : $i_{sx}=I_s$. В этом случае для установившегося режима работы из выражения (1) после математических преобразований получим:

$$\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -\omega_0 L_\mu \\ \omega_0 L_s & \omega_0 L_\mu & 0 \\ 0 & R_r & -\omega_0 L_r \\ \omega_s L_\mu & \omega_s L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Из уравнения (2) определяем активное сопротивление ротора:

$$R_r = \sqrt{-\omega_s^2 L_r \left(\frac{\omega_0 L_\mu^2}{u_{sx}/I_s - \omega_0 L_s} + L_r \right)}. \quad (3)$$

Для того, что бы не прибегать к времени затратному преобразованию координат во вращающиеся системы координат, выразим переменные асинхронного двигателя в неподвижных

осях. В этом случае можно записать выражения для активной и реактивной мощностей по цепи статора:

$$\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} = \frac{1}{I_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix},$$

где P – активная мощность энергии, потребляемой по цепи статора:

$$P = u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta},$$

Q – реактивная мощность энергии, потребляемой по цепи статора:

$$Q = u_{s\alpha} i_{s\beta} - u_{s\beta} i_{s\alpha}. \quad (4)$$

После математических преобразований с учетом (4) получим:

$$R_r = \sqrt{-\omega_s^2 L_r \left(\frac{\omega_0 L_\mu^2}{Q/I_s^2 + \omega_0 L_s} - L_r \right)}. \quad (5)$$

Зависимость между температурой и активным сопротивлением обмотки выражается известной зависимостью [2]:

$$R = R_{20} (1 + \alpha \Delta T), \quad (6)$$

где R_{20} – сопротивление обмотки при температуре $T = 20$ °С, T – текущая температура обмотки, α – температурный коэффициент сопротивления (для меди $\alpha = 0,00433$), ΔT – разница между текущей температурой T и 20 °С.

Таким образом, процесс идентификации сопротивления и температуры обмотки ротора асинхронного двигателя может быть сведен к следующему алгоритму:

1. получение информации о фазных токах и напряжениях статора и частоте вращения вала ротора;
2. преобразование токов и напряжений из трехфазной системы ABC в двухфазную неподвижную;
3. вычисление реактивной мощности Q по выражению (4);
4. определение активного сопротивления ротора R_r по выражению (5);
5. определение температуры обмотки ротора T по выражению (6).

К недостатку предложенной методики идентификации следует отнести то, что для ее реализации требуется информация о частоте скольжения, для чего необходим прецизионный датчик частоты вращения вала ротора. В отношении тяговых электроприводов этот

недостаток нивелируется за счет того, что в них точное измерение частоты вращения также необходимо для реализации требуемых тяговых усилий. К преимуществам предложенной методики относятся высокое быстродействие и простота определения сопротивления и температуры обмотки ротора. Кроме электрических и механических переменных исходными условиями для идентификации являются значения индуктивностей, которые могут быть получены при начальном запуске электропривода одним из существующих способов [4].

Проверка адекватности разработанной методики была проведена в программном комплексе *MatLab Simulink* для асинхронного двигателя МЗВР 160 МЛА 4 мощностью 11 кВт. Параметры электродвигателя МЗВР 160 МЛА 4: $u_{\text{ном}} = 380$ В; $I_{\text{ном}} = 27$ А; $P_{\text{ном}} = 11$ кВт; $2n = 4$; $n_{\text{ном}} = 1460$ об/мин; $f_{s,\text{ном}} = 50$ Гц; $X_{\sigma s} = 0,73$ Ом; $R_s = 0,34$ Ом; $X_{\mu,\text{ном}} = 31$ Ом; $R_c = 504$ Ом; $X_{\sigma r,\text{пуск}} = 0,73$ Ом; $X_{\sigma r,\text{ном}} = 1,68$ Ом; $R_{r,\text{пуск}} = 0,41$ Ом, $R_{r,\text{ном}} = 0,29$ Ом, где $P_{\text{ном}}$ – номинальная мощность электродвигателя, $2n$ – число полюсов обмотки статора, R_c – сопротивление, пропорциональное потерям в стали.

Математическое моделирование переходных процессов асинхронного двигателя в системе координат, вращающихся с произвольной частотой ω_k , осуществлено на базе уравнений, записанных на основании законов Кирхгофа:

$$\begin{aligned} \bar{u}_s &= R_s \bar{i}_s + L_{s s} \frac{d \bar{i}_s}{dt} + \frac{d \bar{y}_m}{dt} + j \omega_k (\bar{y}_s + \bar{y}_m), \\ 0 &= R_r \bar{i}_r + L_{s r} \frac{d \bar{i}_r}{dt} + \frac{d \bar{y}_m}{dt} + j (\omega_k - \omega) (\bar{y}_r + \bar{y}_m), \\ R_c \bar{i}_c &= j \omega_k \bar{y}_m + \frac{d \bar{y}_m}{dt}, \\ \bar{i}_c + \bar{i}_m &= \bar{i}_s + \bar{i}_r. \end{aligned}$$

Данные уравнения необходимо дополнить уравнением электромагнитного момента и механического движения:

$$M = \frac{3p_n}{2L_{sr}} \left[(L_{sr}i_{ru} + Y_{m_i})Y_{m_v} + (L_{sr}i_{rv} + Y_{m_v})Y_{m_i} \right]$$

$$M - M_c = J \frac{dw}{dt}.$$

Здесь символ « ψ » означает соответствующее потокосцепление, подстрочным индексом « σ » обозначены собственные индуктивности рассеяния.

Для получения корректной картины электромеханических и энергетических процессов сопротивление обмотки ротора определено с учетом эффекта вытеснения тока, т.к. он оказывает влияние при работе на низких частотах. Также при моделировании учтено явление насыщения по главному магнитному пути и нелинейная зависимость потерь в стали статора от частоты тока статора. Подробное описание математической модели и всех учтенных нелинейностей приведено в работе [5].

Результаты моделирования процесса идентификации сопротивления ротора приведены на рис. 1. На рис. 1, а показан процесс идентификации в режиме прямого пуска при холостом ходе. Вычисленное значение сопротивления составляет $R_r = 0,31$ Ом, что с достаточной точностью соответствует истинному значению.

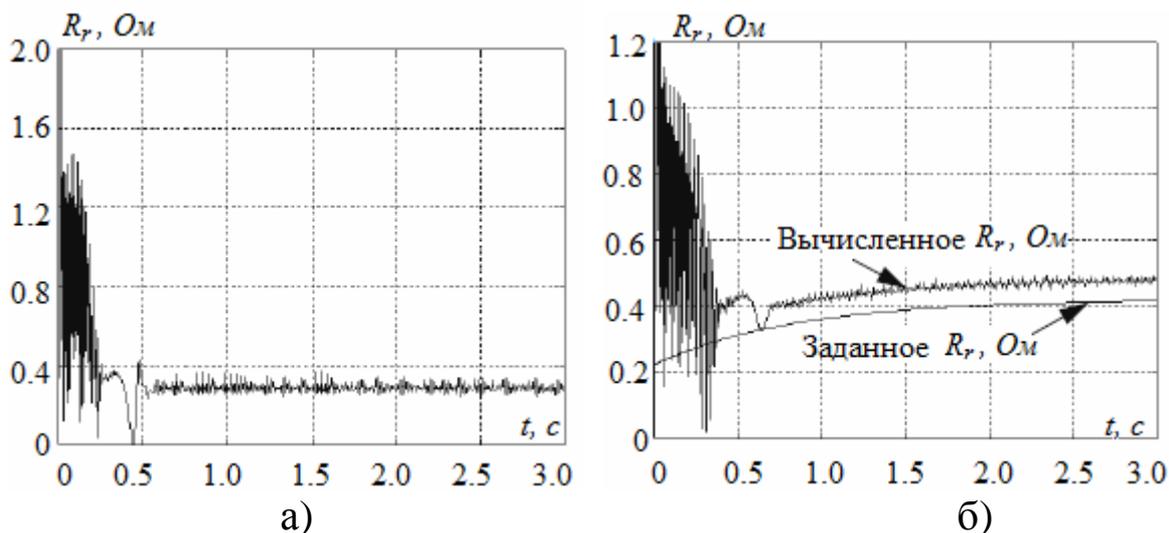


Рисунок 1. Результаты идентификации сопротивления ротора

Также был проведен опыт с экспоненциально нарастающим сопротивлением ротора ($R_{r \text{ зад}} = R_{r \text{ ном}} + 0,2(1 - e^{-1,2t})$) при номинальной нагрузке. На рис. 1, б показан процесс идентификации в этом случае, из которого очевидна высокая

сходимость результатов. Качественная картина определения температуры также соответствует ожидаемым результатам – увеличение активного сопротивления ротора R_r ведет к повышению температуры обмотки ротора T .

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ, научный проект № 14-08-31274 мол_а.

Литература

1. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов/А.Е. Козярук, В.В. Рудаков; под ред. А.Г. Народицкого. – СПб.: С.-Петербург. электротехн. компания, 2004. - 128 с.
2. Космодамианский, А.С. Сравнительная оценка различных способов скалярного управления тяговым асинхронным двигателем с учетом температуры обмоток / А.С. Космодамианский, В.И. Воробьев, А.А. Пугачев // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии, №6 – 2011. – С. 129 – 135.
3. Böcker, J. State of the art of induction motor control / J. Böcker, S. Mathapati // Proceedings of 2007 International Conference on Electric Machines & Drives, ISBN 1-4244-0743-5, Antalya, Turkey, May 2007. – P. 1459 –1464
4. Пугачев, А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины на лабораторной установке / А.А. Пугачев, В.И. Воробьев, А.С. Космодамианский // Электрические аппараты и электротехнические комплексы и системы: Международная научно-практическая конференция. – Ульяновск: УлГТУ, Т. 2., 2012. – С. 204 – 206.
5. Пугачев, А.А. Моделирование энергетических процессов в электроприводах с асинхронным двигателем на базе эквивалентной схемы замещения / А.А. Пугачев, В.И. Воробьев, А.С. Космодамианский // Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии: IV Международная научно-техническая конференция: сборник трудов. – Тольятти, ч. 1, 2012. – С. 208 – 213

ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМ КАК ЭКСПЕРТНЫЕ СИСТЕМЫ С ПРОДУКЦИОННОЙ МОДЕЛЬЮ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ЗНАНИЙ, СФОРМИРОВАННЫХ НА ЕСТЕСТВЕННОМ ЯЗЫКЕ¹

С.В. Рудометов, В.В. Окольнішников

*Конструкторско-технологический институт вычислительной техники СО РАН
г. Новосибирск*

Имитационные модели предоставляют достаточно большие возможности исследования технологических систем. Известной проблемой является создание и модификация самих имитационных моделей, когда требуется создать как описание и экземпляры имитационных моделей технологического оборудования (ИМТО), так и правила, по которым они функционируют и взаимодействуют. Вне зависимости от того, как четко и понятно сформулированы в задании на создание модели (спецификация, выполненная на естественном языке) требования к модели, специалисту в имитационном моделировании приходится формализовать их, переводить в команды выбранной системы имитационного моделирования.

При естественной декомпозиции технологической системы имитационная модель является двухуровневой: с уровнями ИМТО и программ управления моделью (ПУМ). Сами ИМТО также могут содержать некоторую логику своего функционирования, ограниченную только рамками самого ИМТО. Уровень ПУМ производит комплексное управление всей имитационной моделью с анализом всего пространства состояний модели.

Таким образом, при создании имитационной модели специалист в имитационном моделировании фактически занят следующими действиями:

¹ Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований (код проекта 13-07-98023 p_сибирь_a).

1. Описанием онтологии предметной области (декомпозиции) в виде имитационных моделей элементов технологической системы

2. Созданием базы знаний и экспертной системы, которая использует эту базу знаний при запуске имитационной модели.

Цель данной работы – показать, что деятельность специалиста в имитационном моделировании, формализованная в виде пунктов 1 и 2, позволяет рассматривать имитационную модель не только как инструмент исследования технологических систем, но и как инструмент анализа и модификации поведения как ИМТО, так и ПУМ, в виде формализованных предложений на естественном языке. Таким образом, к имитационной модели технологической системы может быть применена теория построения и использования экспертных систем без сложностей в формализации понятийного аппарата технологической системы.

В КТИ ВТ СО РАН разработана имитационная модель технологического процесса угледобычи в пологих пластах (Рис.1).

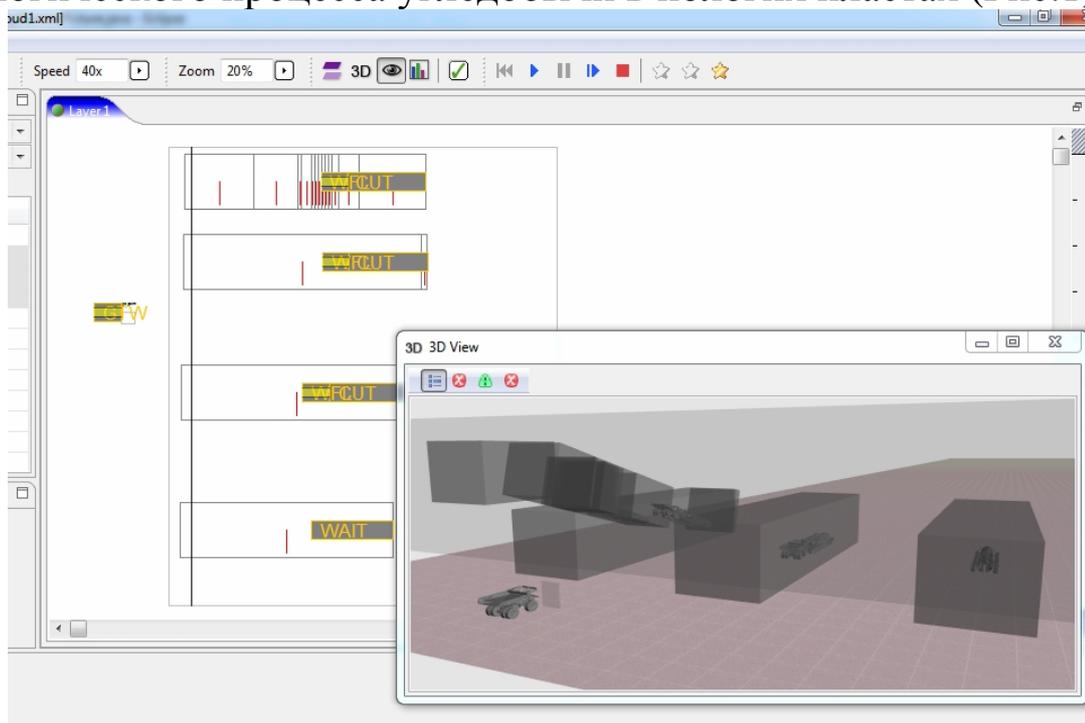


Рисунок 1. Имитационная модель угледобычи в пологих пластах

Имитационная модель определяет следующую онтологию: **наклонный пласт**, **выемочная машина**, **вагон** (для транспортировки добытого продукта), **точка выгрузки**, **уголь** (продукт имитационной модели).

Предметом исследования имитационного моделирования является комбинирование различных способов угледобычи, описанных в нескольких патентах. Процесс добычи в таких патентах сформулирован на естественном языке, например: *«Выемочная машина должна двигаться прямо из точки своей врезки до тех пор, пока не будет достигнут потолок пласта»*.

Это предложение является четким заданием как минимум двух продукционных правил для объектов в онтологии имитационной модели.

После семантического разбора это предложение представляется как связный ориентированный граф с узлами, обозначающими объекты и атрибуты онтологии имитационной модели и ребрами, обозначающими известные системе имитационного моделирования действия или состояния. Элементы этого графа будут использоваться ПУМ для определения дальнейших действий в неопределенной ситуации. В приведенном примере система управления может определить угол движения выемочной машины в двух случаях: в начале движения и при событии достижения потолка пласта. Для этого требуется продвинуться по графу онтологии из узла, описывающего субъект (выемочную машину) по ребрам, определяющим текущее состояние или список дальнейших действий.

Ключевым моментом является то, что все используемые понятийные элементы предложений на естественном языке должны быть определены при создании имитационной модели. С программной точки зрения они представляют собой либо объекты, либо функции-индикаторы состояния ИМТО или всей имитационной модели в целом. Таким образом, решается проблема «AI-полноты» (Artificial Intelligence), свойственная системам, управляемым с помощью предложений естественного языка, а именно - компьютер должен обладать всей полнотой знаний, присущей человеку, для «понимания» предложений на естественном языке.

Предложенный способ является также хорошим способом поддержки принятия решений разработчиком имитационной модели при программной реализации имитационной модели. С точки зрения авторов, данный подход может позволить совершить качественный шаг в построении имитационных моделей

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров технологических систем. Дело в том, что именно технологические системы можно охарактеризовать ограниченностью терминов, применяемых при любом их описании.

Описанный подход используется при разработке специализированной системы имитационного моделирования угледобычи, являющейся расширением и развитием системы имитационного моделирования MTSS [1].

[1] Рудометов С. В. Визуально-интерактивная система имитационного моделирования технологических систем // Вестник СибГУТИ. – 2011. – Т. № 3. – С. 14–27.

УДК 658.52.011.56

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

В.Б. Трофимов

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Выполнен обзор современных интеллектуальных систем и областей, в которых они эффективно используются.

Ключевые слова: экспертная система, нейронные сети, генетические алгоритмы, нечеткая логика.

Система считается интеллектуальной [1-17], если в ней реализованы следующие базовые функции:

– *представления и обработки знаний.* Интеллектуальная система должна быть способна накапливать знания об окружающем мире, классифицировать и оценивать их с точки зрения непротиворечивости, инициировать процессы получения новых знаний, соотносить новые знания со знаниями, хранящимися в базе данных и знаний;

– *функция рассуждения.* Интеллектуальная система должна быть способна формировать новые знания с помощью логического

вывода и механизмов выявления закономерностей в накопленных знаниях, получать обобщенные знания на основе частных знаний и логически планировать свою деятельность;

– *функция общения*. Интеллектуальная система должна быть способна общаться с человеком на языке, близком к естественному языку, и получать данные и знания через каналы, аналогичные тем, которые использует человек при восприятии окружающего мира, уметь формировать «для себя» или по просьбе человека объяснения собственной деятельности, оказывать человеку помощь за счет знаний, которые хранятся в ее памяти, и логических средств рассуждения.

Классификация интеллектуальных информационных систем представлена на рисунке 1.



Рисунок 1. Классификация интеллектуальных систем

Экспертная система (ЭС) - интеллектуальная человеко-машинная система, аккумулирующая знания. Области применения экспертных систем представлены на рисунке 2.

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

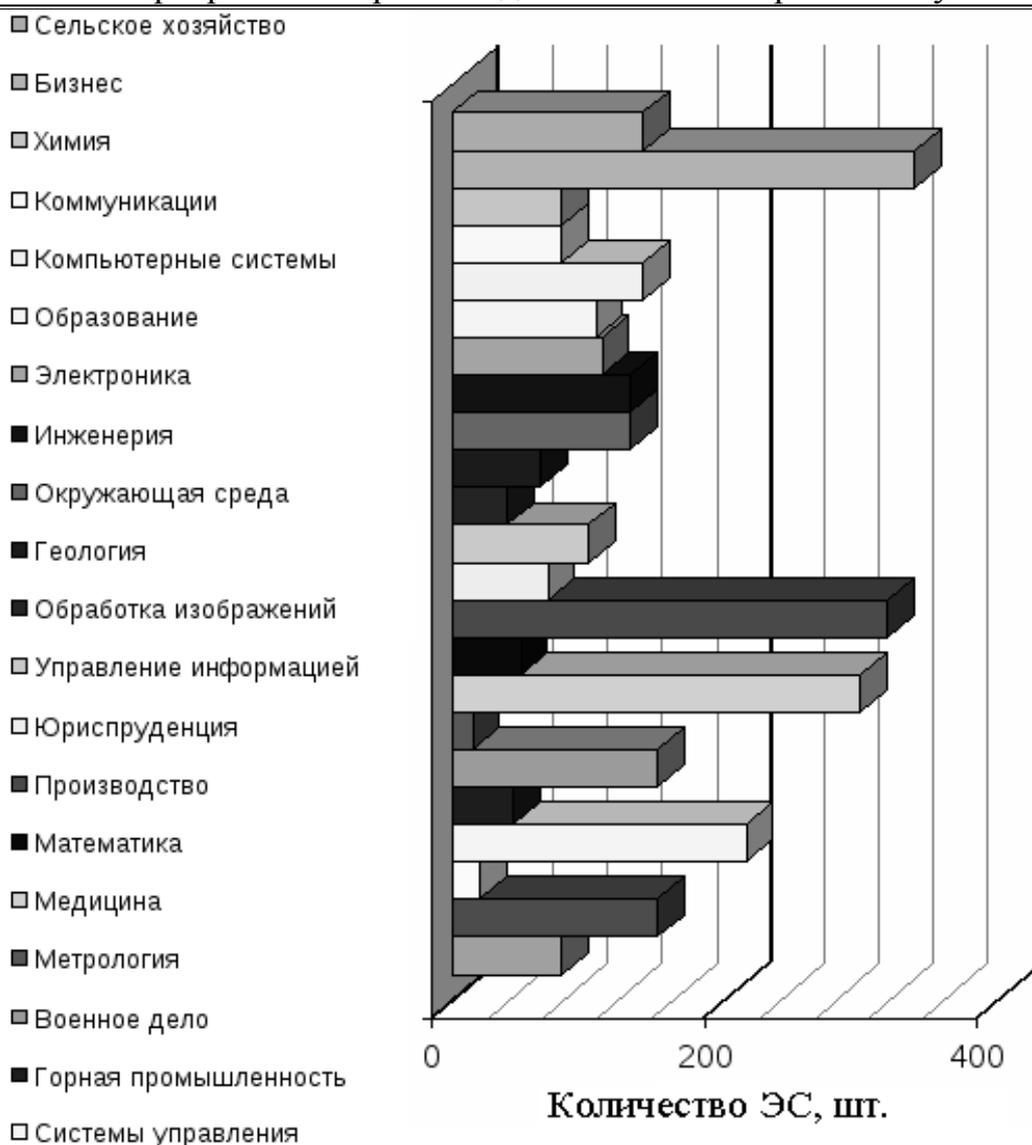


Рисунок 2 – Области применения экспертных систем

ЭС функционирует следующим образом: пользователь, желающий получить необходимые данные и знания, через свой интерфейс отправляет запрос к ЭС, а решатель, используя базу знаний, ищет и выдает пользователю подходящую рекомендацию, комментируя ход своих рассуждений при помощи подсистемы объяснений. База знаний – ядро ЭС, совокупность формализованных знаний предметной области (то есть накопленный опыт и знания профессионалов), записанная на машинный носитель в форме, понятной эксперту и пользователю.

Искусственная нейронная сеть представляет собой систему соединенных и взаимодействующих между собой процессоров - искусственных нейронов. Такие процессоры обычно довольно просты (особенно в сравнении с процессорами,

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

используемыми в персональных компьютерах). Каждый процессор подобной сети имеет дело только с сигналами, которые он периодически получает, и сигналами, которые он периодически посылает другим процессорам. Будучи соединенными в достаточно большую сеть с управляемым взаимодействием, такие локально простые процессоры вместе способны решать довольно сложные задачи (рисунок 3).

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВА:

оптимизация режимов производственного процесса, контроль качества продукции, мониторинг и визуализация многомерной диспетчерской информации, предупреждение аварийных ситуаций, робототехника.



ЭКОНОМИКА и БИЗНЕС:

считывание и распознавание чеков и документов, безопасность транзакций по пластиковым картам.



БЕЗОПАСНОСТЬ и ОХРАННЫЕ СИСТЕМЫ:

распознавание автомобильных номеров, анализ аэрокосмических снимков.



МЕДИЦИНА:

постановка диагноза, обработка медицинских изображений.



ИНТЕРНЕТ:

ассоциативный поиск информации, электронные секретари и автономные агенты в Интернете, фильтрация информации, блокировка спама.



СВЯЗЬ:

сжатие видеoinформации, быстрое кодирование-декодирование, оптимизация сотовых сетей и схем маршрутизации пакетов.

АВИОНИКА:

обучаемые автопилоты, распознавание сигналов радаров, адаптивное пилотирование сильно поврежденного самолета, беспилотные летательные аппараты.

Р

Рисунок 3. Области применения нейросистем

Генетический алгоритм – это эвристический алгоритм поиска, используемый для решения задач оптимизации и моделирования путем случайного подбора, комбинирования и вариации искомых параметров с использованием механизмов, аналогичных естественному отбору в природе (рисунок 4). Является разновидностью эволюционных вычислений, с помощью которых решаются оптимизационные задачи с использованием методов естественной эволюции, таких как селекция, скрещивание и мутация. Отличительной особенностью генетического алгоритма является акцент на использование оператора «скрещивания», который производит операцию рекомбинации решений-кандидатов, роль которой аналогична роли скрещивания в живой природе.



Рисунок 4. Области применения генетических алгоритмов

Нечеткая логика – это раздел математики, являющийся обобщением классической логики и теории множеств, базирующее на понятии нечеткого множества, впервые введенного Лотфи Заде в 1965 году как объекта с функцией принадлежности элемента к множеству, принимающей любые значения в интервале $[0, 1]$, а не только 0 или 1. На основе этого понятия вводятся различные логические операции над нечеткими множествами и формулируется понятие лингвистической переменной, в качестве значений которой выступают нечеткие множества (рисунок 5).

Предметом нечеткой логики считается исследование рассуждений в условиях нечеткости, размытости, сходных с рассуждениями в обычном смысле, и их применение в вычислительных системах.

СЕКЦИЯ 2. Информационные и управляющие системы, комплексы программ. Вопросы подготовки инженерных и научных кадров

управление
технологическими
процессами



управление
бытовой
техникой

техническая
диагностика



климатический
контроль в
зданиях

финансовый
менеджмент
(финансовый
анализ)



медицинская
диагностика

составление автобусных
расписаний

Р

исунок 5. Области применения нечетких систем

Интеллектуальные системы можно классифицировать по различным критериям, предлагаемым отдельными авторами. В последнее время выделяются два больших класса этих систем (существенно отличающихся по технологии их проектирования), которые условно можно назвать простыми и сложными. Простая система может быть охарактеризована следующими основными показателями: поверхностная; традиционная; выполненная на персональной ЭВМ. Сложная информационная система может быть охарактеризована следующими показателями: глубинная; гибридная; выполненная либо на мощной универсальной ЭВМ, либо на рабочей станции.

Области, в которых интеллектуальные системы эффективно используются, различны: оценка и прогноз технологических параметров; контроль и диагностика технологических процессов; оптимизация и планирование результатов; моделирование процессов и интерактивное моделирование в режимах диалога. В частности, достигнуты существенные результаты при прогнозе изменения содержания кремния в чугунах в процессе доменной плавки, содержания водорода в металле при вакуумировании [16]; контроле лазерной сварки, проверке качества сварных швов; обнаружении скрытых дефектов в рельсах; оптимизации горячей

прокатки и контроле деформации заготовки при прокатке; планировании сокращения допусков при прокатке; моделировании отвердевания непрерывнолитой заготовки, технологии холодной прокатки; контроле изменения температуры полосы при горячей прокатке и толщины покрытия металла в линии гальванизации; контроле уровня металла в промежуточном ковше при непрерывной разливке и др.

Библиографический список

1. Пospelов Д.А. Ситуационное управление. Новый виток развития / Д.А. Пospelов // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – № 5. – С. 152 – 159.
2. Макаров И.М. Концептуальные основы организации интеллектуального управления сложными динамическими объектами / И.М. Макаров // Новые методы управления сложными системами: Сб. науч. тр. – М.: Наука, 2004. – С. 19 – 31.
3. Васильев С.Н. Интеллектуальное управление динамическими системами / С.Н. Васильев, А.К. Жерлов, Е.А. Федосов, Б.Е. Федунцов – М.: Физико-математическая литература, 2000. – 352 с.
4. Осипов Г.С. Лекции по искусственному интеллекту / Осипов Г.С. – М.: УРСС, 2013. – 266 с.
5. Гаврилова Т.А. Базы знаний интеллектуальных системы / Т.А. Гаврилова, В.Ф. Хорошевский – СПб.: Питер, 2001. – 384 с.
6. Экспертная система управления процессом спекания агломерата / В.И. Соловьев, Е.А. Павлова, В.М. Сухинин, А.П. Скороходов // Черные металлы. – 2006. – № 3. – С. 11 – 16.
7. Структура трехуровневой АСУ ТП доменной печи с использованием логико-количественной экспертной системы: Учебное пособие / В.Г. Лисиенко, Е.Л. Суханов, В.А. Морозова, Ю.Н. Овчинников – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2003. – 82 с.
8. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей / А.И. Галушкин – М.: ИПРЖР, 2000. – 416 с.
9. Курейчик В.М. Генетические алгоритмы. Учебное пособие / В.М. Курейчик, В.В. Курейчик, Л.А. Гладков – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 320 с.
10. Zadeh L.A. Fuzzy Logic, Neural Network and Soft Computing/ L.A. Zadeh // Communication of the ACM. 1994. – Vol.37, № 3. – P. 77 – 84.

11. Гаскаров Д.В. Интеллектуальные информационные системы / Д.В. Гаскаров – М: Высш. шк., 2003. – 431 с.

12. Захаров В.Н. Современная информационная технология в системах управления / В.Н. Захаров // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 2000. – № 1. – С. 70 – 78.

13. Охтилев М.Ю. Интеллектуальные технологии мониторинга и управления структурной динамикой сложных технических объектов / М.Ю. Охтилев, Б.В. Соколов, Р.М. Юсупов – М.: Наука, 2006. – 410 с.

14. Геловани В.А. Интеллектуальные системы поддержки принятия решений в нештатных ситуациях с использованием информации о состоянии природной среды / В.А. Геловани, А.А. Башлыков, В.Б. Бритков, Е.Д. Вязилов – М.: Эдиториал УРСС, 2001. – 304 с.

15. Intelligent control of industrial processes / S.N. Vassilyev, D.A. Novikov, N.N. Bakhtadze // 7th IFAC Conference on Manufacturing Modelling, Management, and Control, MIM 2013 - Proceedings – 2013. – С. 49 – 57.

16. Чертов А.Д. Применение систем искусственного интеллекта в металлургической промышленности (обзор) / А.Д. Чертов // Металлург – 2003. – № 7. – С. 32 – 37.

17. Кулаков С.М. Интеллектуальные системы управления технологическими объектами: теория и практика / С.М. Кулаков, В.Б. Трофимов – Новокузнецк: СибГИУ, 2009. – 223 с.

СИНТЕЗ МНОГОСВЯЗНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРИ АНАЛИТИЧЕСКОЙ АППРОКСИМАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Шишлаков Д.В.

*Санкт-Петербургский Государственный Университет
Аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург*

Шишлаков А.В.

ОАО «Концерн НПО «Аврора»», Санкт-Петербург

Рассматривается решение задачи синтеза параметров регуляторов многосвязных электромеханических систем автоматического управления при аналитической аппроксимации характеристик нелинейных элементов. В качестве математического аппарата применяется обращение прямого вариационного метода анализа – обобщенного метода Галеркина – на решение поставленной задачи. Получены рекуррентные аналитические соотношения вида «вход-выход», определяющие интегралы Галеркина для нелинейных характеристик аппроксимированных аналитически, в случае экспоненциальных процессов на их входах, применение которых позволило полностью алгебраизировать решение задачи синтеза непрерывных систем автоматического управления с данным видом аппроксимации нелинейных характеристик.

Ключевые слова: аналитическая аппроксимация, многосвязные системы, нелинейные характеристики, обобщенный метод Галеркина.

Для многосвязных электромеханических и электроэнергетических систем и комплексов характерным является экспоненциальное движение, поэтому в соответствии с рекомендациями, изложенными в [1] по аппроксимации движения систем, описываемых дифференциальными уравнениями высокого порядка основными составляющими, зададим желаемый процесс в виде

$$x^0(t) = (x_y + H^* e^{-\alpha t}) l(t) , \quad (1)$$

где x_y – значение желаемого процесса $x^0(t)$ при $t = \infty$; $H^* = x_0 - x_y$; x_0 – начальное значения желаемого процесса в момент времени $t =$

+0, а показатель затухания процесса α , определяется исходя из соотношения

$$\alpha = \frac{3 \div 4}{T_{п.п.}},$$

здесь $T_{п.п.}$ – время переходного процесса.

Систему из m непрерывно дифференцируемых линейно-независимых координатных функций выбираем в виде ряда вещественных экспонент [1 – 8], представляющих собой полную систему функций

$$e^{-\rho_1 t}, e^{-\rho_2 t}, \mathbf{K}, e^{-\rho_q t}, \mathbf{K}, e^{-\rho_m t}, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m.$$

Опыт проектирования САУ показывает, что для наилучшего приближения желаемого программного движения $x^0(t)$ к реальному процессу, протекающему в системе с синтезированными параметрами, коэффициент затухания ρ_1 координатных функций целесообразно выбрать в виде

$$\rho_1 = \alpha.$$

Остальные коэффициенты затухания ряда ρ_{m-1} следует выбрать в виде геометрической прогрессии (со знаменателем прогрессии $r = 2$), то есть

$$\rho_q = \rho_1 r^{q-1} = \rho_1 2^{q-1}, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m,$$

что обеспечивает меньшее время затухания каждой из $m-1$ экспонент по сравнению со временем затухания первой координатной функции.

Аппроксимация нелинейных характеристик.

Если при решении задачи синтеза САУ обобщенным методом Галеркина используется кусочно-линейная аппроксимация нелинейных характеристик, то алгоритм программного комплекса, реализующего данный подход имеет в своем составе модуль, определяющий точки переключения нелинейной характеристики для процесса заданного вида на ее входе. В ходе работы данного модуля формируется массив данных о значениях моментов переключения (переход с одного линейного участка на другой) для любой типовой кусочно-линейной характеристики. Причем, значения моментов переключения можно определить с точностью до половины величины приращения координаты времени, то есть наибольшее значение погрешности будет составлять $\delta = \frac{\Delta t}{2}$.

Погрешность в определении моментов переключения нелинейных характеристик [1, 9], особенно, если число переключений велико, приводит к снижению точности в вычислении интеграла B_{qi} , а, следовательно, и результатов, получаемых при синтезе параметров регулятора САУ.

Несомненное достоинство аналитической аппроксимации нелинейных характеристик, которую целесообразно использовать для различных электромеханических и электроэнергетических устройств (асинхронные и синхронные электрические машины (при асинхронном пуске), учет магнитных характеристик и т.д.), состоит в том, что для подобных нелинейных характеристик и монотонных процессах на их входах точки переключения будут отсутствовать. Это не только повысит точность определения значений варьируемых параметров, но и ускорит работу программного комплекса.

Широко используемая в электротехнике аналитическая, в частности полиномиальная аппроксимация, статических экспериментально полученных характеристик элементов и устройств, в теории автоматического управления не нашла такого широкого применения. Это обстоятельство связано с несколькими обстоятельствами: первое из которых связано с тем, что для синтеза нелинейных САУ был разработан метод гармонического баланса (гармонической линеаризации), дающий возможность рассматривать нелинейные САУ в виде гармонически линеаризованных. Несмотря на очевидные, достаточно приближенные допущения, связанные, прежде всего с тем, что эквивалентное прохождение первой гармоники разложения сигнала произвольной формы в ряд Фурье далеко в не полной мере дает возможность учитывать влияние нелинейных характеристик на динамические свойства САУ в целом, данный подход был вполне пригоден для инженерных расчетов. Совершенно очевидно, что широкое применение метода гармонического баланса для нелинейных САУ, связано, прежде всего с тем, что данный подход позволяет получать практический для инженерных расчетов результат, с использованием которого были реализованы проекты, связанные с построением систем автоматического управления различной степени сложности. Кроме того, в отсутствии достаточных по вычислительной мощности средств

вычислительной техники, требовалась реализация, соответствующих уровню научно-технического прогресса (в определенной степени опережающего теоретическую базу) технических задач.

Таким образом, решение любой задачи, связанной с синтезом и исследованием динамических свойств нелинейной САУ связано с необходимым и достаточным временем для решения поставленной задачи (которое всегда ограничено).

Как было отмечено выше, аналитическая аппроксимация экспериментальных нелинейных статических характеристик широко применяется в электротехнике, поэтому распространение данного подхода к системам автоматического управления представляется целесообразным.

В этом случае статическая характеристика нелинейного звена представляется в виде конечной комбинации аналитических функций, например вида

$$F[x(t)] = \sum_{g=0}^l z_g (x(t))^g, \quad g = 0, 1, \mathbf{K}, l,$$

где z_g – вещественные постоянные коэффициенты значения которых определяются, например, как показано в [10].

Определение интегралов Галеркина. Алгебраизация решения задачи синтеза САУ обобщенным методом Галеркина достигается тем, что в функционале

$$J = \sum_{q=1}^m \left\{ \int_0^{\infty} \psi(c_k, t) j_q(t) dt \right\}^2, \quad \min_{c_k} J \rightarrow 0,$$

который построен на основе уравнения

$$\sum_{i=0}^n a_i(c_k) A_{qi} + \sum_{i=0}^u b_i(c_k) B_{qi} - \sum_{i=0}^v e_i(c_k) C_{qi} = 0,$$

$$q = 1, 2, \mathbf{K}, m,$$

используются рекуррентные аналитические соотношения

$$A_{qi} = \int_0^{\infty} D^i \{x^0(t)\} e^{-p_q t} dt, \quad i = 0, 1, \mathbf{K}, n,$$

$$B_{qi} = \int_0^{\infty} D^i \{F[x^0(t)]\} e^{-p_q t} dt, \quad i = 0, 1, \mathbf{K}, u,$$

$$C_{qi} = \int_0^{\infty} D^i \{f(t)\} e^{-p_q t} dt, \quad i = 0, 1, \mathbf{K}, v.$$

определяющие интегралы Галеркина.

Соотношение C_{qi} для различных видов внешних входных воздействий были определены ранее [1, 2] и для внешнего скачкообразного входного воздействия имеет вид

$$C_{qi} = \int_0^{\infty} D^i \{H1(t)\} e^{-\rho q t} dt = C_q \rho_q^{i-1}, \quad i = 1, 2, \mathbf{K}, v, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m,$$

где $C_q = H$

Интеграл A_{qi} в [1, 2] был получен для колебательного затухающего процесса, от которого легко перейти к желаемому программному движению вида (1)

$$A_{qi} = \int_0^{\infty} D^i \{ (x_y + H^* e^{-\alpha t}) l(t) \} e^{-\rho q t} dt = A_q \rho_q^{i-1}, \quad i = 1, 2, \mathbf{K}, n,$$

где

$$A_q = x_y + \frac{H^* \rho_q}{\alpha + \rho_q}, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m.$$

Таким образом, для решения задачи синтеза САУ с аналитической аппроксимацией нелинейной характеристики требуется вычислить интеграл

$$B_{qi} = \int_0^{\infty} D^i \{ F[x^0(t)] \} e^{-\rho q t} dt = \int_0^{\infty} D^i \left\{ \sum_{g=0}^l z_g (x^0(t))^g l(t) \right\} e^{-\rho q t} dt, \quad i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad (2)$$

который по виду соответствует аналитическому представлению эквивалентных преобразований нелинейных характеристик, приведенному в [2], применительно к кусочно-линейным элементам

$$F[x^0(t)] = \sum_{g=1}^l F_g[x^0(t)],$$

где $F_g[x^0(t)]$ – типовые кусочно-линейные элементы алгебраическая сумма характеристик которых дает возможность синтезировать обобщенным методом Галеркина кусочно-линейные САУ с характеристиками отличными от типовых.

Таким образом, соотношение

$$F[x^0(t)] = \sum_{g=0}^l z_g (x^0(t))^g, \quad g = 0, 1, \mathbf{K}, l, \quad (3)$$

представляет собой распространение принципа эквивалентных преобразований на нелинейные характеристики при

их аналитической аппроксимации, что существенно упрощает вычисления интегралы (2).

Для вычисления интеграла (2) необходимо определять обобщенную производную i -го порядка от непрерывной функции $x^0(t)$. Обобщенная производная i -го порядка от данной функции определяется следующим выражением

$$D^i \{F[x(t)]1(t)\} = F[x(t)]^{(i)} 1(t)1(t) + F[x(0)]^{(i-1)} \delta(t) + \mathbf{K} + F[x(0)] \delta^{(i-1)}(t),$$

а также использовать фильтрующее свойство δ -функции, существующей в момент времени $t = 0$

$$\int_0^{\infty} f(t) \delta^{(k)}(t) dt = (-1)^k f^{(k)}(0), \quad k = 0, 1, \mathbf{K}$$

В результате проведенных вычислений для процесса

$$x^0(t) = x_0 e^{-\alpha t} 1(t),$$

соответствующего записи уравнения движения системы относительно сигнала ошибки, действующего на входе нелинейного элемента, получаем следующее

$$B_{qi} = \int_0^{\infty} D^i \left\{ \sum_{g=0}^l z_g \left[x_0 e^{-\alpha t} \right]^g 1(t) \right\} e^{-\rho q t} dt = B_{qg} \rho_q^{i-1}, \quad (4)$$

$$i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m, \quad g = 1, 2, \mathbf{K}, l,$$

$$\text{где } B_{qg} = \sum_{g=0}^l \frac{z_g \cdot x_0^g \cdot \rho_q}{g \cdot \alpha + \rho_q}, \quad g = 1, 2, \mathbf{K}, l,$$

Сложнее обстоит дело с вычислением интеграла Галеркина случае, если на входе нелинейного элемента будет процесс

$$x^0(t) = x_y (1 - e^{-\alpha t}) 1(t). \quad (5)$$

Тогда интеграл будет иметь вид

$$\begin{aligned} B_{qi} &= \int_0^{\infty} D^i \left\{ \sum_{g=0}^l z_g \left[x_y (1 - e^{-\alpha t}) \right]^g 1(t) \right\} e^{-\rho q t} dt = \\ &= \int_0^{\infty} D^i \{z_0 1(t)\} e^{-\rho q t} dt + \sum_{g=1}^l z_g \int_0^{\infty} D^i \left\{ \left[x_y (1 - e^{-\alpha t}) \right]^g 1(t) \right\} e^{-\rho q t} dt, \end{aligned} \quad (6)$$

$$i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m, \quad g = 1, 2, \mathbf{K}, l.$$

Первый интеграл суммы (4) аналогичен C_{qi} и равен

$$\int_0^{\infty} D^i \{z_0 1(t)\} e^{-\rho q t} dt = z_0 \rho_q^{i-1}, \quad i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m. \quad (7)$$

Рассмотрим вычисление второго интеграла суммы (4) для различных значений g . При $g = 1$

$$z_1 \int_0^{\infty} D^i \left\{ \left[x_y (1 - e^{-\alpha t}) \right] \right\}^{-\rho_q t} dt = z_1 \cdot \left[\frac{x_y \cdot \alpha}{(\alpha + \rho_q)} \right] \cdot \rho_q^{i-1},$$

$$i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m.$$

При $g = 2$

$$z_2 \int_0^{\infty} D^i \left\{ \left[x_y (1 - e^{-\alpha t}) \right]^2 \right\}^{-\rho_q t} dt = z_2 \cdot \left[\frac{2 \cdot x_y^2 \cdot \alpha^2}{(\alpha + \rho_q)(2\alpha + \rho_q)} \right] \cdot \rho_q^{i-1},$$

$$i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m.$$

При $g = 3$

$$z_3 \int_0^{\infty} D^i \left\{ \left[x_y (1 - e^{-\alpha t}) \right]^3 \right\}^{-\rho_q t} dt = z_3 \cdot \left[\frac{6 \cdot x_y^3 \cdot \alpha^3}{(\alpha + \rho_q)(2\alpha + \rho_q)(3\alpha + \rho_q)} \right] \cdot \rho_q^{i-1},$$

$$i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m.$$

При $g = 4$

$$z_4 \int_0^{\infty} D^i \left\{ \left[x_y (1 - e^{-\alpha t}) \right]^4 \right\}^{-\rho_q t} dt = z_4 \cdot \left[\frac{24 \cdot x_y^4 \cdot \alpha^4}{(\alpha + \rho_q)(2\alpha + \rho_q)(3\alpha + \rho_q)(4\alpha + \rho_q)} \right] \cdot \rho_q^{i-1},$$

$$i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m.$$

Обобщая соотношения, приведенные выше, с учетом (7) получаем рекуррентное выражение, определяющее интеграл Галеркина для нелинейной характеристики вида (3) при сигнале на входе нелинейности (5)

$$B_{qi} = \int_0^{\infty} D^i \left\{ z_0 1(t) + \sum_{g=1}^l z_g \left[x_y (1 - e^{-\alpha t}) \right]^g 1(t) \right\}^{-\rho_q t} dt = B_{qg} \rho_q^{i-1}, \quad (8)$$

$$i = 0, 1, \mathbf{K}, u, \quad q = 1, 2, \mathbf{K}, m, \quad g = 1, 2, \mathbf{K}, l,$$

где

$$B_{qg} = z_0 + \sum_{g=1}^l \frac{z_g \cdot (x_y \alpha)^g \cdot g!}{\prod_{k=1}^g (g \cdot \alpha + \rho_q)}$$

Таким образом, полученные рекуррентные соотношения (4), (8), дают возможность полностью алгебраизировать решение

задачи синтеза параметров регуляторов нелинейных непрерывных САУ, динамика которых описывается дифференциальными уравнениями произвольно высокого порядка и содержащих нелинейные элементы, характеристика которых целесообразно аппроксимировать аналитически.

Заключение. В ходе решения поставленной задачи обобщенный метод Галеркина был распространен на решение задачи синтеза непрерывных многосвязных систем автоматического управления при аналитической аппроксимации нелинейных характеристик. Показаны преимущества аналитической аппроксимации перед кусочно-линейной при использовании в качестве математического аппарата синтеза параметров регулятора обобщенного метода Галеркина. Получены рекуррентные выражения вида «вход-выход» для аналитической аппроксимации нелинейностей при монотонных процессах на их входах.

Список литературы.

1. Никитин А.В., Шишлаков В.Ф. Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления: Монография/ Под. Ред. В.Ф.Шишлакова, СПбГУАП. СПб, 2003. 358с.
2. Шишлаков В.Ф. Синтез нелинейных САУ с различными видами модуляции: Монография/ СПбГУАП, СПб., 1999., 268с.
3. Никитин А.В., Шишлаков В.Ф. Параметрический синтез системы автоматического управления торможением колес транспортного средства // Изв. Вузов сер. Приборостроение. 2004. №5. С.24-29.
4. Шишлаков В.Ф., Шишлаков Д.В. Параметрический синтез многосвязных систем автоматического управления обобщенным методом Галеркина // Информационно-управляющие системы. 2006. №3. С.51-62.
5. Шишлаков В.Ф., Шишлаков Д.В. Параметрический синтез многосвязных систем автоматического управления во временной области //изв. Вузов сер. Проблемы энергетики. 2006. №12. С.49-54.

6. Цветков С.А., Шишлаков В.Ф., Шишлаков Д.В. Синтез многосвязных систем автоматического управления во временной области // изв. Вузов сер. Приборостроение. 2007. №12. С.13-17.
7. Анализ и оптимальный синтез на ЭВМ систем управления / Под ред. А.А. Воронова и И.А. Огурка. М.: Наука. 1984. 340 с.
8. Алгоритмы динамического синтеза нелинейных автоматических систем / Под ред. А.А. Воронова и И.А. Огурка. СПб.: Энергоатомиздат. 1992. 334 с.
9. Никитин А.В., Шишлаков В.Ф. Параметрический синтез нелинейных САУ // Алгоритмы и программы: Информационно-библиотечный фонд РФ. Рег.№502000000015. 10с.
10. Львовский Е.Н. Статистические методы построения эмпирических формул: учебное пособие для втузов. -2-е изд. перераб. и доп. М: Высшая школа. 1988. 239с.

СЕКЦИЯ 3

Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ УСТАНОВОК ОХЛАЖДЕНИЯ ГАЗА С ИСТОЧНИКАМИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Артюхов И.И., Бочкарева И.И., Молот С.В.

*Саратовский государственный технический университет
имени Гагарина Ю.А.*

Рассматриваются технические решения, которые направлены на обеспечение электромагнитной совместимости преобразователей частоты с источниками электропитания в системах охлаждения газа с частотным регулированием производительности вентиляторов

Ключевые слова: частотно-регулируемый электропривод, преобразователь частоты, электромагнитная совместимость, качество электрической энергии

В настоящее время происходит интенсивный процесс внедрения преобразователей частоты (ПЧ) в различные технологические схемы. При этом нелинейный и импульсный характер процессов преобразования электроэнергии посредством ключевых элементов приводит к возникновению проблемы негативного влияния устройств силовой электроники на качество электрической энергии в питающей сети. Эта проблема усиливается в тех случаях, когда к одному источнику электропитания подключается группа ПЧ, суммарная мощность которых соизмерима с мощностью указанного источника. Примером является ситуация, обусловленная оснащением установок охлаждения газа (УОГ) частотно-регулируемым электроприводом вентиляторов [1]. Опыт проведения этих работ показал необходимость решения задач по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС) частотно-регулируемых электроприводов с источниками электропитания. При определенном количестве одновременно работающих УОГ с

частотно-регулируемым электроприводом вентиляторов происходит существенное искажение формы кривой питающего напряжения.

В состав УОГ входит от 24 до 32 электродвигателей мощностью 37 кВт каждый, поэтому суммарная мощность, потребляемая установкой от источников электроснабжения, может превышать 1 МВт. В соответствии с требованиями нормативных документов по категории электроснабжения УОГ схема управления электродвигателями должна быть реализована в виде двух симметричных секций, каждая из которых подключается к вторичной обмотке соответствующего понизительного трансформатора 6(10)/0,4 кВ комплектно-трансформаторной подстанции (КТП). При этом обе секции должны иметь возможность получать электроэнергию от одного из трансформаторов КТП. Схема одной секции шин представлена на рис. 1.

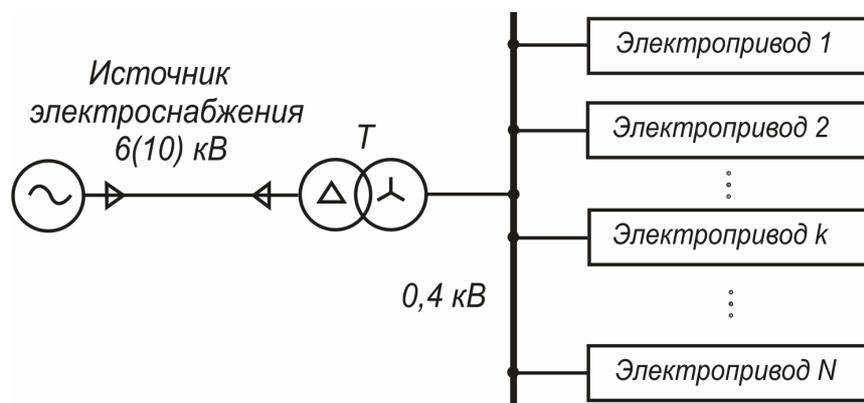


Рисунок 1. Схема одной секции КТП для электроснабжения УОГ с частотно-регулируемым электроприводом вентиляторов

Для обеспечения заданного значения показателей качества электроэнергии (ПКЭ) на шинах потребителей, определенных стандартом [2], необходимо, прежде всего, ограничивать уровень высших гармоник (ВГ), эмитируемых в сеть ПЧ.

Современные ПЧ для частотно-регулируемого электропривода строят, в основном, по схеме: неуправляемый выпрямитель – сглаживающий фильтр – автономный инвертор напряжения на IGBT модулях. Поэтому гармонический состав

тока, потребляемого ПЧ из питающей сети при заданных ее параметрах, зависит от схемы и параметров сглаживающего фильтра на выходе выпрямителя, а также фазности последнего и алгоритмов управления его силовыми ключами. Так как выпрямители чаще всего выполняют по трехфазной мостовой схеме, то входной ток ПЧ представляет собой сумму нечетных гармоник, за исключением кратных трем. При этом наиболее интенсивными являются гармоники с номерами 5 и 7. Необходимо отметить, что современная идеология построения ПЧ ориентирована на применение емкостных фильтров, из-за чего коэффициенты гармоник тока, потребляемого такими преобразователями существенно больше, чем в случае применения индуктивных или индуктивно-емкостных фильтров. Однако установка сглаживающих дросселей, работающих с подмагничиванием, существенно ухудшает массогабаритные показатели ПЧ и вносит большую инерционность в процесс управления электродвигателями. Даже при очень большой величине индуктивности сглаживающих дросселей коэффициент искажения потребляемого тока превышает 30 %.

Одно из направлений решения проблемы ЭМС предполагает применение таких технических решений, которые обеспечивают снижение уровня высших гармоник, генерируемых электроприводами на стороне 0,4 кВ. При этом возможны следующие варианты:

- подключение электроприводов к шинам 0,4 кВ через фильтры, в простейшем случае через сетевые дроссели;
- выполнение выпрямителей ПЧ на полностью управляемых ключах;
- оснащение выпрямителей ПЧ устройствами коррекции коэффициента мощности;
- установка на шинах 0,4 кВ КТП частотно-регулируемых УОГ активных фильтров гармоник.

Второе направление предусматривает применение технических решений, которые снижают уровень высших гармоник, генерируемых ПЧ в сеть 6 (10) кВ, либо компенсацию этих гармоник на шинах 6 (10) кВ за счет установки фильтрокомпенсирующих устройств.

С практической точки зрения может оказаться целесообразным следующее решение задачи обеспечения требуемого качества электроэнергии в питающей сети [3]. Предлагается каждый трансформатор КТП выполнить с двумя вторичными обмотками, одна из которых соединяется по схеме «звезда», другая – по схеме «треугольник». В результате происходит разделение каждой секции шин 0,4 кВ на две подсекции, к каждой из которых подключается половина частотно-регулируемых электроприводов секции (рис. 2). В частности, при общем количестве электроприводов УОГ, равном 24, к одной обмотке трансформатора будет подключено 6 электроприводов.

Так как напряжения вторичных обмоток трансформатора смещены по фазе относительно друг друга на угол, равный $\pi/6$, то при равенстве токов вторичных обмоток будет происходить компенсация 5-й и 7-й гармоник магнитного потока. В результате в токе первичной обмотки трансформатора указанные гармоники также будут скомпенсированы.

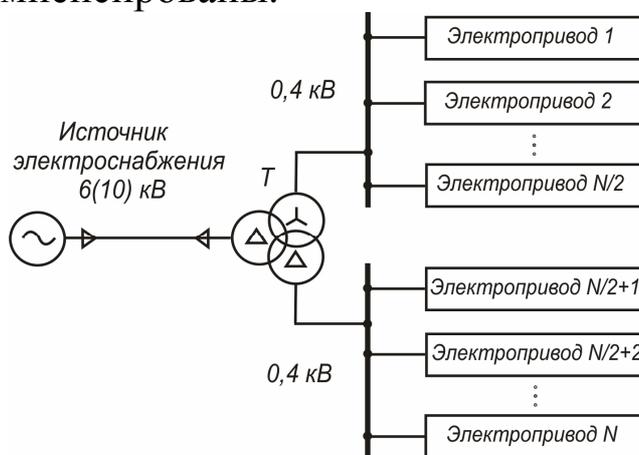


Рисунок 2. Схема разделенной секции КТП для электроснабжения УОГ с частотно-регулируемым электроприводом вентиляторов

Для исследования ЭМС частотно-регулируемого электроприводов УОГ с источниками электропитания разработана модель в среде MATLAB с пакетом расширения Simulink. Некоторые результаты моделирования представлены на рис 3. Кривая тока источника электроснабжения (рис. 3,а) получена для случая, когда 12 единиц ПЧ подключены к одной секции шин по схеме рис. 1. Коэффициент искажения этой кривой превышает 26 %. Если применить схему рис. 2 и к каждой подсекции шин подключить по 6 единиц ПЧ, то кривая тока существенно

улучшается (рис. 3,б). Коэффициент искажения синусоидальности кривой тока составляет 11 %.

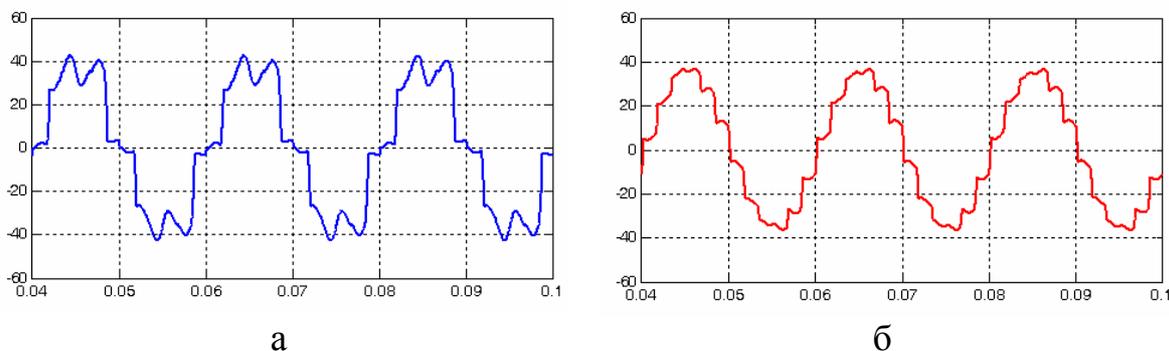


Рисунок 3. Виртуальные осциллограммы тока источника электропитания: по оси абсцисс – время в секундах; по оси ординат – ток в амперах

Результаты расчета ПКЭ показали, что при построении КТП по схеме рис. 1 коэффициент искажения синусоидальности напряжения превышает нормально допустимое значение 5 % для сетей напряжением 10 кВ, если частотно-регулируемым электроприводом оснащены шесть УОГ (при питании от трансформатора энергоснабжающей организации мощностью 10000 кВА) и две УОГ (при питании от электростанции типа ПАЭС-2500).

Переход к схеме рис. 2 позволяет радикальным образом изменить в лучшую сторону ситуацию с качеством электроэнергии на шинах 10 кВ. Если питание КТП осуществляется от трансформаторов энергоснабжающей организации, то частотно-регулируемым электроприводом может быть оснащено более десяти УОГ без нарушения заданных требований к качеству электроэнергии. При питании от электростанции ПАЭС-2500 коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения на шинах 10 кВ превышает нормально допустимое значение 5 % при подключении четырех и более КТП.

Естественно, что в условиях эксплуатации УОГ сложно обеспечить равенство токов вторичных обмоток трансформатора в схеме рис. 2. Во-первых, из-за технологического разброса параметров при изготовлении электродвигателей будет различие между токами, которые потребляют ПЧ. Во-вторых, возможна

ситуация, когда один из электродвигателей УОГ или ПЧ выводится в ремонт, то количество потребителей на подсекциях становится различным. В результате не будут выполняться условия компенсации 5-й и 7-й гармоник в магнитном потоке трансформатора, что приведет к ухудшению качества напряжения в питающей сети.

На рис. 4 показаны результаты моделирования КТП УОГ по схеме рис. 2 в предположении, что к одной подсекции шин подключены 6 частотно-регулируемых электроприводов, количество электроприводов на другой подсекции отличается на некоторое наперед заданное количество.

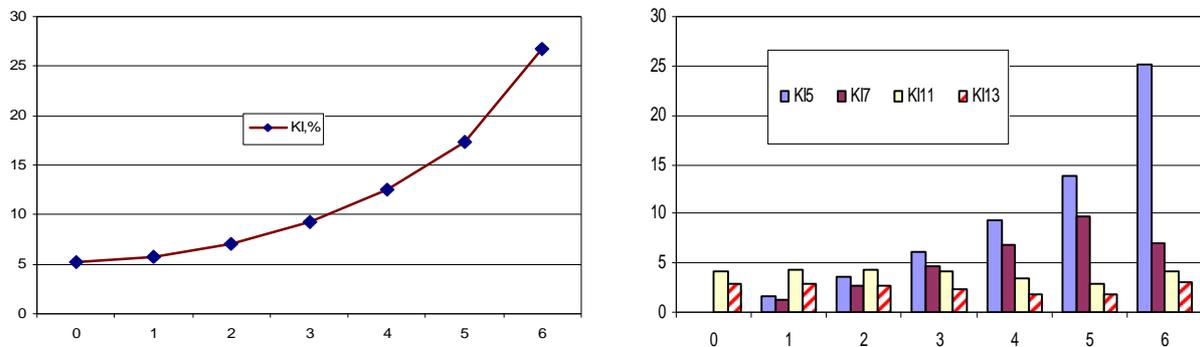


Рисунок 4. Зависимость коэффициента искажения синусоидальности кривой входного тока КТП УОГ и коэффициентов гармоник тока с номерами 5, 7, 11 и 13 от количества отключенных от подсекции электроприводов

Из графиков видно, что с увеличением числа отключенных электроприводов коэффициент искажения синусоидальности кривой входного тока КТП возрастает от 5,16 до 26,8 %. При этом наибольший вклад в искажение тока вносит 5-я гармоника, которая достигает 25,22 % при отключении всех шести электроприводов от одной подсекции.

График коэффициента 7-й гармоники тока имеет максимум 9,65 %, когда не работает пять электроприводов. Коэффициенты 11-й и 13-й гармоник тока изменяются незначительно в диапазоне 2,91 – 4,31 % и 1,71 – 3,0 % соответственно.

Компенсация 5-й и 7-й гармоник во входном токе КТП по схеме рис. 2 при несимметричной нагрузке секций может быть осуществлена за счет применения объединенного звена постоянного тока на основе двенадцатипульсного выпрямителя.

Библиографический список

1. Аршакян И.И. Опыт создания и эксплуатации системы стабилизации температуры газа с частотно-регулируемым электроприводом вентиляторов аппаратов воздушного охлаждения газа / И.И. Аршакян, А.А. Тримбач, И.И. Артюхов // Проблемы электроэнергетики: сб. науч. тр. Саратов: СГТУ, 2008. С. 55 – 64.

2. ГОСТ Р 54149-2010. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Стандартинформ, 2012. 20 с.

3. Артюхов И.И. Качество электроэнергии в системе электроснабжения газотурбинной компрессорной станции в условиях оснащения установок охлаждения газа частотно-регулируемым электроприводом вентиляторов / И.И. Артюхов, И.И. Бочкарева, А.А. Тримбач // Вестник Саратовского государственного технического университета. 2011. № 4 (60). Вып. 2. С. 165 – 170.

E-mail: ivart54@mail.ru

тел. (8452)-998764

УДК 681.51

РЕГУЛИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБЪЕКТА

К.Г. Венгер*, С.Ф. Киселев, А.А. Линков**,**

Л.П. Мышляев, Д.Г. Демченко****

** ООО «Стройсервис», г. Кемерово*

*** Сибирский государственный индустриальный университет,
г. Новокузнецк*

При автоматизации управления технологическими процессами в промышленности применение «сосредоточенных» регуляторов для управления распределенными объектами в ряде случаев не обеспечивает эффективное решение задачи регулирования. Требуется учитывать пространственную

распределенность объекта управления, когда управляемые процессы «разворачиваются» не только во времени, но и в пространстве. Такого рода объекты и задачи управления широко распространены в горной и металлургической промышленности, в теплоэнергетике – управление процессом проветривания подземных выработок, управление тепловым режимом доменной печи, управление тепловой нагрузкой котельной и пр.

Один из вариантов общего представления такого рода объектов – распределенный объект с одним управляемым выходным воздействием и несколькими входными управляющими воздействиями, приложенными в фиксированных точках ко входам каналов управления с существенно различающейся динамикой преобразования изменения управляющих воздействий в изменения управляемой выходной переменной. Структурная схема рассматриваемого объекта изображена на рисунке 1.

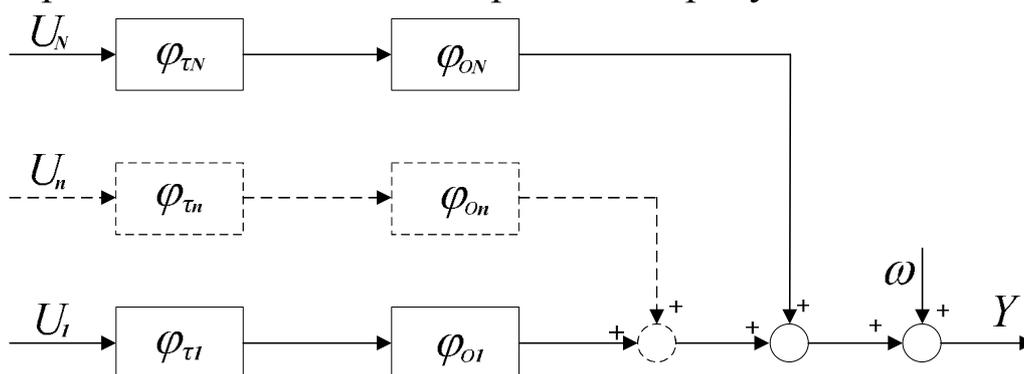


Рисунок 1. Структурная схема распределенного объекта с несколькими управляющими входными воздействиями

Здесь приняты следующие условные обозначения: $n = 1, 2, \dots, N$ – порядковый номер канала управления и соответствующего управляющего входного воздействия U_n ; Y – управляемая выходная переменная; w – приведенное к выходу объекта управления эквивалентное неконтролируемое возмущающее воздействие, соответствующее совокупному влиянию на выходное воздействие объекта всех его неконтролируемых внешних воздействий; $j_{\tau n}$ – оператор запаздывания в n -ом канале управления; j_{on} – оператор динамического преобразования без запаздывания управляющего воздействия в n -ом канале управления.

Задача управления заключается в поддержании заданного значения регулируемого выходного воздействия объекта посредством взаимосвязанных управляющих воздействий по « n » каналам управления с существенно различающейся динамикой.

Величина t_n транспортного запаздывания в канале управления тем выше, чем выше принятый порядковый номер « n » этого канала, что позволяет регулирующими воздействиями по первому каналу компенсировать более высокочастотные составляющие возмущающих воздействий, чем по второму и последующим каналам. Однако диапазон возможных значений управляющих воздействий U_1 по первому каналу, ограничен, что часто сужает возможности компенсации возмущений (сокращает ресурс регулирования) только посредством U_1 . Для восстановления ресурса регулирования по первому каналу, необходимы изменения управляющих воздействий U_n , остальных каналов, согласованные с изменениями U_1 и обеспечивающие частичную компенсацию низкочастотных составляющих возмущающих воздействий и смещение в рабочую область диапазона необходимых изменений U_1 . При этом, чем больше величина t_n , тем ниже частоты компенсируемых изменениями U_n возмущений.

Системой автоматического регулирования рассмотренного распределенного объекта управления реализуется алгоритм, укрупненная структура которого изображена на рисунке 2.

В основе этого алгоритма лежит схема пересчетного натурно-математического моделирования с использованием операторов $j_{t_n}^M$, j_{on}^M моделей каналов управления для расчета эквивалентного управляющего $U_n^{экв}(t-t_n)$ воздействия для каждого n -ого канала управления, влияние которого на выходную переменную соответствует суммарному эффекту фактических управлений по всем каналам. С использованием $U_n^{экв}(t-t_n)$ осуществляется запаздывающее косвенное (расчетное) оценивание эквивалентного неконтролируемого возмущения, представляемого в виде изменений $U_n^{ид}(t-t_n)$ идеального управляющего входного воздействия любого из каналов управления, необходимых для его компенсации. Далее выполняется экстраполяция траектории

идеального эквивалентного управляющего воздействия $U_n^{\vartheta}(t) U_n^{\vartheta}$ для $n = 1, 2, \dots, N$, каждая из точек которой формируется с выделением и экстраполяцией частотных составляющих $U_n^{id}(t - t_n)$ сообразно величине запаздывания t_n . Входное управляющее воздействие $U_n^*(t)$ на исполнительное устройство каждого n -го канала управления формируется путем коррекции $U_n^{\vartheta}(t)$ на суммарную величину изменений управляющих воздействий по каналам управления с большим запаздыванием с учетом различий операторов j_{on}^M динамического преобразования без запаздывания управляющего воздействия в каналах управления и настраиваемых весовых коэффициентов A_n .

Таким образом, путем одновременного изменения управляющих входных воздействий всех каналов управления обеспечивается реализация в текущий момент времени экстраполированной траектории эквивалентного управляющего воздействия распределенного объекта управления. При этом низкочастотные составляющие приведенного неконтролируемого возмущения компенсируются управляющими воздействиями по каналам управления с более высоким транспортным запаздыванием. На долю управлений по первому каналу остается компенсация отклонений приведенного неконтролируемого возмущения от низкочастотных составляющих, компенсируемых изменениями управляющих воздействий по остальным каналам управления.

В результате в предлагаемой системе достижимая точность регулирования при компенсации приведенного неконтролируемого возмущения ωW определяется свойствами этого возмущения и величиной запаздывания t_1 в первом канале управления. В то же время, благодаря компенсации низкочастотных составляющих приведенного неконтролируемого возмущения управляющими воздействиями по второму каналу управления, система всегда располагает ресурсом управления по первому каналу, необходимым для компенсации более высокочастотных составляющих приведенного неконтролируемого возмущения.



Рисунок 2. Укрупненная структура алгоритма регулирования
распределенного объекта

УДК 681.51

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ УПРАВЛЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫМИ КОМПЛЕКСАМИ

В.В. Грачев, М.В. Шипунов

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Традиционно системы автоматизации управления (САУ) промышленными комплексами было принято разделять на автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУТП) и на автоматизированные системы управления предприятием (АСУП) [1, 2]. На АСУТП возлагались функции оперативного управления, на АСУП – стратегического управления промышленным комплексом. Как правило, эти системы были мало интегрированы друг с другом и функционировали во многом автономно. В настоящее время все больше ориентируются на объединение АСУТП и АСУП в единую интегрированную САУ.

При создании прикладного программного обеспечения (ПО) интегрированной САУ промышленным комплексом можно идти двумя путями. Во-первых, создавать прикладное ПО без привлечения специализированных пакетов программ – базового программного обеспечения, обходясь только языками программирования высокого уровня, например на С++. Однако этот путь достаточно трудоемкий и не отвечает многим требованиям, особенно жестким ограничениям на сроки создания системы.

Другой путь разработки прикладного ПО интегрированной САУ промышленным комплексом основан на использовании готовых программных средств – специализированного базового программного обеспечения. При использовании готовых программных средств сроки создания значительно сокращаются, так как нет необходимости в создании ПО «с нуля», привлекая к работе высококвалифицированных разработчиков: аналитиков,

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

программистов и отладчиков. Достаточно лишь правильно сконфигурировать и адаптировать программный продукт под цели и условия конкретного промышленного предприятия. С такой задачей по силам справиться рядовому инженеру отдела автоматизации предприятия.

Одним из примеров готовых программных средств для создания прикладного ПО верхнего уровня САУ промышленным комплексом является такое специализированное базовое ПО как SCADA-система.

SCADA-система – это специализированное базовое программное обеспечение, функционирующее в режиме реального времени и реализующее следующие задачи оперативно-диспетчерского управления [3]:

- сбор производственных данных с удалённых объектов;
- обработка данных;
- хранение данных;
- анализ данных;
- управление удаленными объектами.

В функциональной структуре информационной системы предприятия (рисунок 1) SCADA-система располагается на третьем уровне – на стыке АСУТП и АСУП.



Рисунок 1. Функциональная структура САУ промышленным комплексом

SCADA-системы позволяют решать задачи, связанные с оперативным управлением промышленным комплексом, и часть задач, связанных с долгосрочным управлением.

В зависимости от размера промышленного комплекса, от количества обрабатываемых данных и от задач, возлагаемых на САУ, SCADA-системы могут реализовываться в централизованной и в распределенной архитектуре.

При компактных размерах промышленного комплекса и небольшом объеме обрабатываемых данных (до 500 сигналов), как правило, используют централизованную архитектуру SCADA-системы. В этом случае, все основные модули SCADA-системы устанавливаются на один персональный компьютер – диспетчерскую (операторскую) станцию.

На территориально распределенных промышленных комплексах, при большом объеме обрабатываемых данных (более 1000 сигналов) предпочтительна распределенная архитектура, при которой различными модулями SCADA-системы реализуются станции разного функционального назначения (рисунок 2).

При такой территориально-распределенной архитектуре к станциям SCADA-системы относятся:

- серверы ввода-вывода информации (например, OPC-серверы);
- серверы сбора и обработки производственных данных (SCADA-серверы) и станции визуализации (SCADA-клиенты), взаимодействующие между собой по архитектуре «клиент-сервер»;
- серверы архивных данных и документирования (Historian-серверы) и станции доступа к предыстории (Historian-клиенты);
- серверы сбора, обработки, хранения алармов и событий (Alarm-серверы) и станции доступа к ним (Alarm-клиенты);
- станции наблюдения для руководящего и инженерно-технического персонала (АРМы – автоматизированные рабочие места);
- станции модернизации и развития САУ (инженерные станции).

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

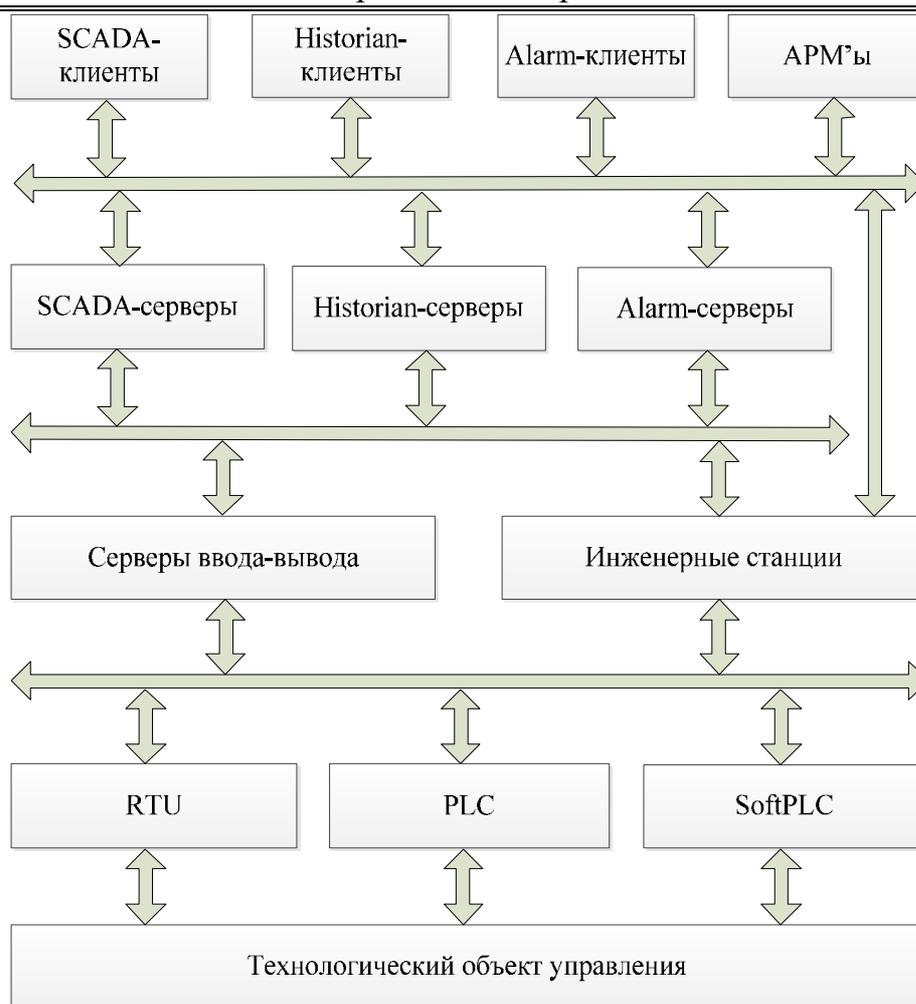


Рисунок 2. Типовая структура обмена информации в САУ территориально распределенным промышленным комплексом

На практике, как правило, на сервера и рабочие станции САУ устанавливаются сразу несколько различных модулей SCADA-системы.

Техническая структура САУ в случае территориально распределенного промышленного комплекса может выглядеть следующим образом (рисунок 3).

Разработка прикладного ПО САУ промышленными комплексами, основанная на использовании готовых программных средств, таких как SCADA-системы, успешно зарекомендовала себя при создании САУ углеобогатительными фабриками и шахтами [4, 5].

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

Примеры мнемосхем технологических комплексов, разработанных с помощью SCADA-систем, представлены на рисунках 4-6.

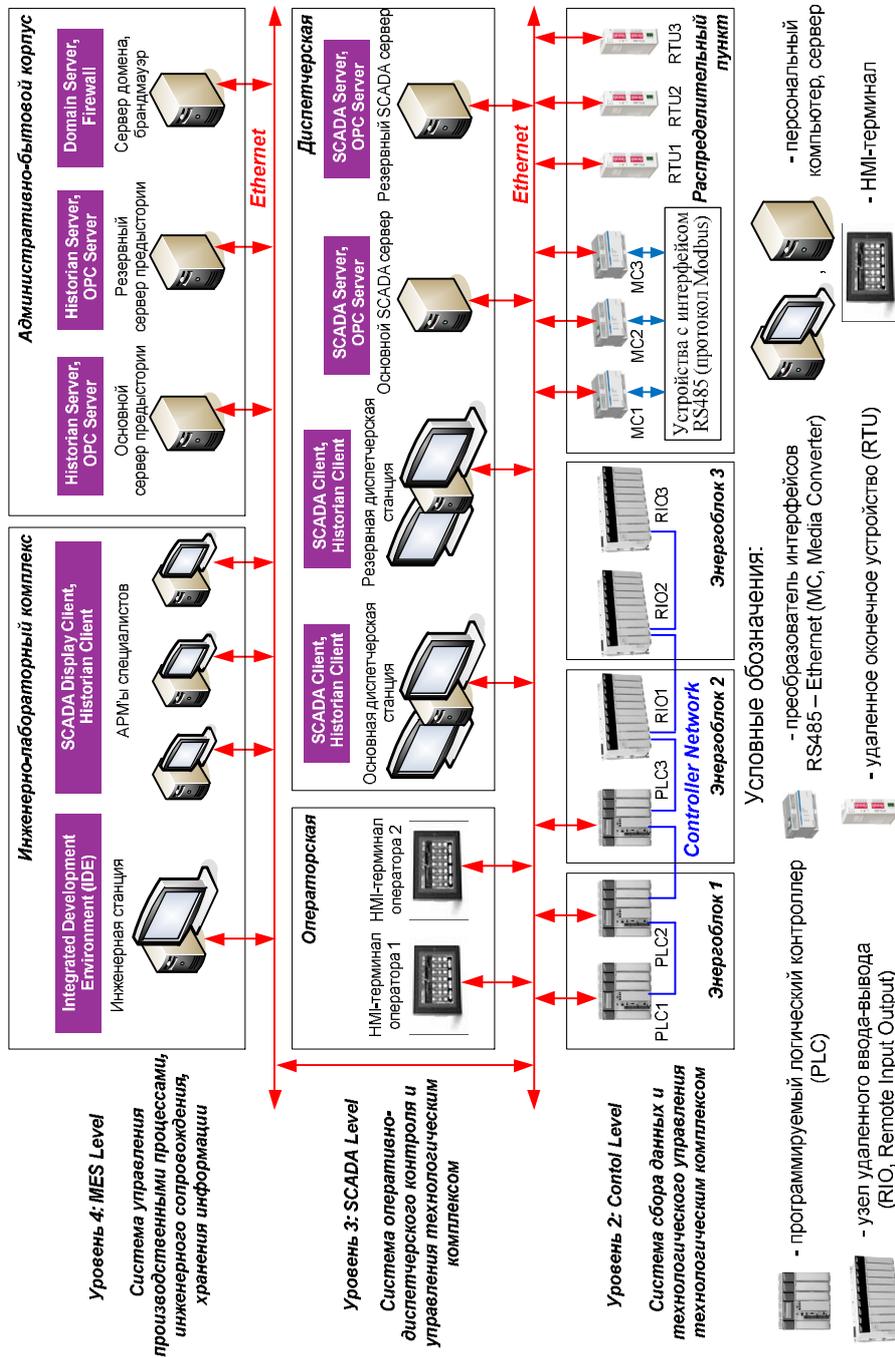


Рисунок 3. Техническая структура САУ территориально распределенным промышленным комплексом

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

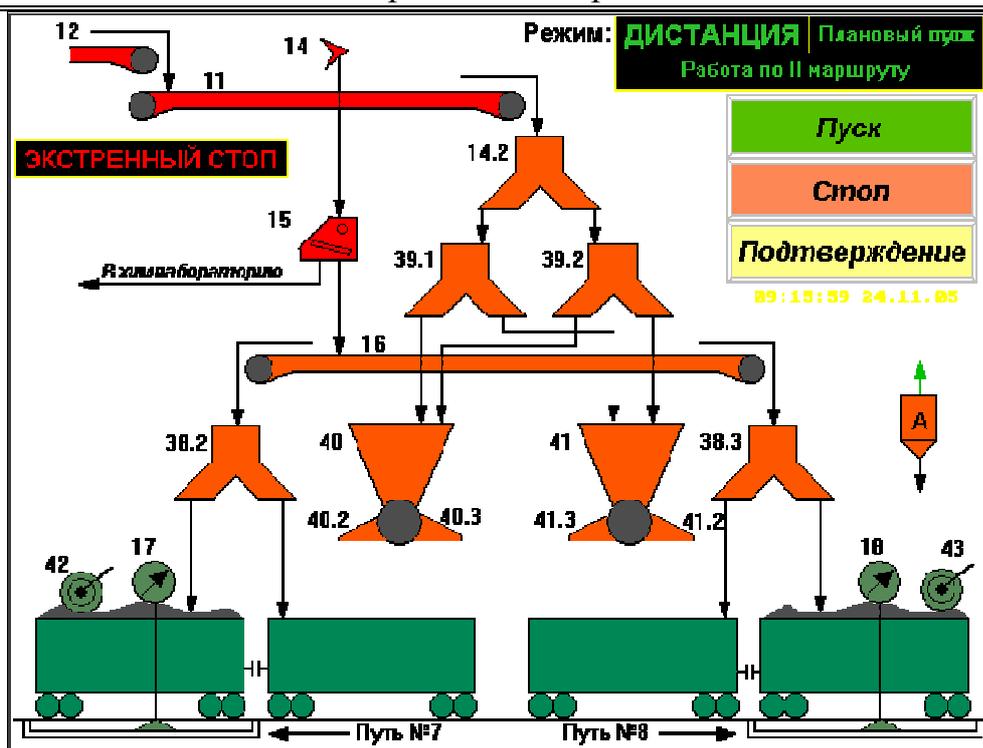


Рисунок 4. Мнемосхема комплекса погрузки углеобогатительной фабрики

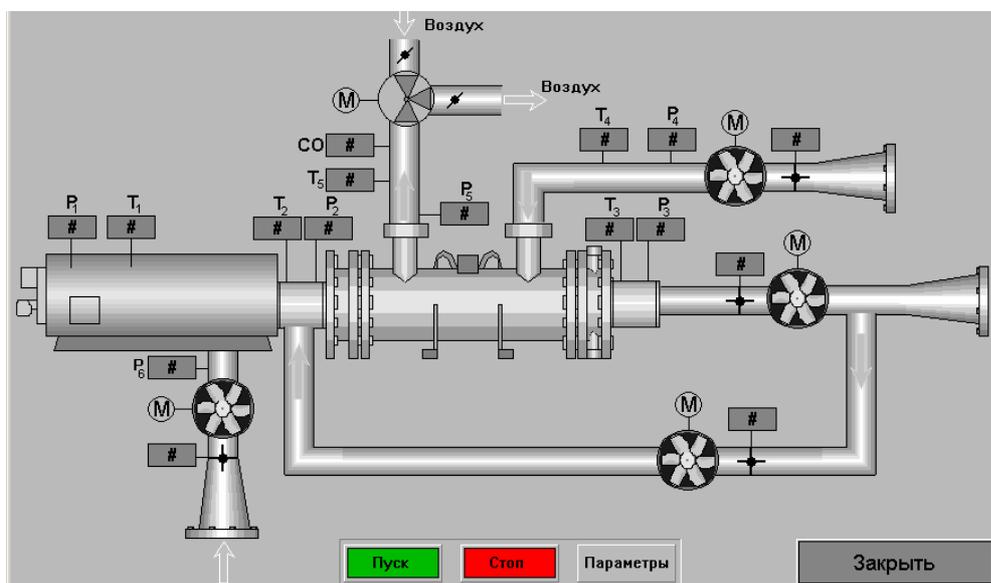


Рисунок 5. Мнемосхема воздухонагревательной установки угольной шахты

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

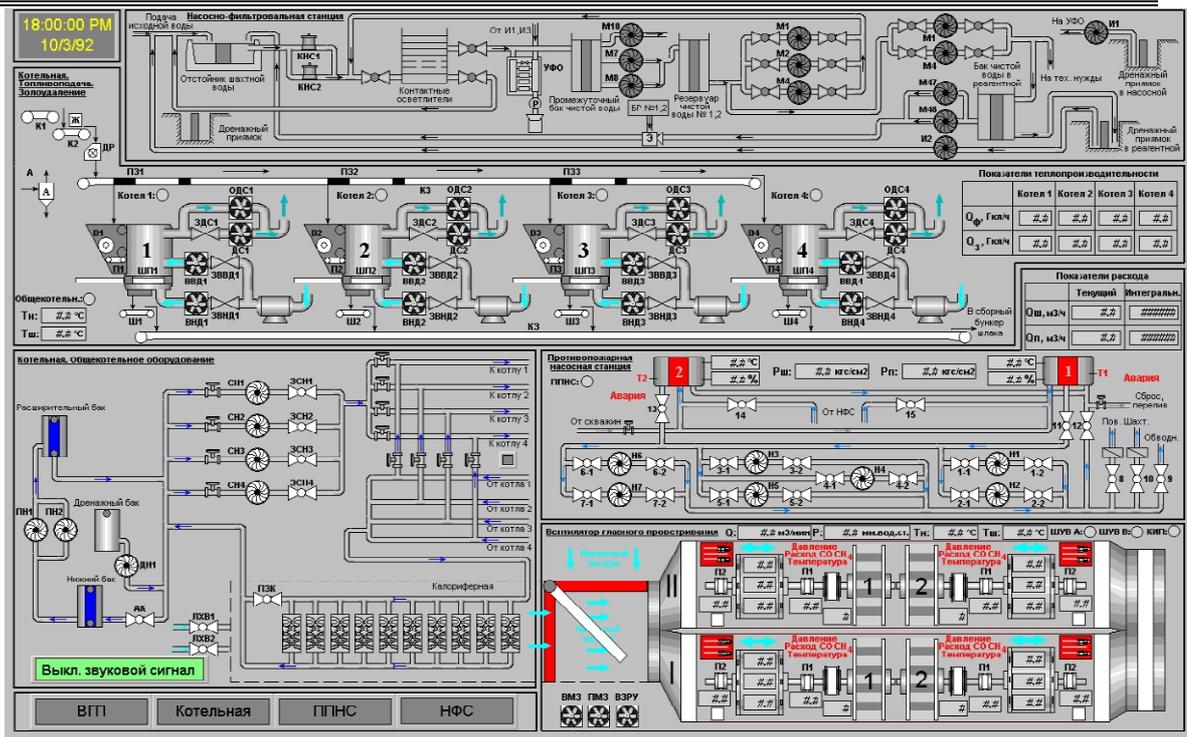


Рисунок 6. Мнемосхема наземного комплекса угольной шахты

Библиографический список

1. Стефани Е.П. Основы построения автоматизированных систем управления технологическими процессами: учеб. пособие для вузов / Е.П. Стефани. – М.: Энергоиздат, 1982. – 352 с.
2. Глишков Г.М. Контроль и автоматизация металлургических процессов / Г.М. Глишков, А.И. Косырев, Е.К. Шевцов. – М.: Металлургия, 1989. – 352 с.
3. SCADA-системы: уч.-метод. пособ. / Сиб. гос. индустр. ун-т; сост.: В.В. Грачев, К.Г. Венгер, М.В. Шипунов. – Новокузнецк: Изд. центр СибГИУ, 2013. – 104 с.
4. Системы автоматизации на основе натурно-модельного подхода: Монография в 3-х томах. Т.2: Системы автоматизации производственного назначения. / Под ред. Л.П. Мышляева. – Наука, 2006. – 483 с., ил.
5. Автоматизация управления углеобогащательными фабриками / Л.П. Мышляев, С.Ф. Киселев, А.А. Ивушкин [и др.]. – Новокузнецк: СибГИУ, 2003. – 304 с.

ПОЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОЭРОЗИОННОСТОЙКИХ ПОКРЫТИЙ МЕТОДОМ ЭВН, ИССЛЕДОВАНИЕ ИХ СВОЙСТВ, СОСТАВА И ФАЗОВОЙ СТРУКТУРЫ.

Е.Н. Гончарова¹, Д.А. Романов², В.Е. Громов², С.Г. Молотков¹

¹*ЦПО НФИ «Кемеровский государственный университет», г.*

Новокузнецк,

²*ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный индустриальный
университет», г. Новокузнецк,*

Для материалов электрических контактов необходимы высокая твердость и тугоплавкость в сочетании с высокими электро- и теплопроводностью, электроэрозионной и коррозионной стойкостью, отсутствием сваривания и мостикообразования. Это обеспечивается сочетанием разнообразных, иногда несовместимых для обычных металлов и сплавов требований, которые определяются характеристиками аппаратуры, способностью надежно и длительно коммутировать электрический ток.

В состав электроконтактных материалов, как правило, входит медь, обладающая высокой электропроводностью, и тугоплавкий компонент с высокой износо- и электроэрозионной стойкостью. Для защиты контактных поверхностей средне- и тяжело нагруженных выключателей и коммутационных аппаратов, перспективно формирование упрочняющих покрытий, так как в этом случае важна электроэрозионная стойкость только поверхности контакта, а не всего объема. Для защиты поверхности от электроэрозионного изнашивания используют композиционные материалы на основе псевдосплавов вольфрама или молибдена и меди, карбидов вольфрама или молибдена и меди, а также сплавов на основе боридов титана и меди. К перспективным методам формирования таких покрытий относится электровзрывное напыление (ЭВН) импульсными многофазными плазменными струями.

Для формирования электроэрозионностойких покрытий методом ЭВН была проведена следующая работа:

1. Разработана методика электровзрывного напыления для формирования на медных контактных поверхностях электроэрозионностойких покрытий систем W-Cu, Mo-Cu, W-C-Cu, Mo-C-Cu и Ti-B-Cu, обладающих микро- и нанокристаллической структурой, низкой пористостью и высокой адгезионно-когезионной связью с основой.

2. На основе экспериментальных данных изучены морфологии поверхности, строения по глубине, структуре и фазовом составе покрытий систем W-Cu, Mo-Cu, W-C-Cu, Mo-C-Cu и Ti-B-Cu, сформированных для повышения электроэрозионной стойкости и износостойкости в условиях сухого трения скольжения медных контактных поверхностей.

3. Создана модель образования зоны смешивания на границе покрытия с основой и между единичными слоями на основе возникновения гидродинамической неустойчивости Кельвина-Гельмгольца.

4. Получены результаты испытаний электровзрывных покрытий в условиях производства, показывающие повышение долговечности электрических контактов различной номенклатуры в несколько раз.

В качестве взрываемого проводника использовали фольги металлов, фольги совместно с навесками порошков, композиционный электрически взрываемый материал (КЭВМ) для нанесения покрытий в виде двухслойной фольги с заключенной в ней навеской порошка.

Покрытия из несмешивающихся компонентов имели композиционную слоистую или наполненную структуры. Покрытия со слоистой структурой наносили в предплавильных режимах ЭВН. Покрытия с наполненной структурой наносили в режимах, которые обеспечивали оплавление поверхности и перемешивание образующегося на поверхности расплава. Низкоинтенсивному режиму ЭВН с использованием фольг соответствует $q = 7,6 \text{ ГВт/м}^2$, высокоинтенсивному – $10,0 \text{ ГВт/м}^2$ (таблица 1).

Исследования структуры покрытий проводили с использованием методов световой и электронной сканирующей

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

микроскопии, рентгеноструктурного анализа и оптической интерферометрии.

Таблица 1 – Параметры ЭВН покрытий с композиционной наполненной структурой

Покрытие	Параметры обработки		Напыляемые материалы		
	q , ГВт/м ²	m , мг	Фольга	Порошок	КЭВМ
из несмешивающихся компонентов W и Cu, Mo и Cu	6,0	150	Mo		
	7,6	250	Cu		
	6,0	150	Mo		
	10,0	250	Cu		
	4,5	5/800	Cu	Mo	
	6,5	175	Cu		
	4,5	5/900	Cu	W	
	8,1	175	Cu		
	4,1	800/800			Mo/Cu
	4,1	800/800			W/Cu
системы TiB ₂ -Cu с использованием порошковых навесок диборида титана	4,1	125/125			TiB ₂ /Cu
систем Mo-C-Cu, W-C-Cu и Ti-B-Cu, формируемых при электровзрывном синтезе	5,5	100/10/110			Mo/C/Cu
	6,5				
	7,6				
	5,5	100/6,5/106,5			W/C/Cu
	6,5				
	7,6				
	5,5	90/41			
	6,5		Ti	B	
7,6					

Примечание. Цветом выделены режимы, обеспечивающие нагрев поверхности до температуры плавления. Через косую указаны напыляемые вещества и их массы.

Упрочнение поверхности оценивалось по улучшению электроэрозионной стойкости и износостойкости в условиях сухого трения скольжения.

При ЭВН покрытий с использованием фольг (рисунок 1) толщина единичных слоев слоистых покрытий пропорциональна

массе фольги. На границах слоев меди и молибдена и молибдена с основой вследствие термосилового воздействия плазменной струи на поверхность, нагреваемую до температуры плавления, формируется волнообразный рельеф, который позволяет увеличивать адгезию. При увеличении интенсивности воздействия на поверхность происходит искажение границ раздела поверхностного слоя с основой и между его отдельными слоями и разрушение слоистой структуры. При этом происходит формирование наполненной структуры (рисунок 1, в–д). В низкоинтенсивном режиме ЭВН в молибденовой матрице наблюдаются глобулярные включения меди размерами 30...200 нм (рисунок 1, з). Размер отдельных включений достигает 1 мкм.

При обработке образцов в высокоинтенсивном режиме ЭВН формируются слои с композиционной наполненной структурой на основе молибдена и меди, в которой размер медных включений достигает 2 мкм (рисунок 1, д). Видно, что в этом случае они не выкрашиваются из матрицы, что способствует улучшению электроэрозионной стойкости поверхностных слоев. На их границе с основой образуется зона смешивания молибдена и меди, в которой наблюдается образование изолированных включений молибдена субмикронных размеров в медной матрице.

При ЭВН покрытий с использованием порошков W или Mo (рисунок 2) увеличение поглощаемой плотности мощности при напылении меди на поверхность предварительно напыленного единичного слоя молибдена формирует структуру, образованную глобулярными включениями молибдена или вольфрама размерами около 2 мкм в медной матрице (рисунок 2, б, д). Наблюдаются также субмикронные включения этих материалов.

Важной особенностью обработки является проникновение отдельных частиц вольфрама и молибдена в основу на глубину до нескольких микрометров (рисунок 2, в, е). Толщина покрытий может быть любой, и зависеть от условий эксплуатации конкретной номенклатуры упрочняемых деталей.

При ЭВН слоистых покрытий фольгами на поверхности формируются сравнительно гладкие области неправильной формы. При ЭВН слоистых покрытий порошками наблюдаются области с развитым рельефом, образованные частицами порошков.

При формировании композиционных наполненных покрытий на поверхности выделяются хаотически расположенные сравнительно гладкие области неправильной формы и области с развитым рельефом, образованные частицами глобулярной формы размерами в пределах от 0,5 до 20 мкм, суммарная площадь которых составляет 25 и 75 % соответственно. Относительное содержание меди в областях с развитым рельефом ниже, чем в областях с гладким рельефом. На основании этого можно считать, что области с гладким рельефом образованы преимущественно конденсированными частицами продуктов взрыва медной фольги, а области с грубым рельефом – продуктами порошков для ЭВН.

При ЭВН покрытий системы TiB₂-Cu с использованием порошка TiB₂ выделены три характерные морфологические составляющие структуры, формирующие микрорельеф поверхности покрытия: субмикрокристаллические частицы порошка TiB₂, используемого для ЭВН; сравнительно гладкие области на основе TiB₂ и меди, содержащие субмикрокристаллические включения TiB₂; конгломераты частиц TiB₂ и меди глобулярной морфологии.

Структура поперечных сечений покрытий не содержит пор и представляет собой медную матрицу с включениями TiB₂, размеры которых изменяются в пределах от 1 до 10 мкм (рисунок 3). Наблюдаются также субмикронные включения TiB₂. Диборид титана и медь распределены по объему покрытий примерно в равном соотношении. Перекристаллизации частиц TiB₂ в покрытии с образованием других фаз не происходит (рисунок 4), что обеспечивает максимальные электроэрозионные свойства таких покрытий.

Композиционные покрытия системы Mo-C-Cu имеют микрокристаллическую композиционную наполненную структуру. Их фазовый состав образован псевдосплавом молибдена и меди и включениями синтезированных при напылении карбидов MoC и Mo₂C. Увеличение параметров термосилового воздействия на облучаемую поверхность приводит к увеличению содержания карбидов в покрытии. Важной особенностью обработки является проникновение отдельных частиц молибдена и его карбидов в основу на глубину до нескольких микрометров.

Также были сформированы композиционные покрытия с наполненной структурой, состоящие из псевдосплава вольфрама, меди и включений карбидов вольфрама $\alpha\text{-W}_2\text{C}$, WC_{1-x} , WC , синтезированных при напылении.

Среднее арифметическое отклонение профиля Ra для базовой поверхности покрытий, напыленных в предплавильных режимах составляет 2,0...3,2 мкм, в режимах с оплавлением поверхности – 2,6...4,1 мкм. Шероховатость сформированных электровзрывных композиционных покрытий приемлема для практического использования.

Характерной особенностью всех покрытий является формирование зоны смешивания на границе раздела электровзрывных покрытий с основой и между единичными слоями покрытий. Предложена модель ее образования, основанная на представлении о возникновении гидродинамической неустойчивости Кельвина-Гельмгольца границ раздела и турбулентного течения расплава. Согласно результатам моделирования глубина зоны смешивания составляет величину до 10 мкм, что согласуется с экспериментальными данными.

При использовании электроконтактных композиционных покрытий систем W-Cu, Mo-Cu, Ti-B-Cu и W-C-Cu износостойкость в условиях сухого трения скольжения без смазки по сравнению с износостойкостью электротехнической меди марки М00 увеличивается в 1,7...2,2 раза. В процессе ускоренных испытаний на электроэрозионную стойкость в условиях дуговой эрозии покрытия разрушаются с образованием кратеров эрозии. Дополнительное повышение электроэрозионной стойкости достигается путем увеличения толщины покрытий при повторном ЭВН единичных слоев покрытия. В процессе ускоренных испытаний на электроэрозионную стойкость в условиях искровой эрозии покрытия с композиционной наполненной структурой всех систем показывают ее увеличение примерно в 10 раз.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 13-02-12009 офи_м, госзаданий Минобрнауки №№ 2708ГЗ и 3.1496.2014/К на выполнение научно-исследовательской работы.

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ГИДРОАГРЕГАТА МИНИ-ГЭС НА ОСНОВЕ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

Р.Х. Диеров, М.В. Глазырин

*Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск*

Существующие мини-ГЭС не имеют ни оборудования для автоматического изменения выработки активной мощности, ни дежурного персонала. Традиционно гидроагрегаты ГЭС, подключаемые к (электроэнергетической системе) ЭЭС, состоят из синхронного генератора и гидротурбины. Соответственно, угловая скорость вала гидроагрегата (ГА) определена частотой в сетях ЭЭС и практически не изменяется. При этом генерируемая активная мощность ГА во всех режимах равна механической мощности, развиваемой гидротурбиной (за вычетом потерь в генераторе). Регулирование вырабатываемой активной мощности производится механически изменением подачи воды на рабочее колесо гидротурбины. Процесс изменения расхода воды через турбину является весьма инерционным, поскольку он сопряжён с изменением кинетической энергии масс воды в водоводе ГЭС. Допустимый темп гидромеханических переходных процессов ограничен прочностью гидросооружения и составляет от нескольких секунд до десятков секунд.

Авторами доклада предлагается в десятки раз повысить быстродействие системы автоматического регулирования активной мощности гидроагрегата за счёт применения генератора с переменной частотой вращения вала путём формирования требуемого значения электромагнитного момента генератора.

Применение генератора с плавно регулируемой угловой скоростью вала (ω) даёт возможность преобразовывать изменение кинетической энергии масс воды в напорном водоводе в изменение кинетической энергии вращающихся масс ГА. В результате, в динамических режимах появляется возможность работать с

разными значениями генерируемой активной мощности ($P_{\mathcal{E}}$) и мощности на валу турбины. Это позволяет быстро изменять мощность генератора $P_{\mathcal{E}}$, управляя его электромагнитным моментом ($M_{\mathcal{E}}$),

$$P_{\mathcal{E}} = w M_{\mathcal{E}}.$$

Сравнительный анализ известных силовых схем генераторных комплексов (ГК) переменного тока, предназначенных для работы при переменной, но изменяющейся в ограниченном диапазоне, частоте вращения вала первичного движителя, показал очевидные преимущества ГК по схеме машины двойного питания (МДП) (рисунок 1). Данный тип ГК широко применяют в ветроэнергетических установках, работающих при переменной, в диапазоне 1:2, частоте вращения вала генератора на ЭЭС бесконечной мощности.

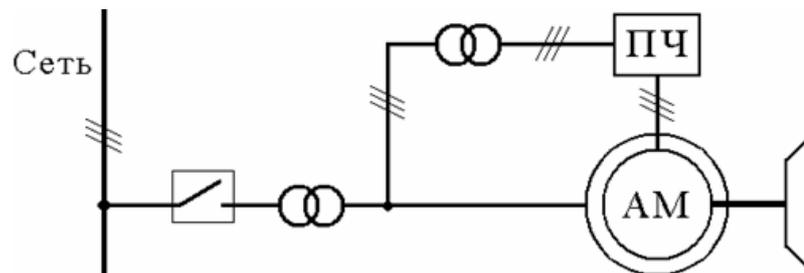


Рисунок 1. Силовая схема генераторного комплекса на основе МДП

На рисунке 1: АМ – асинхронная машина с фазным ротором; ПЧ – силовой преобразователь частоты.

Современные системы управления электромагнитным моментом и активной мощностью МДП строятся как системы векторного управления (СВУ) с ориентированием результирующего вектора токов ротора по вектору потокосцепления статора АМ. СВУ позволяет регулировать активную мощность МДП со стороны ротора путём формирования электромагнитного момента АМ независимо от частоты вращения вала.

Систему управления ГА мини-ГЭС предлагается строить в виде многоконтурной системы подчинённого регулирования координат с внутренним контуром регулирования скорости,

необходимым для ограничения напряжения на выводах ПЧ, подключенных к кольцам ротора АМ (рисунок 1).

УДК 669.71:621.778:538.91

ЭКОНОМИЧНЫЙ МЕТОД РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕНЕРАТОРА МОЩНЫХ ТОКОВЫХ ИМПУЛЬСОВ

**Ю.Д. Жмакин¹, Е.Н. Гончарова², Д.А. Романов¹, В.Е. Громов¹,
Б.Б. Хаимзон².**

*¹Сибирский государственный индустриальный университет,
Новокузнецк, ²Центр педагогического образования новокузнецкого
филиала-института Кемеровского государственного
университета, Новокузнецк*

В последнее время особенно актуальным является внедрение энергосберегающих технологий. Использование непрерывных систем напряжений и токов в промышленных и бытовых электроустановках является неэкономичным вследствие сложных и дорогостоящих схем, предназначенных регулировать потребляемую нагрузкой мощность [1–4]. Для осуществления возможности плавного регулирования величины передаваемой мощности от источника энергии в нагрузку, более рациональным будет использование систем дискретных напряжений и токов, что нашло применение в дискретных источниках стабилизированного напряжения [1–3]. Однако они также являются сложными в реализации схемных решений и ограниченными по максимальной передаваемой мощности. Возможность реализовать дискретные источники напряжений с плавной регулировкой передаваемой мощности в нагрузку позволяют генераторы мощных токовых импульсов (ГМТИ) с амплитудой, модулированной силовым синусоидальным напряжением. На рисунке 1 представлена принципиальная электрическая схема ГМТИ на запираемых тиристорах, отдающих в нагрузку импульсы токов, амплитуда

которых модулируется силовым трехфазным синусоидальным напряжением [5, 6].

Схема работает следующим образом: в автогенераторе гармонических колебаний, собранном на транзисторе VT1 и в усилителе мощности, собранном на транзисторах VT2 и VT3, образуются управляющие импульсы. С помощью конденсатора C3 производится регулировка частоты отпирающих и запирающих импульсов. С вторичных обмоток трансформатора TV3 импульсы поступают на запираемые тиристоры VS1-VS6. Импульсы на все тиристоры подаются одновременно, благодаря чему обеспечивается возможность одновременного прохождения токов во всех трех фазах в нагрузку. Диоды VD1-VD12 предназначены для коммутации запираемых тиристоров в момент смены полярности сетевого напряжения.

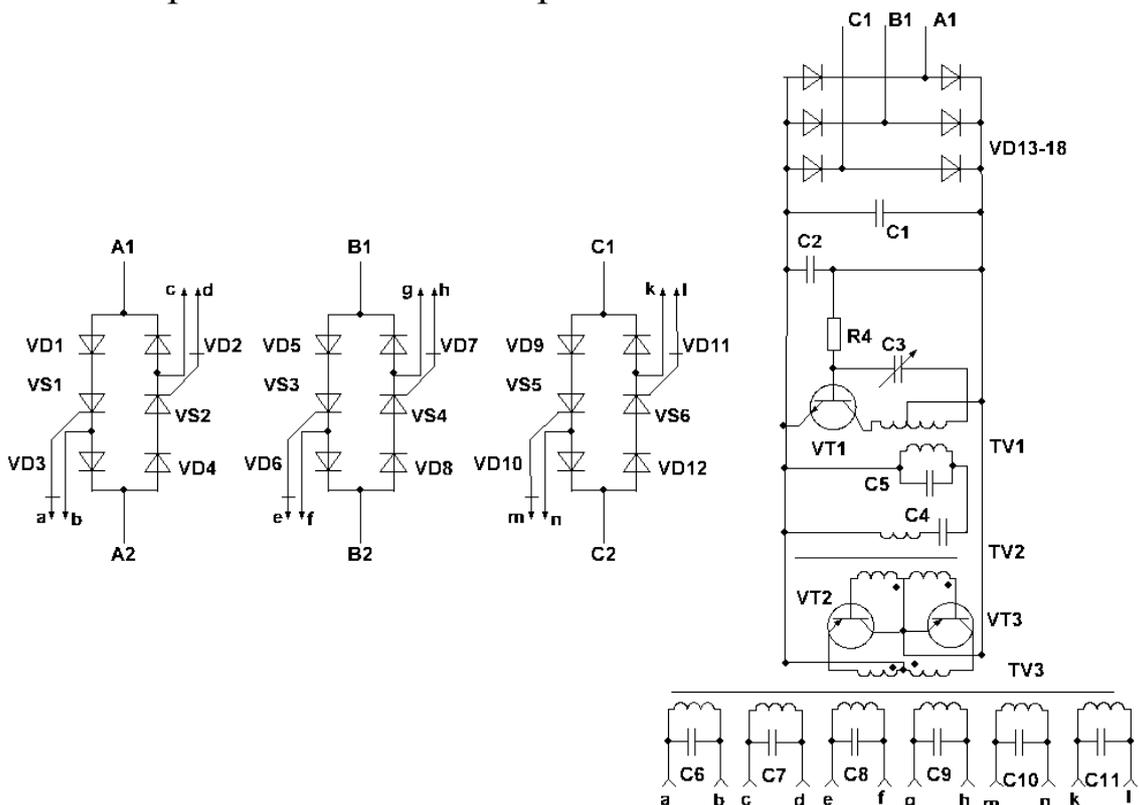


Рисунок 1. Принципиальная электрическая схема ГМТИ для дискретной системы напряжений и токов

ГМТИ вырабатывает импульсы тока во всех трех фазах одинаковой длительности и скважности, благодаря чему появилась возможность снизить передаваемую в нагрузку мощность, но

амплитуда импульсов будет зависеть от фазы импульса, и будет меняться по синусоидальному закону, т.е. в каждой фазе огибающей амплитуд импульсов тока будет синусоида фазного и линейного напряжения.

Хорошо известно, что при протекании по активной нагрузке переменного тока определенной частоты, выделяющаяся мощность P рассчитывается усреднением за какое-то время, например, за период [7]:

$$I = I_m \sin wt, U = U_m \sin wt, \Rightarrow$$
$$\langle P \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) \cdot U(t) \cdot dt = \frac{I_m U_m}{2} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_m}{\sqrt{2}} = IU, \quad (1)$$

где

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}, U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}.$$

При регулировке мощности, то одним из возможных способов может быть применение модулированного напряжения. Пусть

$$U = U_m \sin w_0 t_0, \quad (2)$$

где U – модулирующее напряжение, U_m – амплитудное значение модулирующего напряжения, ω_0 – частота модулирующего напряжения, тогда модулированный гармонический сигнал на частоте w можно описать уравнением:

$$U(t) = \frac{U_m}{2} (1 - \sin wt) \sin w_0 t.$$

Сила тока, протекающего по активной нагрузке:

$$I(t) = \frac{I_m}{2} (1 - \sin wt) \sin w_0 t.$$

Усредненная за период $T_0 = \frac{2p}{w_0}$ мощность может быть

вычислена из выражения:

$$\langle P \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_m U_m}{4} \cdot (1 - \sin wt)^2 \sin^2 w_0 t.$$

Введя обозначение $b = \frac{w}{w_0}$, получим:

$$\langle P \rangle = \frac{P_m}{2} \left[\frac{3}{8} + \frac{2}{pb(b^2 - 4)} \sin^2 pb - \frac{b^2 + b - 1}{32pb(b^2 - 1)} \sin 4pb \right], \quad (3)$$

где $P_m = U_m I_m$.

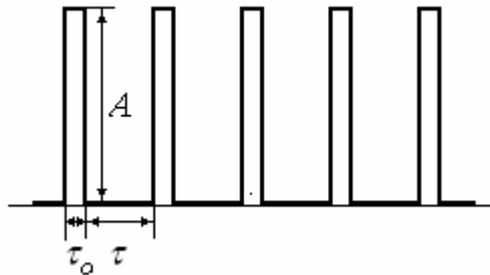


Рисунок 2. Прямоугольный периодический сигнал

Из полученного выражения (3) видно, что выделяющаяся мощность зависит от соотношения частот $\frac{w}{w_0}$ и при кратном отношении частот стремится к постоянному значению.

Рассмотрим периодический сигнал прямоугольной формы на рисунке 2. Здесь t_0 – длительность прямоугольного импульса, t – временной промежуток между двумя последовательными импульсами, A – амплитуда импульса. Уравнение, описывающее модулированный периодический прямоугольный сигнал, можно представить в виде $U = A(t) \sin wt$, показанной на рисунке 3:

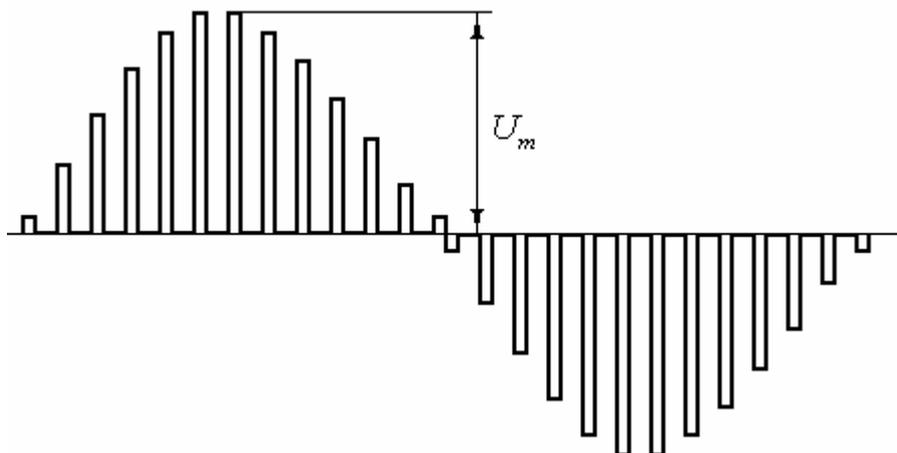


Рисунок 3. Модулированный прямоугольный периодический сигнал

Амплитуда

$$A_1(t) = \begin{cases} U_m, & (n-1)(t+t_0) < t < (n-1)t + nt_0 \\ 0, & (n-1)t + nt_0 < t < n(t+t_0) \end{cases},$$

где $n = 1, 2, \dots$ – характеризует число прямоугольных импульсов.

Аналогичный вид будет иметь уравнение для силы тока I :

$$I = A(t) \sin \omega t,$$

Где N

$$A_2(t) = \begin{cases} I_m, & (n-1)(t+t_0) < t < (n-1)t + nt_0 \\ 0, & (n-1)t + nt_0 < t < n(t+t_0) \end{cases}.$$

Работа, совершаемая током за время прохождения n -го импульса:

$$A_n = I_m U_m \int_{(n-1)(t+t_0)}^{(n-1)t+nt_0} \sin^2 \omega t dt = \frac{I_m U_m}{2} \left\{ t_0 - \frac{\sin \omega t_0}{\omega} \cos[2(n-1)\omega(t_0+t) + \omega t_0] \right\}$$

Работа, совершаемая током за период T модулирующего напряжения:

$$A_T = I_m U_m \sum_{n=1}^N \left\{ t - \frac{\sin \omega t_0}{\omega} \cos[2(n-1)\omega(t_0+t) + \omega t_0] \right\} =$$

$$= \frac{I_m U_m}{2} \left\{ \frac{2pt_0}{\omega(t_0+t)} - \frac{\sin \omega t_0}{\omega} \sum_{n=1}^N \cos[2(n-1)\omega(t_0+t) + \omega t_0] \right\},$$

где $N = \frac{2p}{\omega(t_0+t)}$ – число прямоугольных импульсов за время

T одного периода модулирующего напряжения.

Тогда мощность, усредненная за период модулирующего напряжения:

$$\langle P \rangle = \frac{I_m U_m}{2} \left\{ \frac{t_0}{t_0+t} - \frac{\sin \omega t_0}{2p} \sum_{n=1}^N \cos[2n\omega(t_0+t) + \omega t_0] \right\}.$$

Из последнего уравнения хорошо видно, что мощность, выделяющаяся на нагрузке, зависит от отношения $\frac{t_0}{t}$ и, следовательно, меняя это отношение можно существенно изменять мощность на нагрузке. Таким образом, для осуществления плавной

регулировки передаваемой мощности в нагрузку от 0 до P_{max} нужно менять длительность импульсов и пауз. ГМТИ, изображенный на рисунке 1, вырабатывает импульсы, длительность которых равна длительности пауз.

В соответствии с полученным выражением можем заключить, что потребляемая мощность будет снижена примерно на 50 %.

Таким образом, использование ГМТИ для создания дискретной системы напряжений и токов является целесообразным и экономичным благодаря снижению мощности рассеивания и сечений проводников. Нагрузкой ГМТИ может быть термическая электропечь-сопротивление, осветительная сеть, бытовые нагревательные приборы и др.

Список литературы

1. Дискретный источник стабилизированного напряжения: пат. 2371751 Рос. Федерация. № 2007146912/09; заявл.20.12.2007; опубл. 27.10.2009, Бюл. №30. 8 с.
2. Импульсный стабилизатор напряжения: пат.2216765Рос. Федерация. №2001128853/09; заявл.25.10.2001; опубл. 20.11.2003.
3. Устройство для регулирования выходного тока импульсного стабилизирующего преобразователя: пат. 2321148 Рос. Федерация. № 2006136953/09; заявл. 18.10.2006; опубл.2 7.03.2008, Бюл. № 9. 8 с.
4. Трехфазный тиристорный коммутатор: пат. 2203519 Рос. Федерация. № 2000126425/09; заявл. 19.10.2000; опубл. 27.04.2003.
5. Генератор мощных токовых импульсов на запираемых тиристорах / Жмакин Ю.Д., Загуляев Д.В., Коновалов С.В., Кузнецов В.А., Громов В.Е. // Промышленная энергетика. 2010. – №6. С. 39–41.
6. Автоматизированная электровзрывная установка для повышения эксплуатационных характеристик материалов / Ю.Д. Жмакин, Д.А. Романов, Е.А. Будовских и др. // Промышленная энергетика. – 2011. – № 6. С. 22–25.
7. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – 9-е изд., перераб. и доп. – М.: «Высшая школа», 1996. – 638 с.

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОТЛАДКИ И ТЕСТИРОВАНИЯ ПРОГРАММ УПРАВЛЕНИЯ АСУ ТП²

**С.С. Журавлев, А.Е. Иванов, И.В. Меркулов,
В.В. Окольников, С.В. Рудометов**

*Конструкторско-технологический институт вычислительной
техники СО РАН
г. Новосибирск*

Ошибки в программах управления АСУ ТП могут стать причиной возникновения аварийных ситуаций или сбоев в режиме работы технологического оборудования. На этапе пуско-наладочных работ и опытно-промышленной эксплуатации тестирование программ управления требует дополнительного времени, что, в свою очередь, замедляет процесс внедрения АСУ ТП. Задержка ввода в эксплуатацию АСУ ТП влечет за собой неэффективную работу технологического оборудования предприятия и, как следствие, экономические потери. Поэтому важно осуществлять как можно более полное тестирование программ управления АСУ ТП на предприятии изготовителе. Это позволит повысить безопасность и надежность эксплуатации АСУ ТП, снизить расходы на пуско-наладку и опытно-промышленную эксплуатацию, упростить сопровождение, модернизацию и оптимизацию программ управления.

Проблема комплексной отладки и тестирования программ управления АСУ ТП заключается в сложности формирования полного набора согласованных сигналов реального технологического оборудования и невозможности искусственного создания аварийных ситуаций на реальном объекте. Существующие средства решения задачи тестирования программно-аппаратных средств АСУ ТП можно отнести к

² Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований (код проекта 13-07-98023 р_сибирь_a).

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

следующим категориям: физические имитаторы; имитаторы сигналов; специализированные комплексы.

Специализированные средства тестирования программ управления автоматизированных систем представляют собой программно-аппаратные комплексы, реализующие генерацию тестовых сигналов на основе модели технологического процесса или целого предприятия (WinMod, MiMiC, APROS, xPC Target и др.). Использование математического моделирования позволяет избежать недостатков физических моделей и имитаторов сигналов. С использованием моделей технологического оборудования разработан программно-аппаратный комплекс отладки и тестирования программ управления технологическим оборудованием подсистем угольной шахты: конвейерного транспорта, водоотлива, электроснабжения. Комплекс осуществляет тестирование программ управления по принципу замещения реальных сигналов от датчиков и исполнительных механизмов существующего технологического оборудования на виртуальные сигналы, сформированные на основе моделируемых параметров технологического оборудования.

Программно-аппаратный комплекс тестирования и отладки программ управления состоит из программной и аппаратной частей. В состав программной части входят следующие программные модули: среда моделирования MTSS (Разработка КТИ ВТ СО РАН), менеджер связи, модели модулей ввода/вывода АСУ ТП, модели технологических процессов, модели технологического оборудования, алгоритмы АСУ ТП верхнего и нижнего уровней. В состав аппаратной части входят следующие функциональные модули: рабочая станция оператора, среда передачи данных и блок формирования физических сигналов.

Программно-аппаратный комплекс отладки и тестирования программ управления был использован в КТИ ВТ СО РАН для комплексного тестирования различных конфигураций системы управления технологическим процессом подземной транспортировки угля.

УДК 621.3

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ГОРОДСКИХ ПОДСТАНЦИЙ

Кузнецова Е.С., Свирская Г.С., Инжелевская О.В.

*Сибирский Государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Понятие качества электрической энергии отличается от понятия качества других товаров. Качество электроэнергии проявляется через качество работы электроприемников. Поэтому, если он работает неудовлетворительно, а в каждом конкретном случае анализ качества потребляемой электроэнергии дает положительные результаты, то виновато качество изготовления или эксплуатации. Если подсистемы качества электроэнергии, которые характеризуются показателями качества электроэнергии (ПКЭ), не соответствуют требованиям ГОСТ Р 54149-2010 «Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения», то предъявляются претензии к поставщику - энергетическому предприятию. В целом ПКЭ определяют степень искажения напряжения электрической сети в результате помех, вносимых как энергосберегающей организацией, так и потребителями.

Снижение качества электроэнергии обуславливает:

- увеличение потерь во всех элементах электрической сети;
- перегрев вращающихся машин, ускоренное старение изоляции, сокращение срока службы (в некоторых случаях выход из строя) электрооборудования;
- рост потребления электроэнергии и требуемой мощности электрооборудования;
- нарушение работы и ложные срабатывания устройств релейной защиты и автоматики;
- сбои в работе электронных систем управления, вычислительной технике и специфического оборудования;

– вероятность возникновения однофазных коротких замыканий из-за ускоренного старения изоляции машин и кабелей с последующим переходом однофазных замыканий в многофазные;
– неправильную работу счетчиков электрической энергии.

Для анализа показателей качества электроэнергии городских сетей выбраны коэффициент несинусоидальности кривой напряжения и отклонение напряжения пяти городских подстанций 35/6 кВ.

В таблице 1 приведены максимальные, минимальные и средние значения коэффициентов несинусоидальности линейных напряжений. В таблице 2 приведены максимальные, минимальные и средние значения отклонений линейных напряжений.

Одиночные быстрые изменения напряжения вызываются, в основном, резкими изменениями нагрузки в электроустановках потребителей, переключениями в системе либо неисправностями и характеризуются быстрым переходом среднеквадратического значения напряжения от одного установившегося значения к другому.

Обычно одиночные быстрые изменения напряжения не превышают 5 % в электрических сетях низкого напряжения и 4 % — в электрических сетях среднего напряжения, но иногда изменения напряжения с малой продолжительностью до 10 % $U_{ном}$ и до 6 % U_c соответственно могут происходить несколько раз в день.

Если напряжение во время изменения пересекает пороговое значение начала провала напряжения или перенапряжения, одиночное быстрое изменение напряжения классифицируют как провал напряжения или перенапряжение.

Гармонические составляющие напряжения обусловлены, как правило, нелинейными нагрузками пользователей электрических сетей, подключаемыми к электрическим сетям различного напряжения.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника
и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации
технологических процессов и производственных комплексов.

Таблица 1 - Сводные результаты замеров коэффициента
несинусоидальности кривой напряжения

ПС	Значение	K_{UAB}	K_{UBC}	K_{UCA}	Нормально допустимое значение	Предельно допустимое значение
ПС № 1 ввод 1	Максимальное	1,79	1,82	1,74	5 %	8 %
	Минимальное	1,09	1,11	1,09		
	Среднее	1,42	1,45	1,43		
ПС № 1 ввод 2	Максимальное	2,45	2,38	2,33	5 %	8 %
	Минимальное	1,05	1,01	0,98		
	Среднее	1,45	1,43	1,37		
ПС № 2 ввод 1	Максимальное	1,81	1,75	1,73	5 %	8 %
	Минимальное	0,82	0,73	0,75		
	Среднее	1,33	1,29	1,28		
ПС № 2 ввод 2	Максимальное	2,08	2,01	2,01	5 %	8 %
	Минимальное	1,01	0,97	1,02		
	Среднее	1,62	1,61	1,60		
ПС № 3 ввод 1	Максимальное	0,94	0,76	0,86	5 %	8 %
	Минимальное	0,36	0,28	0,35		
	Среднее	0,62	0,54	0,64		
ПС № 3 ввод 2	Максимальное	0,93	1,02	1,04	5 %	8 %
	Минимальное	0,41	0,42	0,43		
	Среднее	0,72	0,75	0,77		
ПС № 5 ввод 1	Максимальное	2,31	2,16	2,03	5 %	8 %
	Минимальное	1,19	1,21	1,08		
	Среднее	1,62	1,55	1,49		
ПС № 5 ввод 2	Максимальное	2,73	2,62	2,43	5 %	8 %
	Минимальное	1,42	1,26	1,31		
	Среднее	2,03	1,95	1,87		
ПС № 6 ввод 1	Максимальное	1,82	1,75	1,72	5 %	8 %
	Минимальное	0,68	0,75	0,71		
	Среднее	1,16	1,16	1,2		
ПС № 6 ввод 2	Максимальное	1,89	1,86	1,82	5 %	8 %
	Минимальное	0,75	0,78	0,78		
	Среднее	1,24	1,25	1,25		

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника
и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации
технологических процессов и производственных комплексов.

**Таблица 2 - Сводные результаты замеров установившегося
отклонения напряжения**

ПС	Значение	δU_{AB}	δU_{BC}	δU_{CA}	Нормально допустимое значение	Предельно допустимое значение
ПС № 1 ввод 1	Максимальное	6,55	7,12	6,41	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	1,42	2,12	1,32		
	Среднее	4,61	5,17	4,41		
ПС № 1 ввод 2	Максимальное	6,13	6,85	6,05	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	0,83	1,77	1,43		
	Среднее	4,05	4,77	4,23		
ПС № 2 ввод 1	Максимальное	2,11	1,98	2,01	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	-1,42	-1,35	-1,47		
	Среднее	-1,41	0,54	0,52		
ПС № 2 ввод 2	Максимальное	-0,51	0,08	-1,02	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	-3,34	-2,67	-2,73		
	Среднее	-1,70	1,09	-1,16		
ПС № 3 ввод 1	Максимальное	5,12	5,52	5,75	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	2,23	2,62	2,98		
	Среднее	3,81	4,03	4,37		
ПС № 3 ввод 2	Максимальное	4,39	5,06	3,89	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	0,16	0,87	-0,43		
	Среднее	2,19	2,87	1,62		
ПС № 5 ввод 1	Максимальное	2,44	2,91	4,42	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	-2,39	-1,79	-0,66		
	Среднее	0,21	0,74	2,18		
ПС № 5 ввод 2	Максимальное	-3,85	-4,13	-2,59	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	-8,58	-8,88	-7,38		
	Среднее	-6,01	-6,35	-4,78		
ПС № 6 ввод 1	Максимальное	2,06	2,36	1,91	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	-1,42	-0,93	-1,52		
	Среднее	0,41	0,73	0,28		
ПС № 6 ввод 2	Максимальное	-1,49	-1,19	-2,4	± 5 %	± 10 %
	Минимальное	-4,96	-4,56	-5,9		
	Среднее	-3,14	-2,83	-4,05		

Из таблицы видно, что средние отклонения напряжений, измеренные на вводах подстанций, превышают нормально допустимое значение по ГОСТ Р 54149-2010 ($\pm 5 \%$), однако они остаются в рамках предельного допустимого значения ($\pm 10 \%$). Требования ГОСТ, таким образом, соблюдаются. Положительные отклонения напряжения приводят к снижению потерь напряжения и увеличению потерь мощности в сетях, увеличению

производительности механизмов с асинхронным приводом. Однако срок службы оборудования сокращается. Особенно это относится к лампам накаливания. Отрицательные отклонения напряжения, главным образом, сказываются на снижении производительности, увеличении потерь напряжения и снижении потерь мощности.

Анализ результатов замеров фактических значений коэффициента несинусоидальности напряжения позволяет судить о выполнении требований ГОСТ Р 54149-2010 – ни одно из измеренных значений не превышает нормально допустимого (5 %).

УДК 621.3

АНАЛИЗ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ГОРОДСКИХ ПОДСТАНЦИЙ

Кузнецова Е.С., Свирская Г.С., Дивин Г.В., Карачевцев И.О.
Сибирский Государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк

Существенными факторами, способствующими росту электропотребления города будет динамичное развитие новых направлений сферы услуг (строительство торгово-развлекательных центров, бизнес-центров и т.д.) и крупномасштабное жилищное строительство.

Электроснабжение городских потребителей осуществляется от двух ТЭЦ, десяти ПС 110 кВ и десяти ПС 35 кВ.

Возрастание потоков реактивной мощности в распределительных сетях происходит из-за несоответствия схемно-режимных решений изменениям структуры потребления и стихийно складывающемуся распределению прирастающей нагрузки по системе электроснабжения без учета потребления реактивной мощности присоединяемыми или наращивающими мощности потребителями электрической энергии. Структура электропотребления за последнее десятилетие сильно изменилась и возросла доля индуктивной нагрузки, что особенно заметно в городских сетях.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

Нарастает число случаев отключения потребителей и увеличиваются размеры отключаемых нагрузок защитами при снижении напряжения во время коротких замыканий в электрических сетях и циклов (режимов) АПВ или АВР в электрических сетях, что говорит о недостаточной устойчивости нагрузки к внешним возмущениям и отсутствием запаса по напряжению на шинах подстанций.

Увеличение нагрузки за счет роста реактивной мощности являются одной из причин сдерживания присоединения к действующим системам электроснабжения новых потребителей. Это препятствуют увеличению присоединенной мощности потребителей, расширяющих производство и наращивающих производственные мощности, из-за неоправданной (технически и экономически) дополнительной загруженности линий электропередачи и трансформаторных подстанций и распределительных пунктов потоками реактивной мощности, поставляемой потребителям от генераторов электростанций.

Для анализа реактивной мощности городских сетей выбраны пять подстанций 35/6 кВ, питающие коммунально-бытовых потребителей.

Потребители Центрального и Куйбышевского районов г.Новокузнецка получают питание от городских ПС №1 «Центральная», ПС №3 «Южная» и ПС №5 «Новая», а потребители Заводского района – от подстанций ПС №2 «Н.Островская» и ПС №6 «В.Островская».

Были рассчитаны значения $\text{tg } \varphi$ для различных временных интервалов: в часы утреннего максимума нагрузки, в часы вечернего максимума нагрузки и ночной зоне. Определена вариация $\text{tg } \varphi$.

Самая низкая вариация $\text{tg } \varphi$ имеет подстанция № 3 по 1 и 2 вводу и значения $\text{tg } \varphi$ близки к нормированному значению.

На других подстанциях вариация $\text{tg } \varphi$ колеблется от 19 до 23 %. Значения $\text{tg } \varphi$ увеличиваются в период ночной зоны, а в дневные часы приближаются к нормируемому значению $\text{tg } \varphi$. В таблице 1 приведены значения $\text{tg } \varphi$ и значения вариации по двум вводам каждой подстанции.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника
и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации
технологических процессов и производственных комплексов.

На рисунках 1 и 2 показаны изменения $\text{tg } \varphi$ от времени суток для различных значений вариации.

Оптимальная компенсация реактивной мощности с учетом значения $\text{tg } \varphi$ даст экономию энергии и снижение тока на шинах подстанций, увеличивая пропускную способность городских сетей.

Таблица 1 - Сводные результаты значений $\text{tg } \varphi$ по городским подстанциям

Номера ПС	Значение $\text{tg } j$	Рассчитанное значение $\text{tg } j$	Нормированное значение $\text{tg } j$	Вариация $\text{tg } j$, %
ПС № 1 ввод 1	утренний максимум	0,36	0,33	23,1
	вечерний максимум	0,37		
	ночная зона	0,62		
ПС № 1 ввод 2	утренний максимум	0,34	0,33	19,4
	вечерний максимум	0,35		
	ночная зона	0,53		
ПС № 2 ввод 1	утренний максимум	0,42	0,33	21,5
	вечерний максимум	0,37		
	ночная зона	0,65		
ПС № 2 ввод 2	утренний максимум	0,36	0,33	20,2
	вечерний максимум	0,30		
	ночная зона	0,53		
ПС № 3 ввод 1	утренний максимум	0,39	0,33	4,5
	вечерний максимум	0,40		
	ночная зона	0,45		
ПС № 3 ввод 2	утренний максимум	0,25	0,33	5,2
	вечерний максимум	0,28		
	ночная зона	0,31		
ПС № 5 ввод 1	утренний максимум	0,31	0,33	20,3
	вечерний максимум	0,29		
	ночная зона	0,49		
ПС № 5 ввод 2	утренний максимум	0,29	0,33	21,3
	вечерний максимум	0,26		
	ночная зона	0,46		
ПС № 6 ввод 1	утренний максимум	0,49	0,33	21,9
	вечерний максимум	0,48		
	ночная зона	0,81		
ПС № 6 ввод 2	утренний максимум	0,42	0,33	19,5
	вечерний максимум	0,40		
	ночная зона	0,65		

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

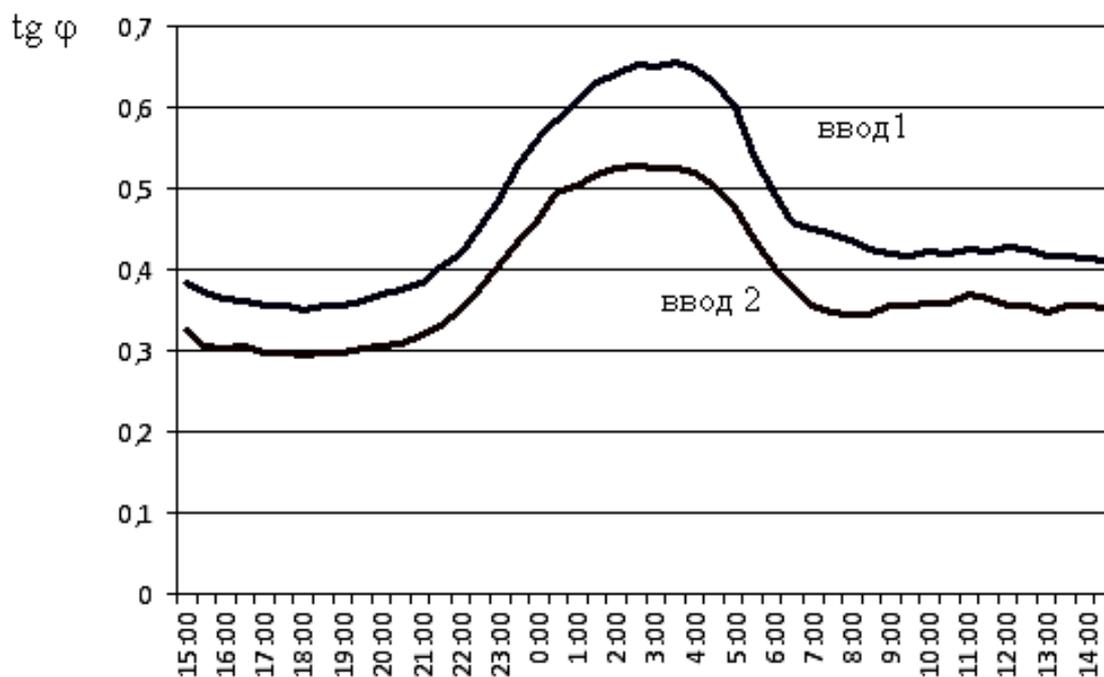


Рисунок 1. График изменения tg φ для ПС № 2

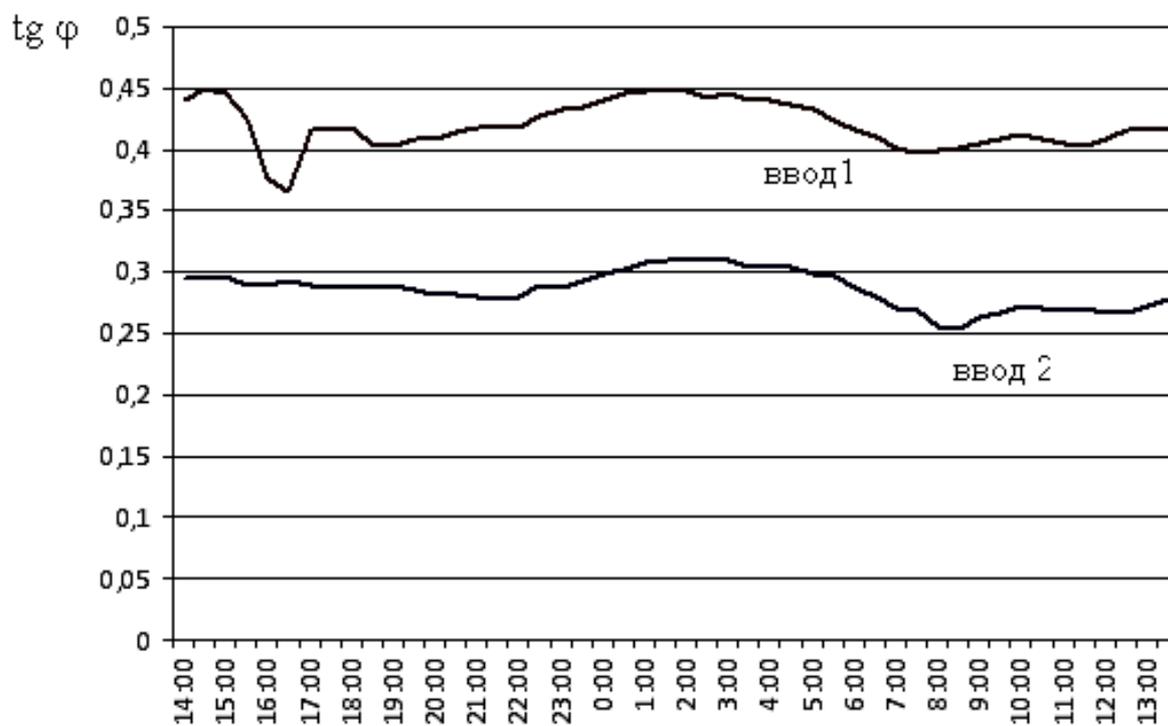


Рисунок 2. График изменения tg φ для ПС № 3

УДК 621.3

ВНЕДРЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В СЕТИ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ГОРОДА

Кузнецова Е.С., Балицкая Н.В.

*Сибирский Государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

Каланчин М.Ю.

ОАО "Энергосбыт" г. Новокузнецк

Серебряков Е.В.

ООО "ЕвразТехника" г. Новокузнецк

Электропотребление как процесс преобразования электрической энергии в другие виды энергии является конечным процессом цикла производства, преобразования, трансформации, передачи, распределения и потребления электрической энергии. Особенности электроэнергетики – территориальная рассредоточенность объектов, непрерывное взаимодействие производства и потребления электроэнергии, высокая скорость протекания и опасность всех процессов, и особенно аварийных, определяют необходимость широкой автоматизации электроэнергетических систем, в том числе систем электроснабжения города.

Часто городские распределительные сети строятся по радиальному двухступенчатому принципу, с сооружением между центральными подстанциями и трансформаторными подстанциями промежуточных распределительных подстанций. Построение городских электрических сетей напрямую связано с индивидуальностью города, его возрастом, темпами развития и категориями надежности электроснабжения.

Информационные технологии, внедряемые в городские сети электроснабжения, являются передовыми технологиями в сфере учета и контроля потребления энергоресурсов, что существенно повышает надежность энергоснабжения и эффективность эксплуатации сетевой инфраструктуры электроснабжения города.

Современная система автоматизированного учета электроэнергии городских сетей строится в виде ступеней и состоит из трех уровней. Первый уровень – измерительный. Включает в себя средства измерения и выполняет функцию проведения измерений (нижний уровень). Элементами этого уровня являются приборы, измеряющие различные параметры системы. Второй уровень – связующий. Включает в себя устройства сбора и передачи данных и выполняет функцию передачи информации по данному объекту, либо группе объектов (средний уровень). Третий уровень – сбора и хранения данных. Включает в себя оборудование центра сбора данных или информационно-вычислительный комплекс (компьютер, контролер или сервер) (верхний уровень).

Для передачи информационных потоков используются различные каналы: выделенные проводные линии, беспроводные радиочастотные, инфракрасные и радиорелейные линии, спутниковые каналы и т.д. В последние годы активно осваивается новая среда для передачи информации и построения на ее основе специализированных автоматизированных систем сбора и обработки информации. Сюда относят распределенные силовые линии питания низкого, среднего и высокого напряжения. Их преимуществами являются: низкая стоимость установки, т.к. не требуется прокладка специальных проводных линий связи, а также быстрота настройки коммутационной сети. При этом любой из вариантов имеет как достоинства, так и недостатки.

Данная система учета предусматривает только сбор информации для расчета объемов переданной энергии. Анализ, регулирование и контроль в режиме реального времени не производятся.

Принципиально новый подход к электроснабжению и электропотреблению предлагают новые технологии – (Интеллектуальные сети). Функции Smart Grid это контроль, мониторинг, управление, обмен информацией, регулирование, анализ, оптимизация объемов электроэнергии. Эти функции обеспечивают взаимосвязь между производителями, посредниками и потребителями электроэнергии (рис. 1).

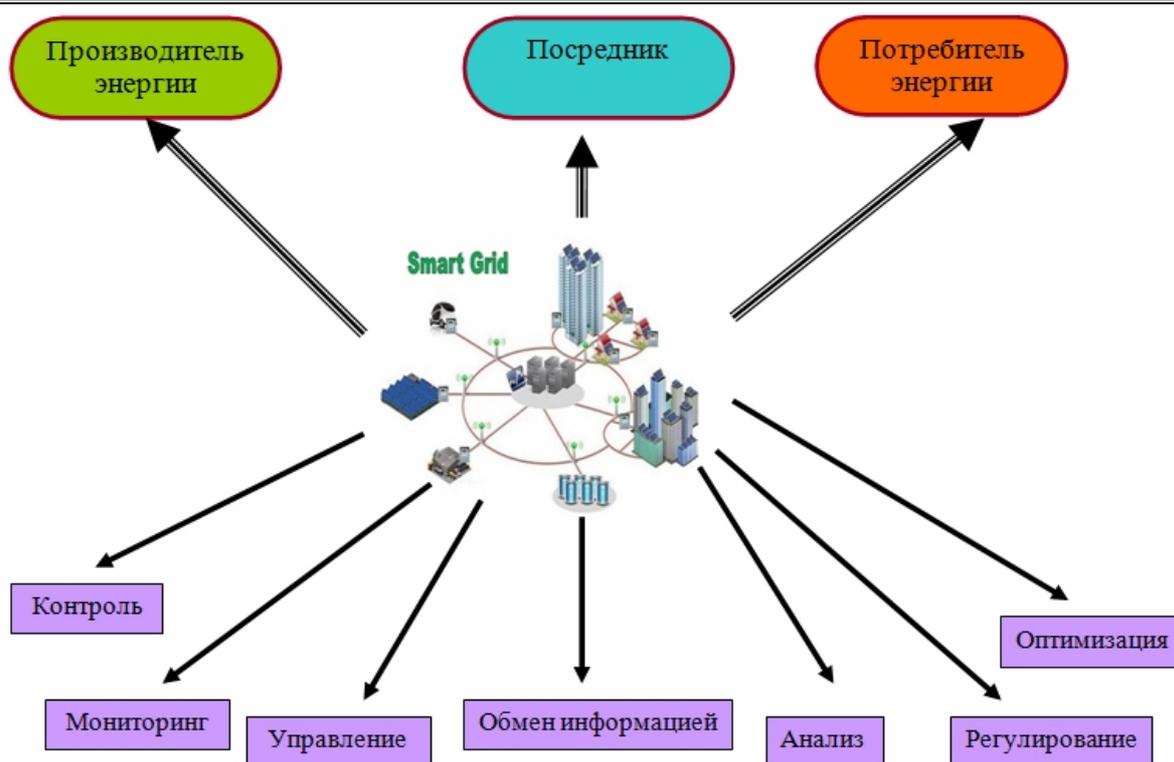


Рисунок 1. Функции интеллектуальной системы Smart Grid

Целью создания интеллектуальных систем электроснабжения городов состоит в возможности ведения наиболее надежного, безопасного и экономически эффективного режима работы энергосистемы в любой реальный момент времени и при любых меняющихся внешних и внутренних условиях ее функционирования.

Smart Grid в городских сетях обеспечит практически непрерывный управляемый баланс между спросом и предложением электрической энергии. Для этого элементы сети должны постоянно обмениваться между собой информацией о параметрах электрической энергии, режимах потребления и генерации, количестве потребляемой энергии и планируемом потреблении, коммерческой информацией. Внедрение интеллектуальной системы Smart Grid позволит решать задачи в режиме реального времени:

- обеспечение требуемого качества передаваемой энергии;
- мониторинг работы всех элементов системы электроснабжения;
- оптимизация режимов электропотребления;
- повышение экологической безопасности;

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

- повышение надежности электроснабжения;
- повышение безопасности электроснабжения;
- глубокое диагностирование оборудования;
- быстрое действие по ликвидации аварий в сетях электроснабжения;
- учет и контроль электропотребления;
- повышение энергоэффективности за счет оптимизации между производителями и потребителями электроэнергии.

Для успешного внедрения Smart Grid в городские сети электроснабжения необходимо развить:

- инфраструктуру систем связи для объектов потребления и передачи энергии;
- систему автоматизированного учета и информационных систем потребителей;
- систему мониторинга состояния и управления электротехническим оборудованием;
- систему автоматизации для безотказности и повышения надежности электроснабжения;
- систему управления данными;
- систему управления оперативными ремонтными группами.

Впоследствии постепенное превращение городских сетей электроснабжения в «цифровую реальность», регулирующую интеллектуальными ресурсами.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ СИСТЕМ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

Мальцев М.Ю.* , Иванов А.В. , Семенов С.М.***

* - *Национальный исследовательский Томский политехнический
университет, г.Томск,*

** - *НИИ автоматики и электромеханики Томского университета
систем управления и радиоэлектроники, г.Томск*

Актуальность работы обусловлена необходимостью снижения затрат электроэнергии на освещение.

Постановка задачи исследования.

Проблема высокого энергопотребления становится все более актуальной. Только на освещение уходит порядка 30-35% всей вырабатываемой электроэнергии. [1] Поэтому не удивительно, что государственная поддержка энергосбережения и эффективности входит в пять стратегических направлений приоритетного технологического развития России. Использование светодиодного освещения позволяет значительно снизить энергозатраты, по сравнению с другими осветительными системами (с газоразрядными лампами, лампами накаливания и т.д.). Для нормального функционирования светодиодного прибора, его необходимо обеспечить качественным источником питания (драйвером), который должен соответствовать необходимым техническим параметрам. Именно он определяет функциональные, светотехнические показатели и надежность устройства в целом.

Обоснование актуальности задачи и необходимости ее решения.

Коммерческие предприятия (склады, гаражи, автостоянки, и т.д.) более восприимчивы к возможности экономии на больших счетах за электричество. Кроме того, экономичность применения и эксплуатации светодиодного освещения достигается не только низким энергопотреблением, но и рядом других факторов. Во-первых, при монтаже светодиодных осветительных систем возможно использовать провод и кабель меньшего сечения. Во-

вторых, применение светодиодного оборудования на существующих мощностях и кабельных трассах позволит, помимо экономии энергии, существенно увеличить освещенность объекта (при наличии такой потребности) за счет увеличения количества светильников. В-третьих, отсутствие необходимости замены ламп не требует затрат на их приобретение и на оплату работ по обслуживанию светильников (оплата персонала и вспомогательной техники), что особенно значимо, если светильники установлены в труднодоступных местах. И наконец, достигнутая экономия электроэнергии позволит перераспределить высвободившуюся мощность на другие нужды.

Для большинства случаев, где применяются в настоящее время люминесцентные лампы, по техническим показаниям и условиям эксплуатации выгоднее и безопаснее использовать именно светодиодное освещение. К примеру, в угледобывающих шахтах используются так называемые "взрывобезопасные" люминесцентные лампы, которые работают от напряжения в 127В. Если происходит бросок напряжения (рядовой случай для забоев и шахт), люминесцентная лампа гаснет немедленно. Точно так же ведут себя лампы при любом отклонении от норм эксплуатации – при тряске или понижении температуры воздуха. Светодиодам необходимы специальные источники питания, обеспечивающие их корректную работу в заданном режиме. На рынке продаж достаточно много различных моделей AC/DC- и DC/DC-преобразователей, но, ни все из них выдают необходимые параметры для питания светодиодов. Одними из ключевых доводов в пользу запуска собственной разработки можно назвать гибкость и отсутствие избыточности драйвера в конкретном применении, как следствие - более низкой стоимости в серийном производстве.

У светодиодов характеристики светимости зависят от уровня и стабильности протекающего через них тока. Поэтому к источникам питания светодиодов предъявляются специальные требования по регулированию выходного тока в зависимости от характеристик источника питания и нагрузки. Только лишь правильно спроектированный источник питания способен

обеспечить нормальную работу светотехнического средства за время его жизненного цикла.

Требования к питанию светодиодов.

Для того, чтобы светодиодное освещение вошло в перечень традиционных источников света помимо увеличения световой отдачи и уменьшения стоимости самих светодиодов необходимо решить еще одну проблему. Это проблема специализированного электрического питания светодиодов и светодиодных модулей.

Во-первых, блок электропитания должен сохранять работоспособность в течение срока службы сравнимого с гарантийным сроком работы самих светодиодов временного ресурса порядка 50 000-100 000 часов, обеспечивая при этом требуемые характеристики.

Во-вторых, питание должно быть стабилизированным по току, иметь защиту от импульсов перенапряжения и обратной полярности.

В-третьих, цена всего вышеуказанного не должна существенно превышать стоимость светодиодного модуля.

Обзор схем источников питания.

Существуют множество видов схем источников питания, например: понижающие, повышающие, полностовые, обратноходовые и т.д.. На рис. 1 изображена топология источников питания в зависимости от входного напряжения и выходной мощности. [1]



Рисунок 1. Топология источников питания

Прямоходовые стабилизаторы образуют большое семейство топологий импульсных источников энергии. Их можно распознать по индуктивно-емкостному фильтру, расположенному сразу после ключа или после выходного выпрямителя на вторичной обмотке трансформатора. На рис. 2 изображен понижающий прямоходовой преобразователь.

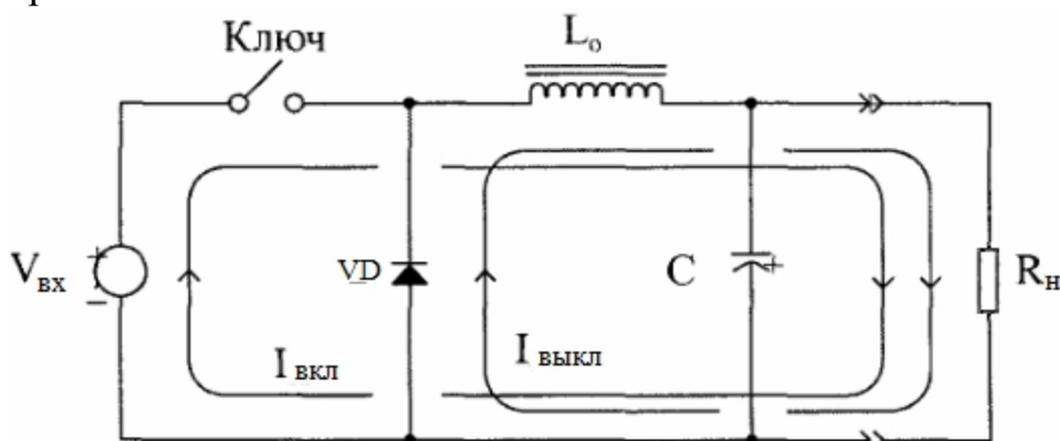


Рисунок 2. Прямоходовой понижающий преобразователь

Функционирование такого преобразователя можно рассматривать по аналогии с работой механического маховика однопоршневой машины. LC-фильтр(L_0 , C), подобно маховику, сохраняет энергию между силовыми импульсами драйвера. На вход LC-фильтра подается срезанное входное напряжение($U_{вх}$). Фильтр выполняет вольт-временное усреднение колебаний входного напряжения, модулированной по рабочему циклу. Выходное напряжение($U_{вых}$) поддерживается схемой управления путем изменения рабочего цикла. Называется преобразователь понижающим – так как выходное напряжение должно быть ниже входного. Диаграммы работы данного преобразователя приведены на рис. 3.

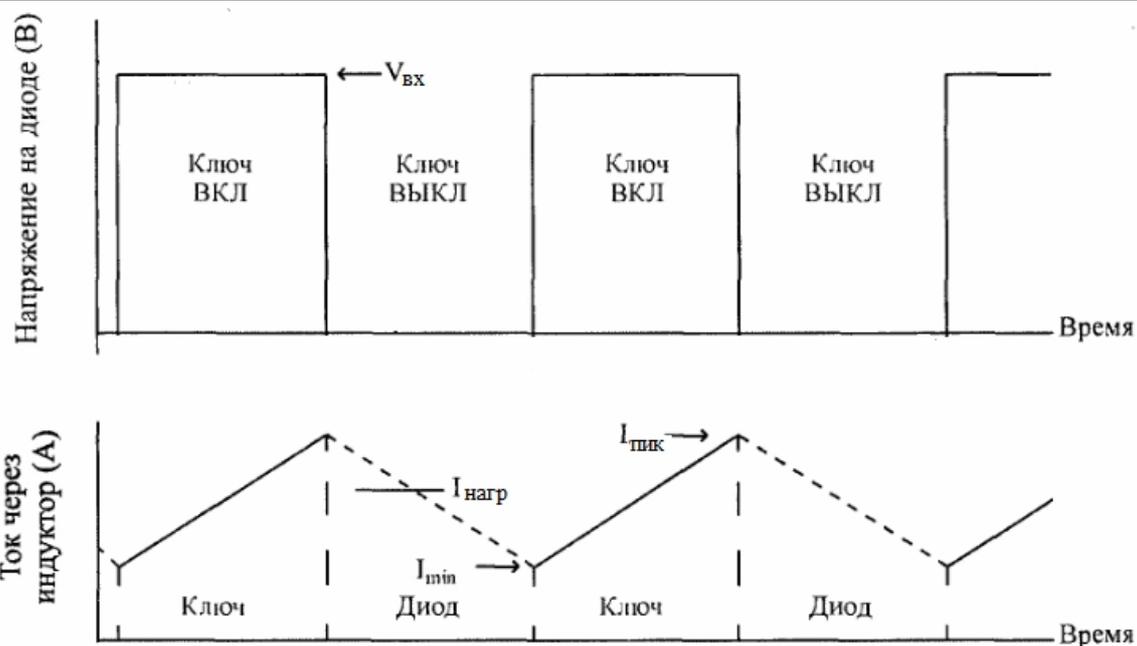


Рисунок 3. Форма напряжения и тока для прямоходового (понижающего) преобразователя

Когда ключ замкнут, входное напряжение подается на вход LC-фильтра. Ток через индуктор линейно повышается. Энергия запасается в индукторе и сохраняется магнитным потоком внутри материала сердечника. Когда ключ разомкнут, выходное напряжение стремится упасть ниже нулевого уровня, и диод, называемый ограничивающим диодом, становится прямосмещенным. Он продолжает проводить ток (I), который прежде протекал через ключ, и часть сохраненной энергии разряжается на нагрузку. Это формирует локальную токовую петлю, состоящую из диода (VD), индуктора (L_0) и нагрузки (R_n). Когда ключ замыкается, то диод запирается, и ток протекает через входной источник питания и ключ.

К преимуществам прямоходовых преобразователей относится то, что они показывают более низкие значения размаха напряжения пульсации, чем повышающие преобразователи, и могут обеспечивать более высокие уровни выходной мощности.

Второе семейство преобразователей – это повышающие преобразователи. Схема простейшего преобразователя и его временные диаграммы работы представлены соответственно на рис. 4, рис.5.

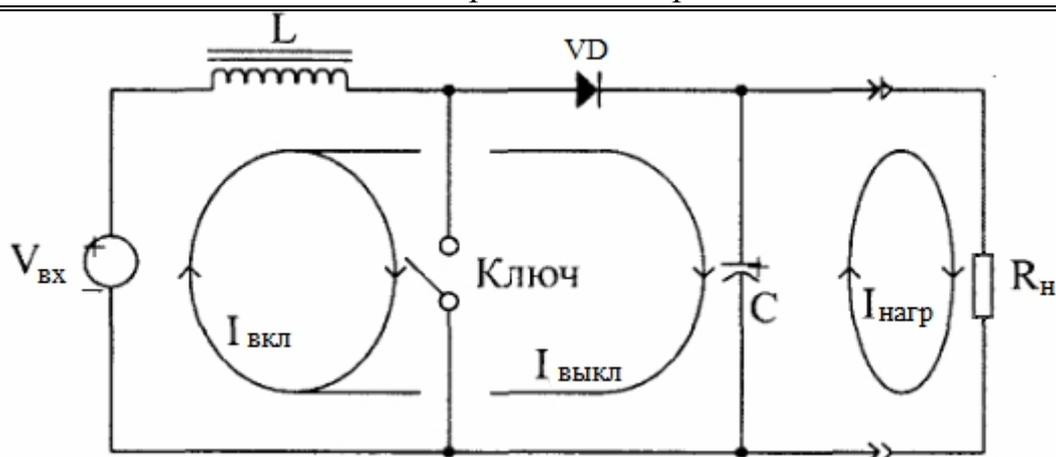


Рисунок 4. Схема повышающего преобразователя

Когда ключ замкнут, создается токовая петля, состоящая только из индуктора, ключа и источника входного напряжения. В течение этого периода диод обратнo-смещенный, а кривая тока, протекающего через индуктор (L_0), также имеет положительный линейный наклон. Энергия хранится в магнитном потоке внутри материала сердечника индуктора. Когда ключ размыкается, напряжение на индукторе возвращается к уровню входного напряжения ($U_{вх}$). Диод сразу же становится прямо смещенным, когда напряжение индуктора превышает выходное напряжение ($U_{вых}$). Затем напряжение индуктора фиксируется на величине выходного напряжения. Этот уровень напряжения (напряжение обратного хода) равен выходному напряжению плюс падение прямого напряжения на диоде (VD). Когда магнитный поток сердечника полностью исчезает до наступления следующего цикла, то такой режим работы является прерывистым. Если же энергия опустошается не полностью, то режим называется непрерывным.

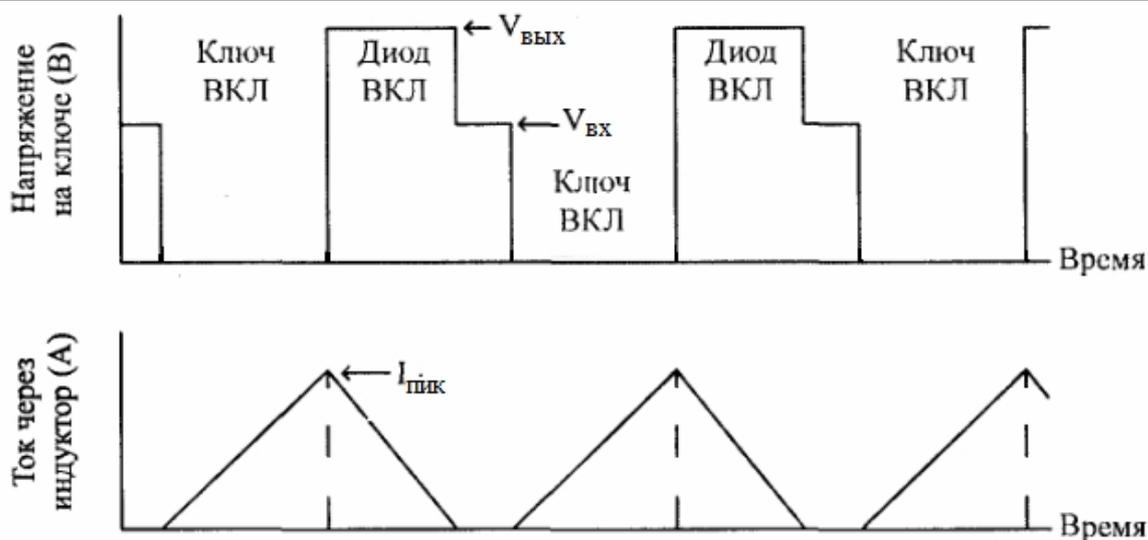


Рисунок 5. Форма волны напряжения и кривая тока для повышающего преобразователя

Следующей топологией являются обратноходовые преобразователи. [2]

Обратноходовой преобразователь (англ. *Fly-back converter*) - это простая схема включения, которая может быть использована для постоянных напряжения или тока. Использование двух или более обмоток в индукторе обеспечивает гальваническую развязку. Схема такого преобразователя и его диаграммы работы приведены на рис. 6.

Традиционный *fly-back* преобразователь использует индуктор как минимум с двумя обмотками (трансформатор)(Тр). Рассмотрим две обмотки: одна является основной, которая соединена с входной цепью источника питания и подключается к общему проводу, а другая подключается к нагрузке. Схема устроена так, чтобы магнитная энергия(E) накапливалась в индукторе в течение времени, когда ключ включен, тогда ток(I_{w1}) увеличивается в первичной обмотке (энергия запасается). Когда ключ разомкнут, магнитная энергия передается на нагрузку.

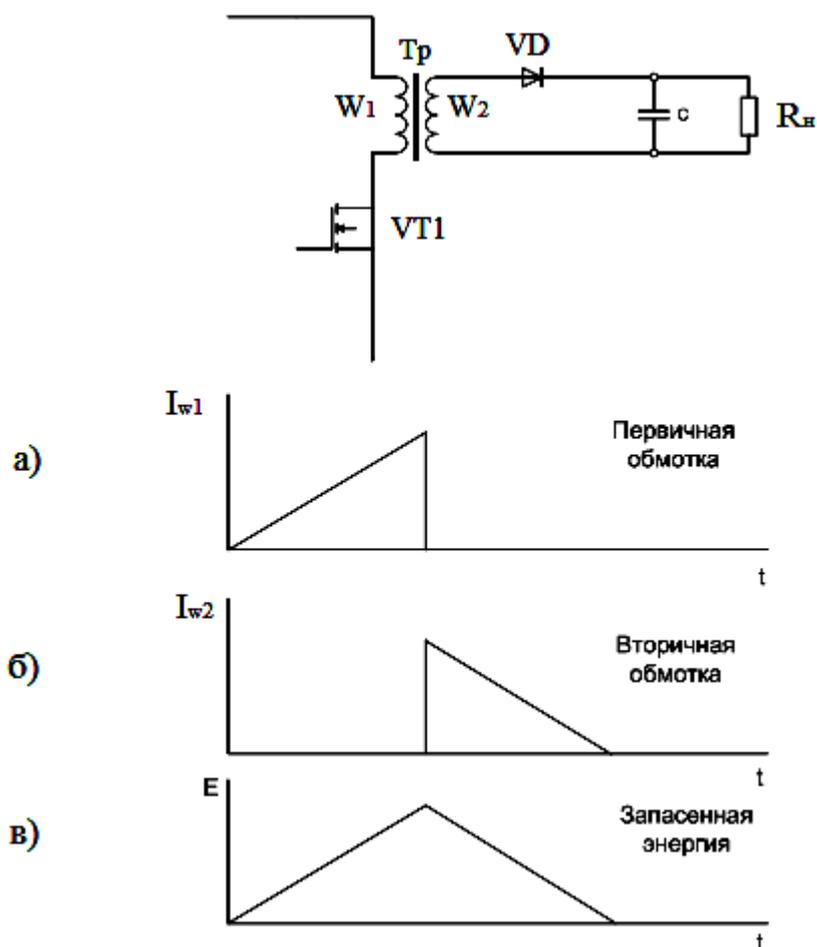


Рисунок 6 - Обратногоходовой преобразователь:
а) упрощенная электрическая схема, б) временные диаграммы работы,
в) изменение магнитного потока в сердечнике

Преимущества обратноходовых преобразователей:

- Низкие масса-габаритные показатели по сравнению с источниками питания, содержащими трансформатор на частоту 50 Гц.
- Меньшее использование дорогостоящих материалов (меди).
- Нечувствительность обратноходового преобразователя к короткому замыканию нагрузки.
- Возможность регулирования выходного напряжения в широких пределах, а также поддержание требуемого выходного напряжения в условиях изменения напряжения питающей сети.

- Передача помех из сети в нагрузку и назад исключена, за счет того, что накопительный дроссель подключён к первичной сети и к нагрузке в различные моменты времени

Недостатки обратноходовых преобразователей:

- Мощность ограничена энергией, запасаемой дросселем (на практике — не более 200 Вт).
- Повышенный уровень электромагнитных помех, создаваемых как в питающей сети, так и в нагрузке.
- Большие по сравнению с другими импульсными преобразователями габариты при той же мощности.
- Сложно обеспечить режим холостого хода (т.е. без подключенной нагрузки).

Авторами для исследования была выбрана схема (рис. 7).

В состав схемы входят высокочастотный инвертор И, высокочастотный трансформатор Т1, выходной выпрямитель В2 и фильтр Ф2 образуют силовую часть источника питания. Её основной является однотактный обратноходовый преобразователь (в зарубежной литературе часто можно встретить название “flyback”).

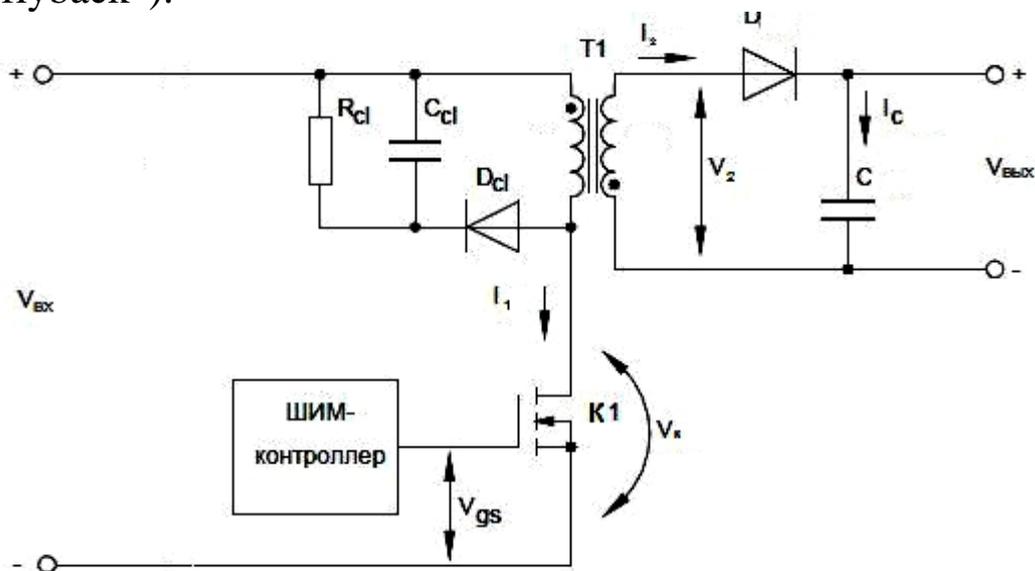


Рисунок 7. Схема обратноходового преобразователя

Параметры технического задания:

-номинальное напряжение питающей сети: 27 В;

-коэффициент трансформации: 3;

-пиковый ток первичной обмотки: 1 А;

-частота работы микросхемы: 50 кГц.

В экспериментальной схеме был выбран тип микросхемы UC3842. Проведены экспериментальный опыты с помощью цифрового осциллографа (Лесрой). На рис. 8, рис. 9, рис. 10, рис. 11 показаны осциллограммы, полученные в результате измерений.



Рисунок 8. Осциллограмма напряжения “сток-исток” ключевого транзистора

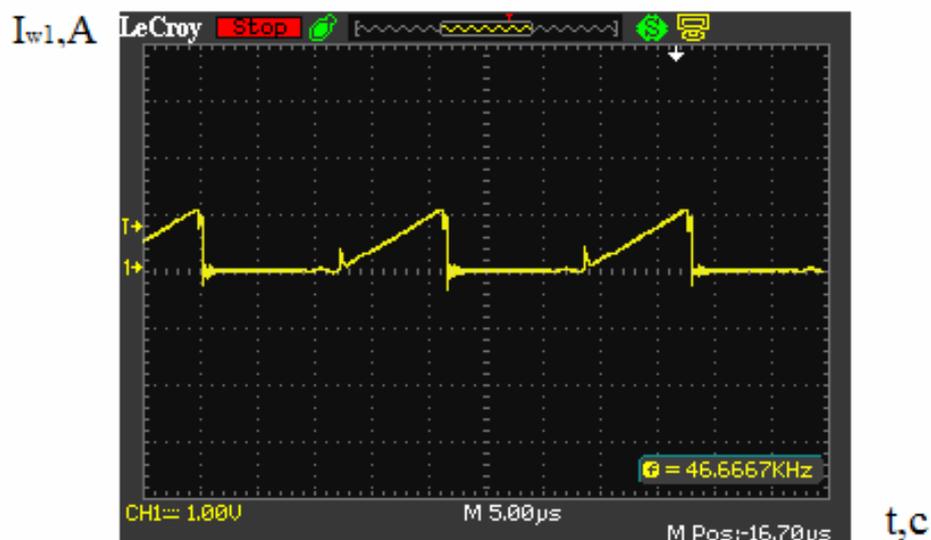


Рисунок 9. Ток первичной обмотки трансформатора

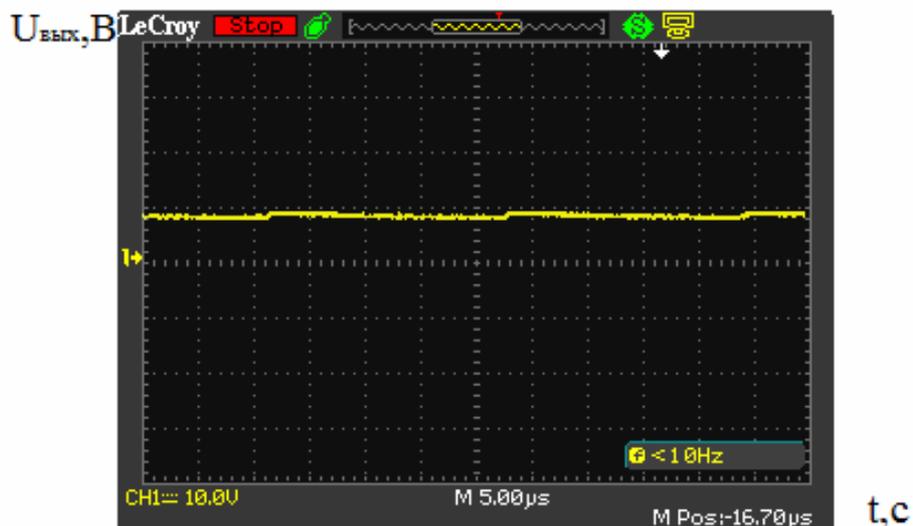


Рисунок 10. Напряжение нагрузки

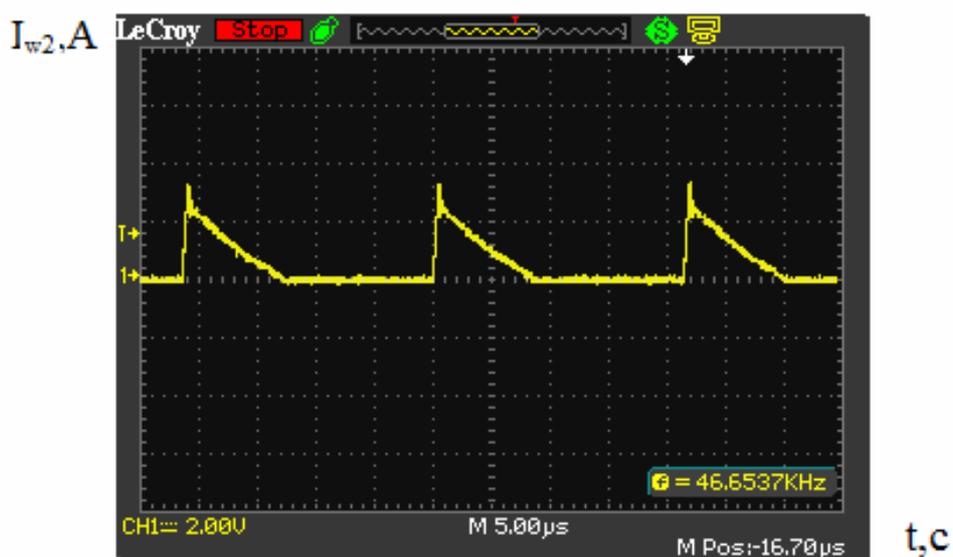


Рисунок 11. Ток вторичной обмотки трансформатора

Результаты экспериментов идентичны с аналитическими расчетами, формы токов и напряжений полностью совпадают с теоретическими показателями, пульсации выходного напряжения не превышают заданной величина (2%), нежелательные перенапряжения отсутствуют.

Разработанный источник может быть применен в составе светильников промышленного и бытового назначений.

Список литературы

1. Браун, М. Источники питания. Расчёт и конструирование / М. Браун. Пер. с англ. – К.: МК – Пресс, 2007. – 288 с.
2. Режим доступа:
http://ru.wikipedia.org/wiki/Обратноходовый_преобразователь.
3. Семёнов, Б.Ю. Экономическое освещение для всех / Ю.Б. Семёнов. – М.: СОЛОН – ПРЕСС, 2010. – 224 с.: ил. – (Серия «Технология электроснабжения»).
4. Научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики ТУСУР [Электронный ресурс]: Электрон. дан. – Режим доступа: <http://niiam.tomsk.ru/index.html>, свободный. – Загл. с экрана.

УДК 62-83:621.314.5

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТИРИСТОРА

Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик

*Сибирский государственный индустриальный университет,
Новокузнецк*

В работе представлено исследование обобщенной модели тиристорного преобразователя, построенной с учетом нелинейных динамических свойств тиристора, в составе системы автоматического регулирования с целью получения зависимостей между управляющего шириной импульса и параметрами объекта управления и алгоритма управления преобразователем при работе на индуктивную нагрузку большой мощности.

Ключевые слова: электропривод, тиристорный преобразователь, тиристор, нелинейные динамический свойства, система управления, алгоритм.

Исследование тиристорного преобразователя будем производить с использованием модели, полученной в [5] и [6], и системы моделирования, разработанной в ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» и имеющей регистрацию в реестре программ для ЭВМ [7].

Время нарастания тока в тиристорном преобразователе определяется для широкого диапазона постоянных времени нагрузки и углов управления α и различной ширины управляющего импульса.

На рисунке 1 представлены статические характеристики модели тиристорного преобразователя при различной ширине управляющего импульса. Наблюдается скачкообразное увеличение напряжения при определенном угле управления, причем, чем больше ширина импульса, тем при меньшем угле управления происходит скачок. Поведение модели подтверждается реально снятой характеристикой преобразователя.

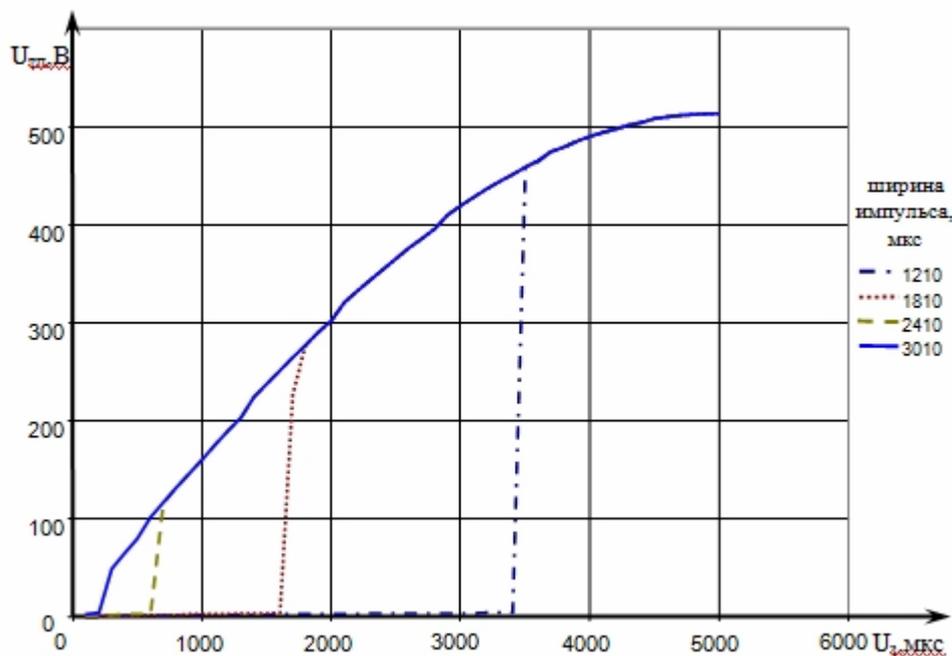


Рисунок 1. Статическая характеристика напряжения тиристорного преобразователя $U_{тп} = f(U_з)$, полученная из модели, при различной ширине управляющего импульса

На рисунке 2 продемонстрирован переходный процесс включения тиристорного преобразователя на индуктивную нагрузку, полученный в модели.

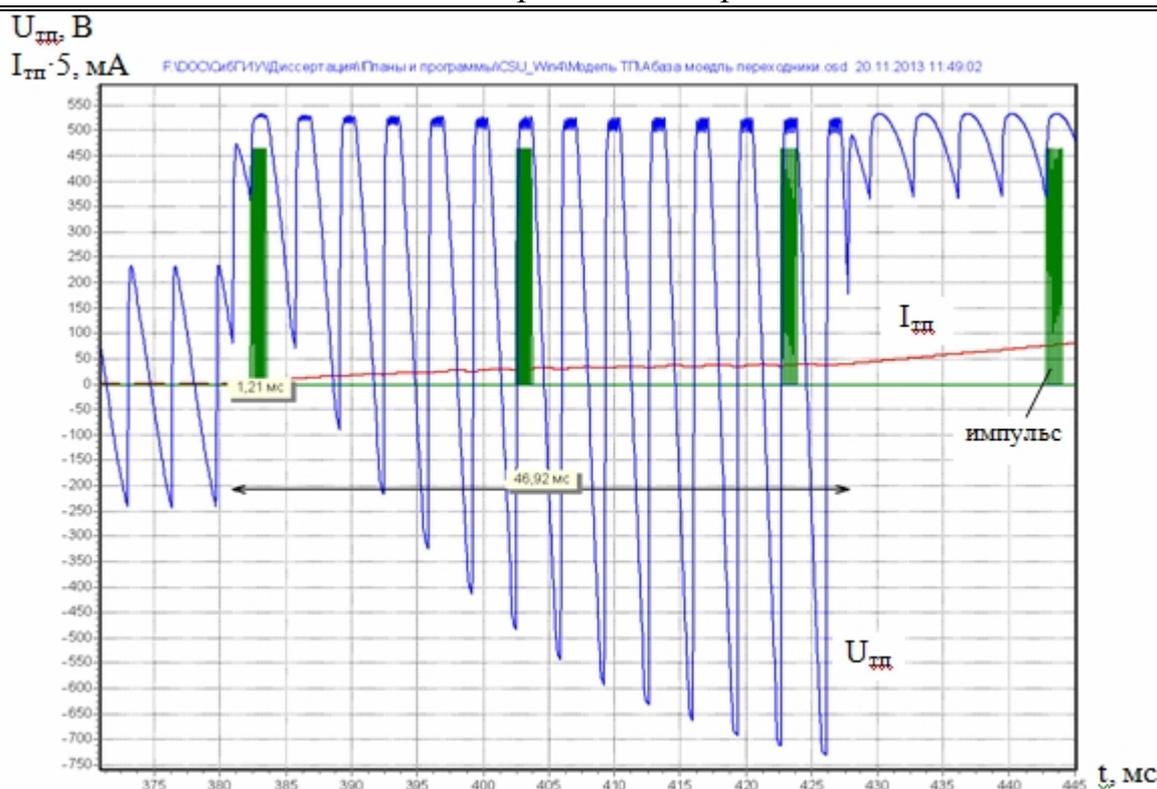


Рисунок 2. Переходный процесс при включении тиристорного преобразователя с учетом нелинейных свойств тиристора, при задании 4000 мкс, ширине импульса 1210 мкс

На рисунке 2, кроме тока и напряжения тиристорного преобразователя, приведен импульс управления первым тиристором. На переходных процессах наблюдается уменьшение напряжения преобразователя после снятия управляющего импульса. Уменьшение напряжения зависит от величины тока и от времени между подаваемыми импульсами. Чем больше ток, тем больше амплитуда обратного выброса напряжения, и чем меньше ширина импульса, тем больше время между импульсами. Тем самым площадь под кривой разности напряжений с учетом и без учета напряжения в тиристоре больше. При описании модели в системе управления с достаточной степенью точности можно оперировать средними величинами за период проводимости одного тиристора.

Исследуем теперь систему по выходной координате – току преобразователя. Работа в таких малых токах приведет к насыщению (полному открытию) преобразователя в начальный момент времени. Это подтверждается и моделированием.

Исследуемыми переменными параметрами в таком случае будут: ширина управляющего импульса, максимально допустимый угол управления преобразователем и постоянная времени цепи возбуждения (нагрузки).

На рисунке 3 приведена зависимость времени нарастания тока до тока включения тиристоров $t_{нар}$ от ширины импульсов управления тиристорами Sh в случае включения тиристорного преобразователя, а также установившееся значение тока $I_{уст}$, если преобразователь не включается. Семейство характеристик приведено для различных минимальных углов управления, ограниченных на входе преобразователя. Графики приведены для постоянной времени $T_{ов} = 2$ с. Видно, что характеристики разных цветов для одного максимального угла сходятся в одном значении ширины импульса управления, в котором происходит переход между открыванием и неоткрыванием преобразователя.

Для постоянной времени 2 с при угле управления шириной менее 1200 мкс наблюдается отсутствие возможности открыть преобразователь при любом угле управления. Также уход графика $t_{нар}$ вверх, выше уровня при ширине 3300 мкс, показывает затягивание переходного процесса при нарастании тока.

На рисунке 4 показана величина обратная времени нарастания тока до тока удержания в функции угла управления. Зависимость напоминает регулировочную характеристику тиристорного преобразователя при широких импульсах правления и существенно искажается при сокращении ширины импульса.

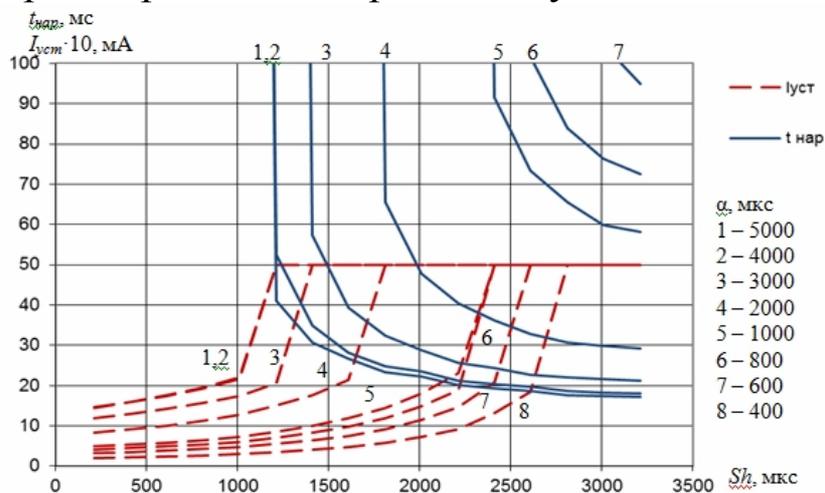


Рисунок 3. Зависимость времени нарастания $t_{нар}$ от ширины управляющего импульса Sh

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

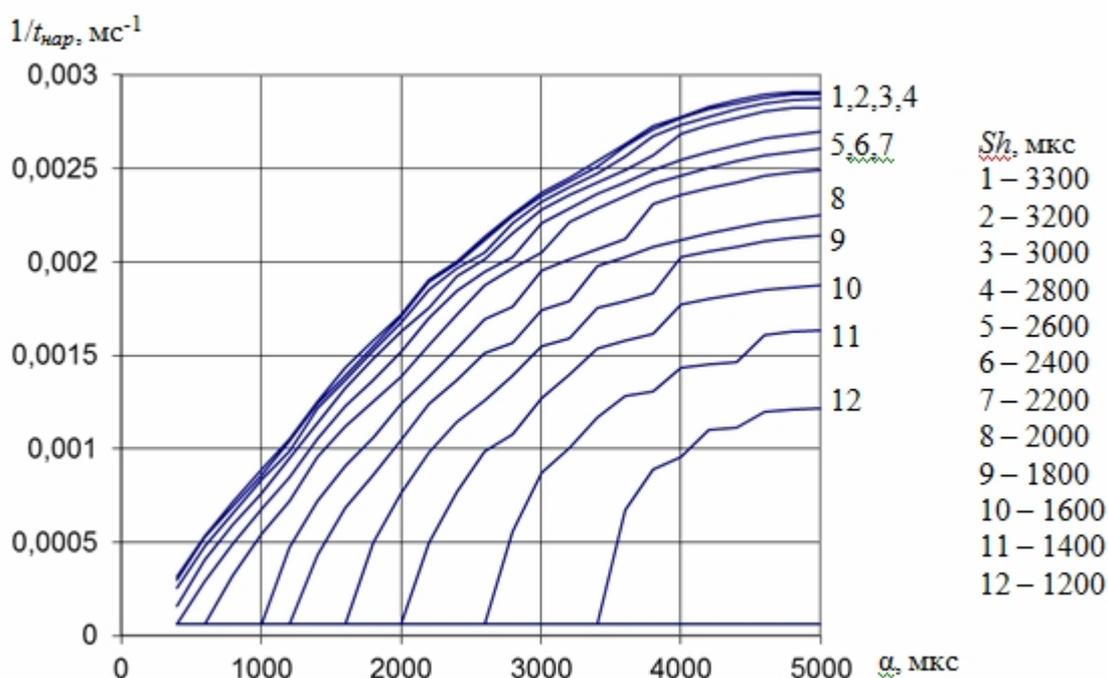


Рисунок 4. Зависимость обратного времени нарастания $1/t_{нар}$ от угла управления α

На рисунке 5 представлена зависимость $t_{нар}$ в функции угла управления α при различных значениях ширины управляющего импульса Sh . Наблюдается резкое увеличение времени нарастания тока при уменьшении величины задания.

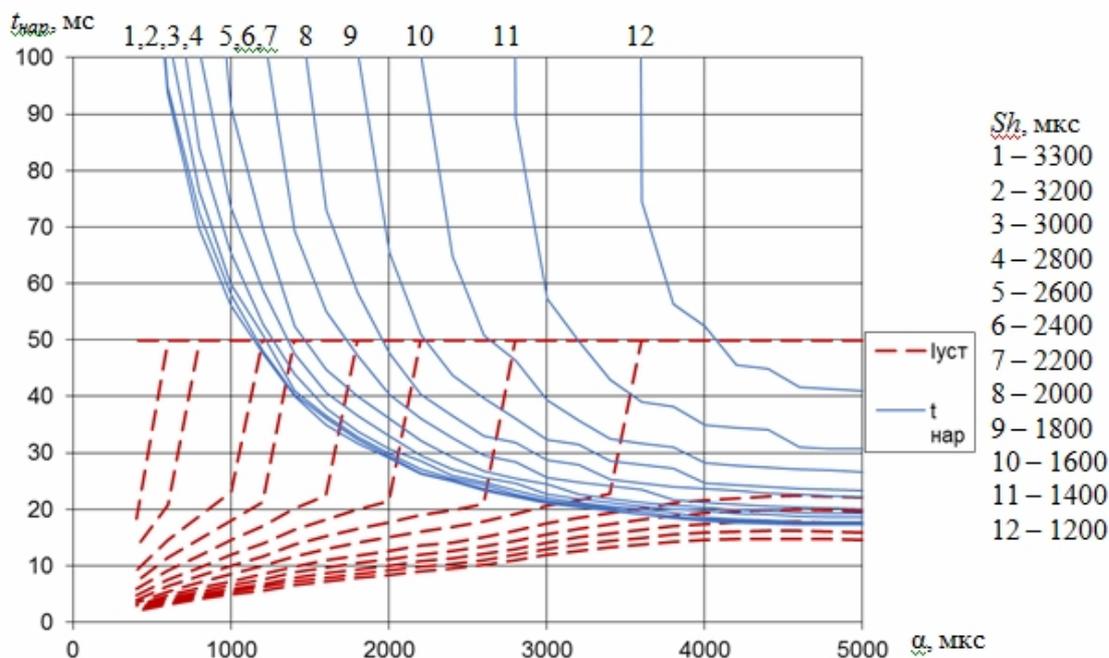


Рисунок 5. Зависимость времени нарастания от максимального угла управления

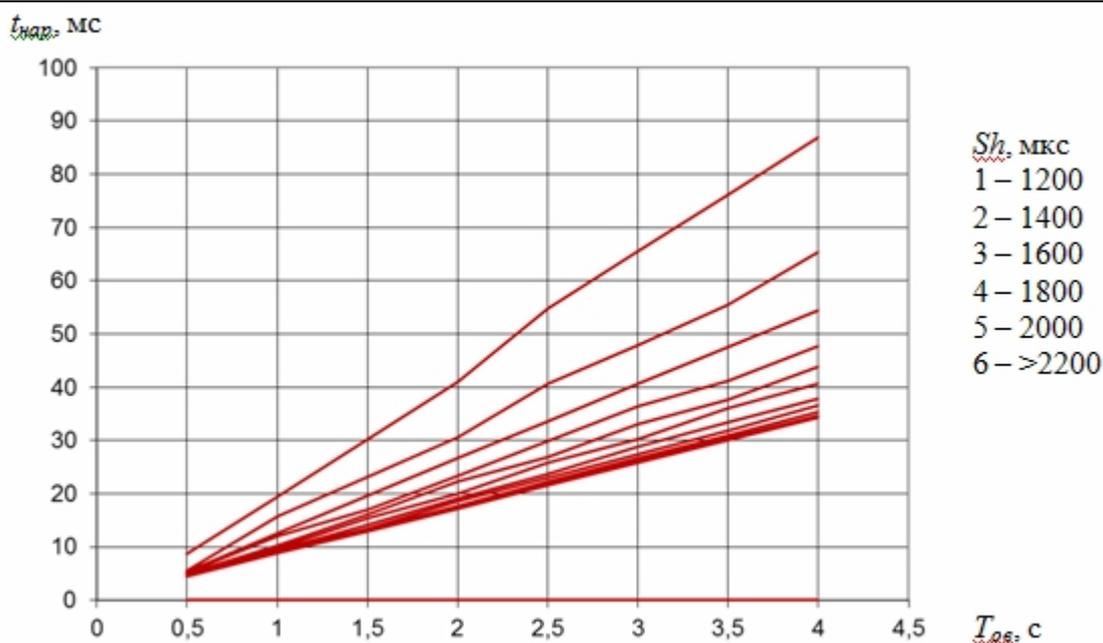


Рисунок 6. Зависимость времени нарастания от постоянной времени нагрузки

Коэффициент корреляции между временем нарастания и постоянной времени нагрузки, график зависимости между которыми приведен на рисунке 6, равен 0.9999, что говорит о линейной взаимосвязи этих параметров. В таком диапазоне измерений апериодическое звено можно рассматривать как чисто интегрирующее; в данном случае постоянная времени и время нарастания тока связаны линейным коэффициентом пропорциональности.

Исходя из приведенных рассуждений, для учета нелинейных свойств тиристора можно ввести внутреннюю обратную связь, охватывающую звено, описывающее цепь обмотки возбуждения. На рисунке 7 представлена структурная схема тиристорного преобразователя, в котором учены нелинейные свойства тиристора за счет нелинейной обратной связи. Нелинейный элемент отключает действие обратной связи при достижении тока включения тиристора. Такой нелинейный элемент должен обладать релейной характеристикой, которая после достижения тока включения равна нулю, пока ток не снизится до нуля.

Функциональная зависимость $f(I_{mn}, Sh)$ определяется параметрами модели и её необходимо определить по имеющимся данным исследования модели.

$$U_{\Delta} = f(I_{mn}, Sh) = K_I (3300 - Sh) I_{mn}, \quad (1)$$

где K_I – коэффициент пропорциональности.

В формуле (11) представлен вариант функциональной зависимости, определяющей уменьшения значения напряжения за счет нелинейных свойств.

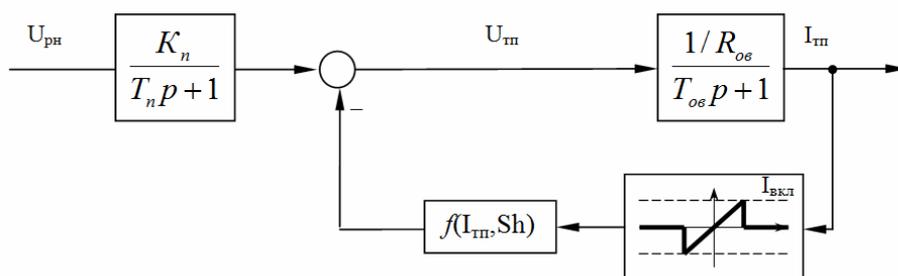


Рисунок 7. Структурная схема тиристорного преобразователя с учетом нелинейных свойств тиристора

Предложенные графики позволяют вывести зависимость ширины импульса и угла управления тиристорного преобразователя, которая определяет линейность ТП. На рисунке 8 представлена зависимость затягивания переходного процесса $t_{нар}/t_{нар\ мин}$ от параметров ширины импульса и максимально допустимого угла управления; другими словами, относительная зависимость времени при самом широком импульсе за интервал проводимости тиристора. Минимальное время нарастания тока $t_{нар\ мин}$ принято при самой большой ширине импульса 3300 мкс. На рисунке 9 та же зависимость представлена в плоском масштабе.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

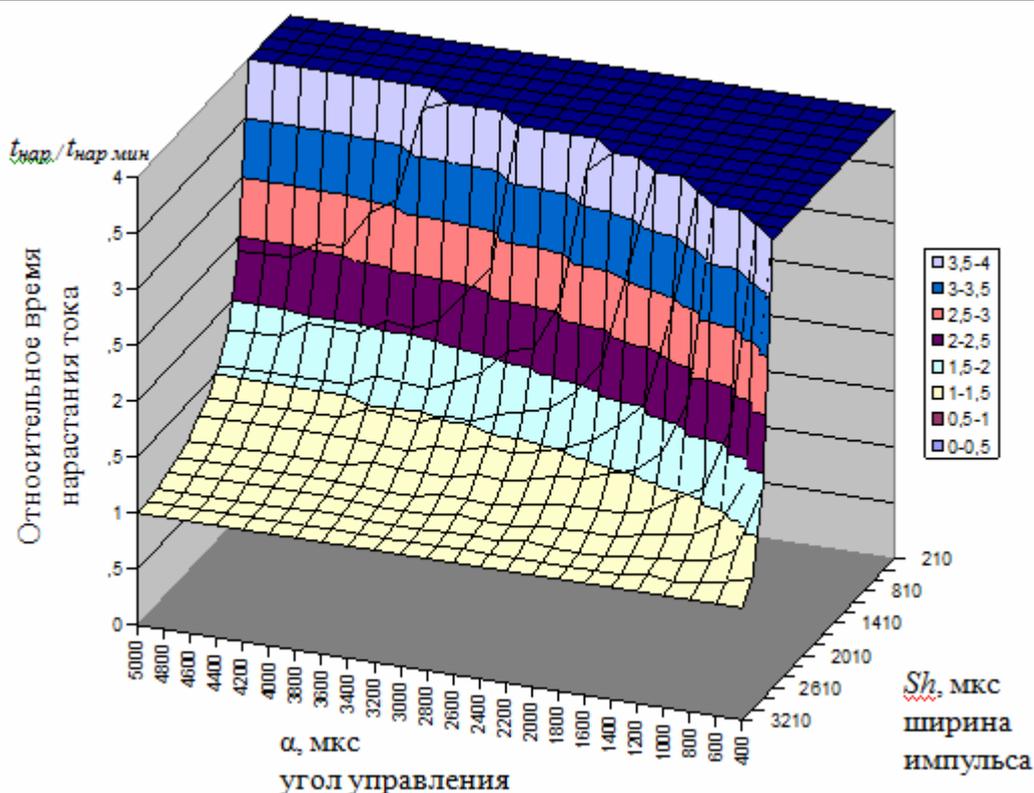


Рисунок 8. Относительное затягивание времени реверса в функции ширины импульса Sh , мкс и угла управления α , мкс

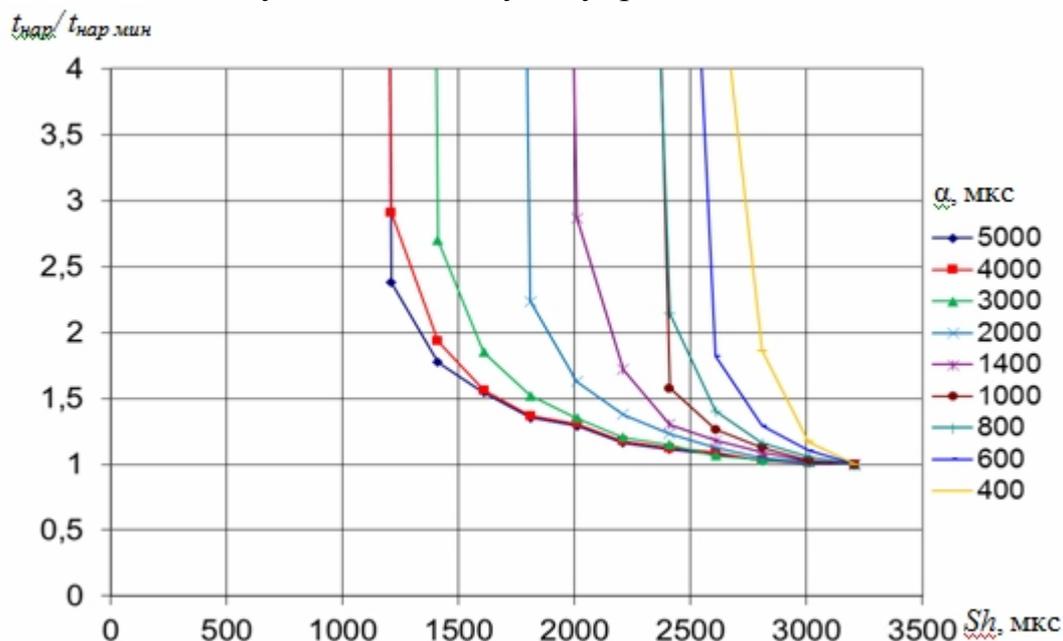


Рисунок 9. Время нарастания тока относительно времени нарастания тока при полной ширине управления.

Как видно из таблицы 1, связь между шириной импульса и углом управления представляет собой нелинейную зависимость

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

как для случая отсутствия возможности нарастания тока, так и для затягивания переходного процесса в 1,5 раза. Ячейки, в которых выполняется указанное условие, выделены цветом. Подбор функциональной зависимости позволил определить, что ее можно описать выражением

$$Sh = Sh_{max} \sin \alpha, \quad (2)$$

где α – угол управления при условии углового задания.

Таблица 1 – Время затягивания переходного процесса относительно времени нарастания тока при ширине управления тиристором, равной времени проводимости тиристора

Угол управления, мкс	Ширина импульса Sh , мкс											
	1010	1210	1410	1610	1810	2010	2210	2410	2610	2810	3010	3210
5000	–	2,38	1,77	1,54	1,35	1,29	1,16	1,11	1,08	1,03	1,01	1
4800	–	2,39	1,78	1,56	1,36	1,30	1,17	1,12	1,08	1,03	1,01	1
4600	–	2,40	1,79	1,56	1,37	1,30	1,17	1,12	1,08	1,03	1,01	1
4400	–	2,56	1,94	1,56	1,37	1,30	1,17	1,12	1,09	1,03	1,01	1
4200	–	2,56	1,94	1,56	1,37	1,31	1,17	1,12	1,09	1,03	1,01	1
4000	–	2,91	1,93	1,56	1,37	1,31	1,17	1,12	1,09	1,03	1,01	1
3800	–	3,05	2,07	1,68	1,48	1,30	1,17	1,12	1,09	1,05	1,01	1
3600	–	3,90	2,04	1,66	1,46	1,29	1,23	1,11	1,08	1,05	1,02	1
3400	–	–	2,16	1,64	1,43	1,27	1,21	1,10	1,06	1,04	1,02	1
3200	–	–	2,42	1,74	1,53	1,36	1,21	1,10	1,06	1,03	1,01	1
3000	–	–	2,70	1,85	1,52	1,35	1,20	1,15	1,07	1,03	1,01	1
2800	–	–	4,01	2,08	1,61	1,43	1,28	1,14	1,11	1,04	1,02	1
2600	–	–	–	2,15	1,68	1,40	1,25	1,13	1,08	1,05	1,03	1
2400	–	–	–	2,59	1,75	1,46	1,30	1,16	1,08	1,04	1,01	1
2200	–	–	–	3,80	1,93	1,53	1,37	1,22	1,11	1,08	1,02	1
2000	–	–	–	–	2,24	1,63	1,38	1,23	1,12	1,05	1,02	1
1800	–	–	–	–	3,13	1,80	1,46	1,24	1,13	1,04	1,02	1
1600	–	–	–	–	–	2,03	1,53	1,24	1,13	1,05	1,02	1
1400	–	–	–	–	–	2,87	1,72	1,30	1,18	1,09	1,02	1
1200	–	–	–	–	–	–	2,20	1,45	1,23	1,10	1,06	1
1000	–	–	–	–	–	–	–	1,57	1,26	1,13	1,03	1
800	–	–	–	–	–	–	–	2,14	1,40	1,16	1,05	1
600	–	–	–	–	–	–	–	–	1,82	1,29	1,10	1
400	–	–	–	–	–	–	–	–	–	1,86	1,17	1

Относительное время нарастания не зависит от постоянной времени нагрузки. Как видно из формулы (12), определяющей величиной является максимальная ширина управляющего импульса Sh_{max} , которая определяется при максимальном угле управления преобразователя. Эту величину возможно определить

экспериментально, увеличивая ширину управляющего импульса при полностью открытом преобразователе. Величина Sh_{max} зависит от коэффициента форсировки преобразователя и от тока удержания тиристора.

Зависимость максимального угла управления от величины постоянной времени нагрузки в исследуемом диапазоне является прямо пропорциональной:

$$Sh_{max} = K * T_{ov}, \quad (3)$$

где K – коэффициент пропорциональности.

Полученные зависимости объясняют характер переходных процессов в тиристорных преобразователях и позволяют выработать управление, обеспечивающее необходимые свойства ТП.

Получив представленные закономерности, можно предложить алгоритм управления шириной импульсов тиристорного преобразователя при работе на индуктивную нагрузку большой мощности.

Требуемая длительность импульса управления зависит от времени задержки включения, схемы и характера нагрузки. За время протекания импульса по меньшей мере должен быть достигнут ток включения $I_{вкл}$ тиристора с учетом индуктивности нагрузки. В противном случае тиристор перейдет обратно в закрытое состояние. Если после включения тиристора анодный ток может иметь колебательный характер, уменьшаясь до тока удержания тиристора $I_{уд}$, то импульс управления должен длиться до тех пор, пока тиристор не сможет закрыться из-за этих колебаний [5].

Описание характеристик управляющего электрода, представлено в работе [9]. Для сохранения надежности тиристора мощность, подводимая к управляющему электроду, должна быть ограничена. Особенно это важно при нагрузке тиристора номинальным током и в режимах перегрузки. Полупроводниковая структура в этих режимах работает с максимальной теплоотдачей и тепловыделением. Сокращение ширины управляющего импульса в этих режимах приводит к уменьшению нагрева соответствующего $p - n$ перехода.

При выходе из зоны малых токов широкий импульс, постоянно подаваемый на тиристор, дополнительно нагревает полупроводниковую структуру. Ширина импульса на среднем участке рабочей характеристики должна быть достаточной для коммутации тиристором. Такое управление соответствует стандартной ширине импульса 8 – 10 эл. град. При работе на ЭДС при углах управления менее 30 эл. град. ЭДС двигателя может превысить мгновенное значение напряжения питающей сети, что приведет к невозможности открыть тиристор на этом интервале. В таком случае ширина управляющего импульса должна быть больше $(30 - \alpha)$, где α – угол управления.

Сокращение ширины управляющего импульса может привести к образованию перенапряжения на интервале проводимости одного тиристора, что видно на рисунке 2. На этапе снижения тока в мосту, выходящем из работы при раздельном управлении, такое перенапряжение может привести к ложному срабатыванию датчика проводимости вентиля, основанному на измерении напряжения на каждом тиристоре. Вывод – сокращать управляющий импульс до срабатывания датчика закрытого состояния мостов в зоне малых токов при снижении тока нельзя.

Алгоритм управления шириной импульса может быть представлен следующими пунктами:

1. Если ток преобразователя меньше, чем два значения тока включения тиристора, то рассчитать ширину импульса в соответствии с заданием по формуле .
2. Если ток превышает указанную величину, то задать ширину управляющего импульса 8 – 10 эл. град., достаточную для устойчивого формирования импульса и включения тиристора в этом режиме.
3. Если ток снижается и переходит к минимальному значению для реверса, выставить максимальную ширину импульса 120 эл. град. с учетом подтверждающего импульса.

В результате полученных математических зависимостей получен алгоритм управления, позволяющий компенсировать влияние нелинейных свойств тиристора при сохранении его энергетических показателей, одновременно не перегружая тиристор по цепи управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

5. Модзелевский Д.Е. Математическое моделирование тиристорного преобразователя с учетом нелинейности тиристора / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик // Вестник кузбасского государственного технического университета. – 2011. – №6 (88). – С. 72-75.
6. Модзелевский Д.Е. Моделирование электромагнитных процессов в тиристорном преобразователе с учетом нелинейных динамических свойств тиристора / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик // Научный вестник НГТУ. – 2013. – № 2(51). – С. 188-193.
7. Модзелевский Д.Е. Свид. об официальной регистрации. Программа для ЭВМ «Программа анализа переходных процессов и моделирования электропривода шахтной подъемной установки» / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик, №2013617015, заявл. 04.06.2013, зарегистр. 30.07.2013. - М.: РОСПАТЕНТ, 2013.
8. Абрамович М. И. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках/М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Либер и др. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 432 с.
9. Замятин В.Я. и др. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры: Справочник / В.Я. Замятин, Б.В. Кондратьев, В.М. Петухов. – М.: Радио и связь, 1988. – 576 с.

МАТРИЧНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С УЛУЧШЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

¹Нусратов П.Р., ¹Пугачев Е.В., ²Иванов В.С.

*1 - ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный индустриальный
университет», г. Новокузнецк*

2 - ООО «ИНДАС ХОЛДИНГ», г. Новокузнецк

Введение. Матричный преобразователь частоты впервые был схематический представлен в 1980 – ом году [1]. Традиционная структурная схема матричного преобразователя частоты приведена на рисунке 1. По сравнению с традиционными преобразователями частоты со звеном постоянного тока матричный преобразователь частоты имеет следующие преимущества:

1. Отсутствие громоздких накопительных и индукционных элементов, таких как сглаживающий конденсатор в звене постоянного тока или индуктивность.
2. Четырехквadrантный режим работы преобразователя с синусоидальными формами выходного напряжения и входного тока с низким составом спектр гармоник близкое или выше частоты переключения полупроводниковых транзисторов [2].

Тем не менее, подобный преобразователь частоты еще не нашел своего широкого применения в промышленности. Основной причиной тому является потенциальные коммутационные проблемы, требующие сложного управления всей цепью преобразователя.

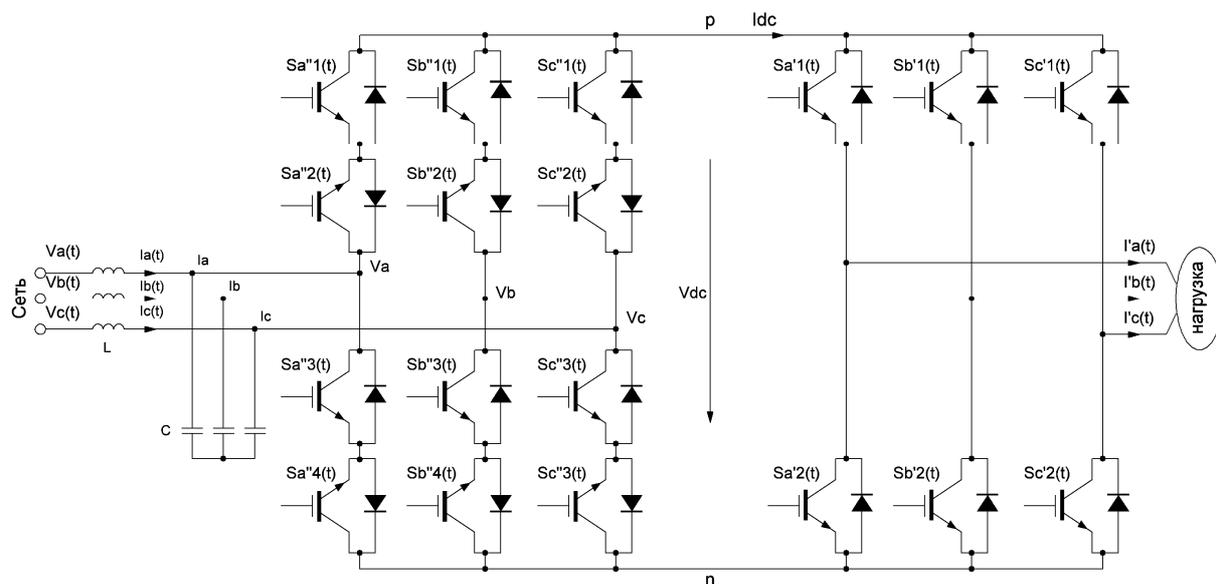


Рисунок 1. Структурная схема традиционного матричного преобразователя частоты

В данной статье авторами предложен метод уменьшения количества полупроводниковых элементов (IGBT – транзисторов), позволяющие существенно улучшить процесс коммутации и громоздкость силовой схемы преобразователя. При этом форма входного тока и выходного напряжения матричного преобразователя частоты синусоидальна. Преимущества предложенного матричного преобразователя частоты:

1. Имеет одинаковые показатели качества с традиционным матричным преобразователем частоты, т.е. единичный коэффициент мощности, четырехквadrантный режим работы, синусоидальная форма входного тока и выходного напряжения только с высоким спектром гармоник тока и напряжения.
2. Простой режим ШИМ (широтно – импульсная модуляция) и тем самым простота в управлении преобразователем.
3. Все полупроводниковые транзисторы на стороне сети включаются и выключаются при нулевом токе. Следовательно, исчезает проблема коммутации, существующие в традиционных матричных преобразователях частоты.

Постановка задачи. Требуется провести анализ эффективности предлагаемого матричного преобразователя

частоты методом компьютерного моделирования и путем сокращения числа полупроводниковых элементов (IGBT – транзисторов) облегчить процесс коммутации.

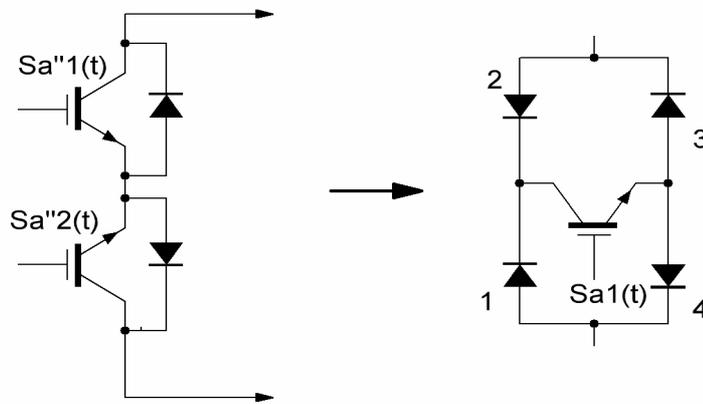


Рисунок 2. Метод уменьшения количества ключей

На рисунке 2 приведен метод уменьшения количества полупроводниковых транзисторов. Как видно, при уменьшении процесс протекания тока в обоих направлениях сохраняется. При работе преобразователя в режиме двигателя (прямое направление тока от сети в сторону нагрузки) ток потечет по пути диод 1 – транзистор $Sa1(t)$ – диод 3, а в режиме генератора (обратное направление тока от нагрузки в сторону сети) ток потечет по пути диод 2 – транзистор Sa – диод 4. А значит сам преобразователь будет работать во всех четырех квадрантах.

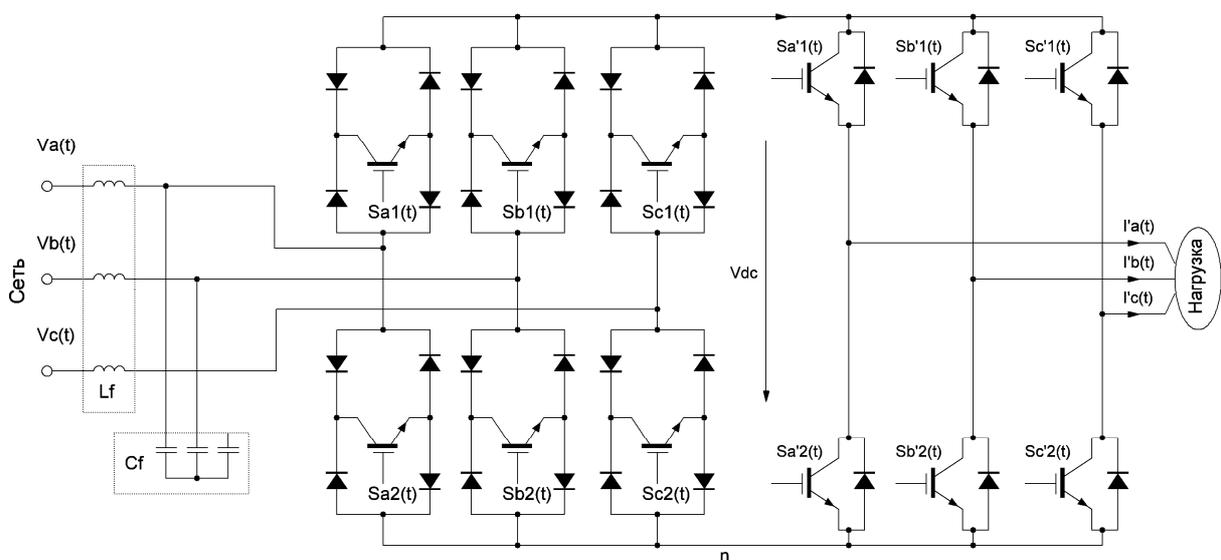


Рисунок 3. Матричный преобразователь частоты с уменьшенным числом ключей с 18 до 12

На рисунке 3 приведена обобщенная структурная схема матричного преобразователя частоты, полученная путем уменьшения количества полупроводниковых элементов. По сравнению с двухзвенным преобразователем частоты со звеном постоянного тока, имеющий сглаживающий конденсатор в звене постоянного тока, в матричном преобразователе оно заменяется входным фильтром.

Уравнения входных напряжений матричного преобразователя частоты можно представить следующим образом:

$$\begin{cases} V_a(t) = V_a(\cos \omega_i t) \\ V_b(t) = V_b(\cos \omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_c(\cos \omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1)$$

Уравнения выходных токов имеют следующий вид:

$$\begin{cases} i_a'(t) = I_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ i_b'(t) = I_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c'(t) = I_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2)$$

В уравнениях (1) и (2) :

- φ_i, ω_0 входная и выходная угловая частота соответственно
- φ_0 начальный электрический угол фазы выходного тока
- V_a, V_b, V_c, I_0 амплитуды входных напряжений и выходного тока соответственно.

Результат моделирования. Для компьютерного моделирования преобразователя использовалась среда Matlab/Simulink. В ходе моделирования были использованы следующие параметры силовой цепи матричного преобразователя частоты и нагрузки.

Таблица 1. Параметры асинхронной машины 3 кВт для моделирования

Напряжение (линейное)	400 (В)
Активное сопротивление статора	1.405 (Ом)
Индуктивное сопротивление статора	0.005839 (Гн)
Активное сопротивление ротора	1.395 (Ом)
Индуктивное сопротивление ротора	0.005839 (Гн)

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

Момент инерции	0.0131 (кг.м ²)
Коэффициент модуляции	0.85
Параметры входного фильтра	
Индуктивность фильтра	200 мГн
Емкость фильтра	30 мФ

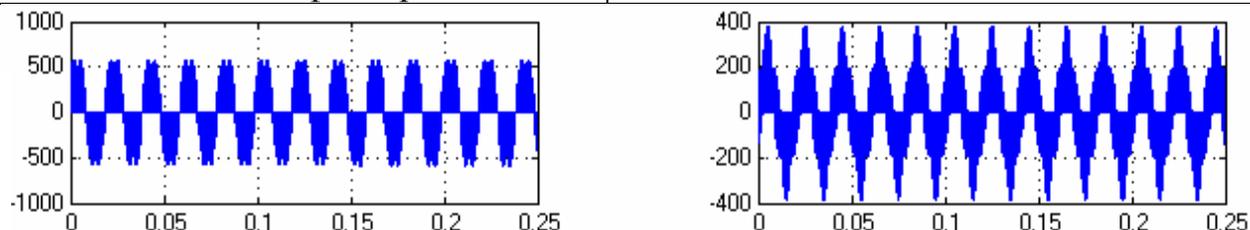


Рисунок 4. Временные диаграммы линейного и фазного напряжений на зажимах статора асинхронного двигателя

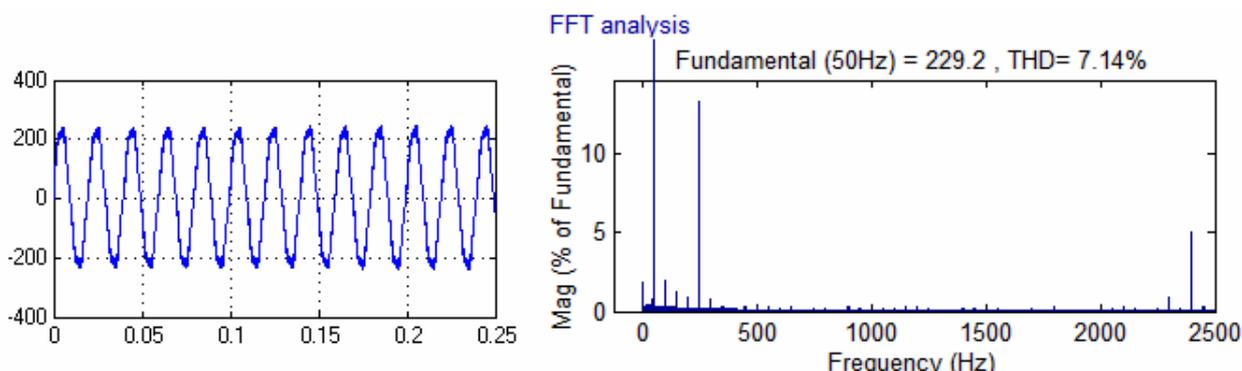


Рисунок 5. Гармонический состав фазного напряжения на статоре асинхронного двигателя

Как видно из рисунка 4, напряжение на зажимах статора асинхронного двигателя представляет собой последовательность высокочастотных прямоугольных импульсов. Сами высокочастотные импульсы имеют переменную ширину, изменяющуюся по закону модулирующей функции.

Спектральный анализ тока и напряжения. В спектре фазного напряжения (рисунок 5) амплитуда основной гармоники равняется 229.2 В, а высшие гармоники с частотами до 2 кГц имеют амплитуды меньше 1.5 % от амплитуды основной гармоники. Коэффициент гармоник этого сигнала достигает 7.14 %.

Закключение и выводы. Для анализа спектра фазного напряжения на выходе матричного преобразователя частоты был

использован инструмент встроенного модуля Фурье преобразование (FFT) в среде Matlab, что позволило сократить время анализа спектрального состава фазного напряжения на этапе моделирования.

Результаты проведенного анализа показывают, что предлагаемый матричный преобразователь с уменьшенным количеством полупроводниковых элементов имеют хорошие динамические показатели. Кроме того, благодаря меньшим количеством полупроводниковых элементов процесс коммутации проходят более быстрее и управление преобразователем более легок по сравнению с традиционным матричными преобразователями частоты.

Список литературы:

[1] M. Venturini, "A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive component", in Proc. POWERCON 7, 1980, pp. E3-1-E3-15.

[2] D.G. Holmes and T.A. Lipo, "Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 7, No. 1, 1992, pp. 240-250.

УДК 681.518.22+681.518.5:621.313.333

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МАССЫ ПОДНИМАЕМОГО ГРУЗА В ДВУХСКИПОВЫХ ШАХТНЫХ ПОДЪЕМНЫХ УСТАНОВКАХ

В. Ю. Островляничик, Т.В. Богдановская, И. Ю. Поползин
*Сибирский государственный индустриальный университет,
г. Новокузнецк*

В статье предложены методики косвенного измерения массы поднимаемого груза в двухскиповых шахтных подъемных установках на основе измерения параметров электропривода постоянного и переменного тока.

Ключевые слова: измерение массы груза, шахтная подъемная установка, электропривод.

Для шахтных подъемных установок (ШПУ) важной задачей является определение массы поднимаемого груза. Связано это, в первую очередь, с задачами повышения энергоэффективности и рентабельности ШПУ, а также с задачами учета и контроля горного производства.

Существует несколько способов определения массы поднимаемого груза. Простейшим из них является взвешивание скипов. Однако этот способ практически не применяется на ШПУ по следующим причинам:

- 1) Необходимость организации весового поста с оборудованием для взвешивания;
- 2) Неудобство самого процесса взвешивания;
- 3) Высокая погрешность, обусловленная трудностью фиксации скипа в устойчивом положении для взвешивания;
- 4) Существенное замедление технологического процесса, и, как следствие, падение производительности ШПУ.

Вследствие приведенных причин в технологическом процессе шахтного подъема следует применять косвенные методы измерения массы груза, основанные на ее вычислении на основании какого-либо измеряемого параметра системы. Желательно также, чтобы определение массы груза не было

связано с дополнительными измерениями и установкой дополнительного оборудования.

В свете вышеизложенного оптимальным видится вычисление массы поднимаемого груза на основе параметров электропривода ШПУ. Очевидна, например, прямая связь массы поднимаемого груза и электромагнитного момента, развиваемого приводным двигателем. Однако электромагнитный момент двигателя также в большинстве случаев не поддается прямому измерению (измерение момента может осуществляться с помощью акселерометра, но, как правило, на промышленные электроприводы они не устанавливаются). Поэтому необходимо решить задачу установления связи между массой поднимаемого в скипе груза и параметрами электропривода, практически всегда доступных измерению – током (для двигателей постоянного тока – током якоря, для асинхронных двигателей – током фазы статора или ротора) и скоростью вращения.

Для нахождения такой связи воспользуемся уравнением М. М. Фёдорова для динамики двухскиповой ШПУ:

$$m_{\Sigma} \frac{d^2 z}{dt^2} - (q_Y - q_{\Gamma})(H - 2z)g + (m_1 - m_2)g = F \quad (1)$$

где

$m_{\Sigma} = \frac{J_{\Sigma}}{R^2}$ – суммарная приведенная масса установки;

$F = \frac{M}{R}$ – движущее усилие привода (R – радиус барабана);

$z = jR$ – положение сосудов в стволе (φ – угол поворота барабана);

g – ускорение свободного падения.

При равномерном движении сосудов в стволе вторая производная положения по времени (ускорение) равна 0. Кроме того, разность масс груженого m_1 и порожнего m_2 скипов есть ни что иное, как масса поднимаемого груза m_{Γ} . С учетом этих соображений уравнение Федорова примет вид:

$$-(q_Y - q_{\Gamma})(H - 2z)g + m_{\Gamma}g = \frac{M}{R} \quad (2)$$

Выразим из этого уравнения массу поднимаемого груза:

$$m_{\Gamma} = \frac{M/R + (q_{\text{У}} - q_{\Gamma})(H - 2z)g}{g} \quad (3)$$

С учетом того, что для безредукторных приводов $M=M_{\text{Э}}$, для редукторных – $M=M_{\text{Э}}i_{\text{РЕД}}$, а так же с учетом соотношения для ДПТ с независимым возбуждением (наиболее распространенного ДПТ для шахтного подъема вследствие хороших нагрузочных и регулировочных характеристик) $M_{\text{Э}}=k\Phi I_{\text{я}}$, получим два выражения для массы поднимаемого груза:

а) Для безредукторного привода:

$$m_{\Gamma} = \frac{I_{\text{я}}k\Phi/R + (q_{\text{У}} - q_{\Gamma})(H - 2z)g}{g} \quad (4)$$

б) Для редукторного привода:

$$m_{\Gamma} = \frac{I_{\text{я}}i_{\text{РЕД}}k\Phi/R + (q_{\text{У}} - q_{\Gamma})(H - 2z)g}{g} \quad (5)$$

Выражение для редукторного привода представляет собой более общий случай, поэтому в дальнейшем будем пользоваться ей.

Очевидно, что масса транспортируемого груза не зависит от положения сосудов в стволе. Таким образом, для определения массы груза достаточно произвести расчет лишь один раз за цикл подъема. Для облегчения вычислений расчет следует производить в тот момент, когда статические напряжения ветвей каната в точках набегания и сбегания равны, т.е. в момент времени, когда скипы совмещаются. В большинстве ШПУ это условие эквивалентно достижению скипами точки $z=H/2$ (середины ствола), однако, следует отметить, что точка совмещения скипов не обязательно находится в середине ствола – ее положение зависит от типа подъемной установки и конфигурации ствола. Таким образом, для ШПУ с ДПТ независимого возбуждения:

$$m_{\Gamma} = \frac{I_{\text{я}}i_{\text{РЕД}}k\Phi/R}{g}, \quad (6)$$

причем вычисление массы должно производиться в точке совмещения скипов.

Рассмотрим вычисление массы поднимаемого груза для асинхронного двигателя. Следует отметить, что в общем случае определение момента асинхронного двигателя (а, следовательно, и массы груза) сопряжено с определенными трудностями, так как требует перехода к двухфазной модели двигателя и операций над векторными величинами токов и потокосцеплений, что ведет к повышению трудоемкости вычислений и необходимости наращивания вычислительной мощности регистрирующих устройств. Для решения этой задачи следует определиться с типом используемого на ШПУ приводного двигателя.

Наиболее часто на подъемных установках применяют асинхронные двигатели с фазным ротором с управлением скоростью, осуществляемым с помощью роторной станции. Это обусловлено большим пусковым моментом приводов такого типа и их технической простотой. В таких ЭП роторный ток может быть измерен непосредственно, что существенно упрощает задачу определения момента двигателя.

Известно выражение (7), определяющее электромеханическую характеристику асинхронного двигателя:

$$M = \frac{3U_1^2 R_2'}{w_0 s [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2]} \quad (7)$$

В то же время ток фазы ротора определяется по выражению (8):

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2}} \quad (8)$$

Подставив (9) в (8) и проведя преобразования, получим:

$$M = \frac{3U_1^2 R_2'}{w_0 s [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2]} = \frac{3I_2'^2 [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2] R_2'}{w_0 s [(R_1 + R_2' / s)^2 + X_K^2]} = \frac{3I_2'^2 R_2'}{w_0 s} \quad (9)$$

Подставив выражение (9) в выражение (3) и, снимая показания аналогично (6) в середине участка подъема, получим выражение, позволяющее определить массу поднимаемого груза через ток ротора и текущее скольжение:

$$m_{\Gamma} = \frac{3I_2'^2 R_2'}{g w_0 s R} \quad (10)$$

Воспользовавшись выражением для скольжения (11), приведем окончательный вариант выражения (10), содержащий только приведенный ток ротора и скорость (12):

$$s = \frac{w_0 - w}{w_0} \quad (11)$$

$$m_{\Gamma} = \frac{3w_0 I_2'^2 R_2'}{gR(w_0 - w)} \quad (12)$$

В выражение (12) входят приведенные значения тока и активного сопротивления ротора.

Однако, выражение (12) применимо только для асинхронных двигателей с фазным ротором. Для двигателей с короткозамкнутым ротором, в которых ток ротора измерению не подлежит, воспользуемся следующими соображениями. Как было сказано выше, измерение массы груза в скипе производится один раз за цикл подъема в точке, где статические натяжения ветвей канатов уравновешены. Режим работы электропривода подъемной установки в такой точке будет установившимся, а рабочая точка на электромеханической характеристике приводного двигателя будет находиться на линейном участке. По этой причине для определения момента в таких электроприводах можно воспользоваться выражением (13):

$$M = \frac{3U_1 I_1 h_{ДВ} \cos j (1 - s)}{w} \quad (13)$$

Таким образом, для ЭП на базе асинхронных двигателей, в которых нельзя измерить роторный ток, следует пользоваться следующим выражением для массы груза:

$$m_{\Gamma} = \frac{3U_1 I_1 h_{ДВ} \cos j (1 - s)}{wgR} \quad (14)$$

Выражение (14) обладает очевидными преимуществами: для вычисления массы груза по нему необходимо измерить лишь ток и напряжение статора и текущую скорость двигателя. По этой причине данное выражение может быть легко реализованное на

ЭВМ и использоваться в информационно-управляющих и информационно-измерительных системах электроприводов ШПУ.

Библиографический список

1. Ключев В. И. Теория электропривода [Текст]/ В. И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
2. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины. Часть 1 [Текст]/ Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович, В. С. Хвостов. – М.: ВШ, 1979. – 288 с.
3. Островлянчик В. Ю. Автоматический электропривод постоянного тока горно-металлургического производства [Текст]/ В. Ю. Островлянчик. – Томск: Изд-во Томского государственного университета, 1997. – 383с.
4. Шахтный подъем [Текст]/ В. Р. Бежок, В. И. Дворников, И. Г. Манец, В. А. Пристром; под общей ред. Б. А. Грядущего, В. А. Корсун. – Донецк: ООО «Юго-Восток ЛТД», 2007. – 624 с.
5. Сиротин С. С. Шахтные подъемные установки/ С. С. Сиротин. – Алчевск: ДГМИ, 1997. – 174 с.

УДК 621.313

ВЛИЯНИЕ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ НА ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ СИСТЕМЫ ГИДРОТУРБИНА-СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР РАБОТАЮЩЕЙ НА АВТОНОМНУЮ НАГРУЗКУ

Пугачев Е.В. Кипервассер М.В. Гуламов Ш.Р.

*Сибирский государственный индустриальный университет
г. Новокузнецк*

В настоящее время расширяется использование одиночных установок для преобразования гидравлической энергии в электрическую энергию. Основными причинами использования таких агрегатов являются: отсутствие традиционных

электрических сетей в удаленных и труднодоступных районах местности.

Электротехнический комплекс, включающий в себя электрогенератор и приводной двигатель, подвергаются воздействию большого количества разного рода механических и электрических нагрузок. К электрическим нагрузкам относятся действующие значения тока статора, вызывающего нагрев его обмоток нагрузки в роторной цепи, коммутационное и иные перенапряжения в цепях статора и ротора.

К механическим нагрузкам относятся передаваемый рабочий момент с вала двигателя на ротор генератора, усилия от веса вращающихся частей, воспринимаемые опорными подшипниками агрегата, возможные осевые усилия, возникающие при использовании в качестве двигателя разного рода турбин, в том числе водяных и паровых, дополнительные усилия, вызванные вибрационными и иными явлениями (например, кавитацией).

Указанные воздействия приводят как к постепенному износу отдельных узлов и деталей, а в дальнейшем к выходу из строя самого агрегата, так и нарушению электроснабжения потребителей электроэнергии.

Оценивая существующие способы защиты гидроагрегатов, можно отметить, что контроль электрической части (синхронного генератора) осуществляется достаточно полно, с замером всех необходимых электрических параметров и контролем большинства возможных аварийных ситуаций.

В тоже время защита механической части агрегата обычно ограничивается набором технологических защит, контролируемых параметров систем смазки и охлаждения агрегата (давление и температура масла и пр.). В сравнении с возможным набором причин, приводящих к авариям механической части, защиту её стандартными методами следует признать недостаточной. В этой связи, учитывая тяжесть возможных последствий аварий, разработка дополнительных средств защиты гидрогенераторов от аварийных режимов является актуальной задачей.

Известно, что для контроля защиты от аварийных режимов механической части электротехнического комплекса, имеющего в

своем составе электрическую машину, можно использовать косвенные методы, основанные на измерении электрических параметров рассматриваемой электротехнической системы [3].

Разработка подобных схем защиты может быть основана на предварительной оценке изменения контролируемых электрических параметров в различных аварийных ситуациях. С этой целью составлена математическая модель электротехнического комплекса, имеющего в своем составе гидравлическую турбину малого расхода и синхронный генератор, работающий на индивидуальную нагрузку.

Математическое описание синхронного генератора осуществляется по известным уравнениям [1, 2]. С целью разработки алгоритма построения структуры рассматриваемая система приведена на рисунке 1.

Полученная алгоритмическая структура отличается от известных тем, что содержит две взаимосвязанные составляющие:

- математическая модель входящей в состав электротехнического комплекса электрической машины (явнополюсного синхронного генератора);

- математическая модель механической части комплекса, представленной в виде одномассовой системы.

Связующим параметром между двумя указанными составляющими модели целесообразно рассматривать фазный ток статора.

Входными параметрами при моделировании являются величина отклонения момента на валу в аварийных режимах, скорость вращения турбины и ток возбуждения (ΔM , ω_1 , i_f).

Выходными исследуемыми параметрами модели являются электрические параметры генератора – фазные напряжения и токи (U_a , U_b , U_c , i_a , i_b , i_c).

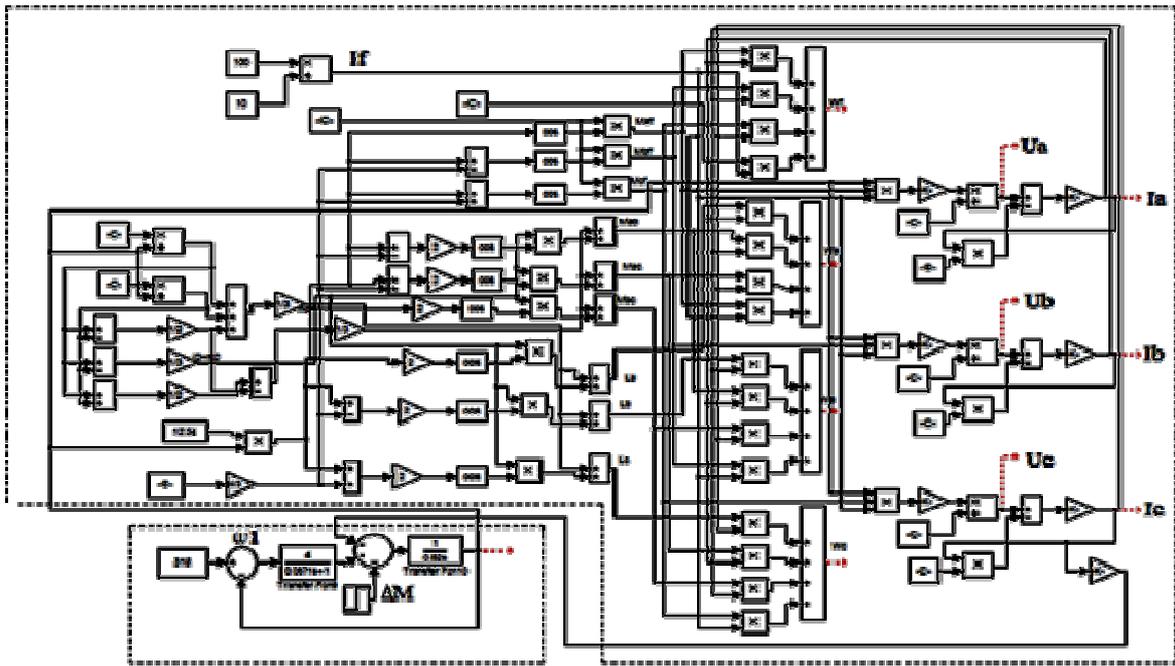


Рисунок 1. Алгоритмическая структура синхронного гидрогенератора:
I – Электрическая часть; II – механическая часть.

В ходе эксперимента моделировалась аварийная ситуация с заклиниванием и разрушением одного из двух опорных подшипников ротора гидравлической турбины. В качестве эталонного принято отклонение момента на валу турбины, вызванное аварийным событием, не выше 15% от номинального, что является вполне приемлемым для моделируемой турбины с диаметром колеса 0,42 м. Графики переходных процессов скорости, момента на валу синхронного генератора, напряжения, тока статора показаны на рисунках 2 и 3.

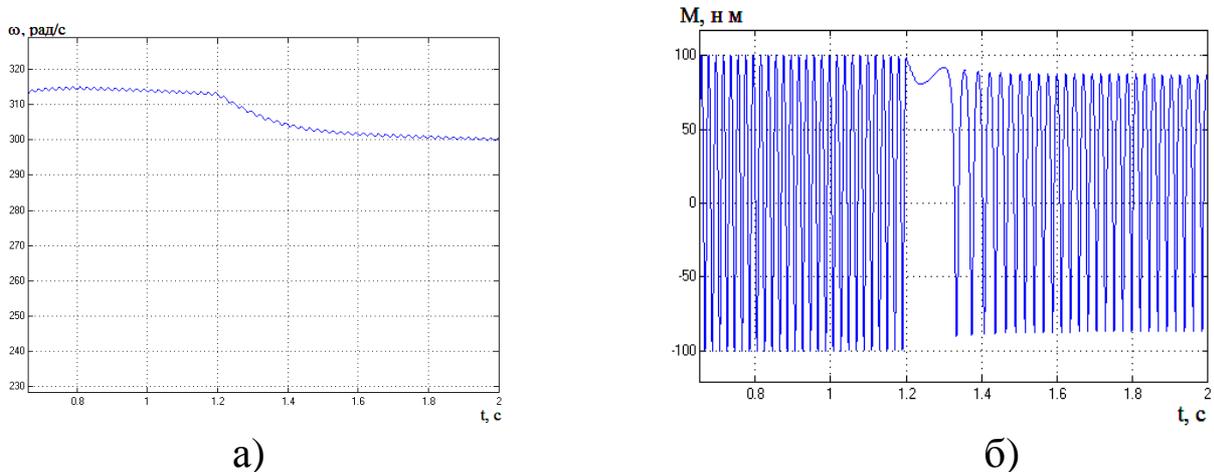


Рисунок 2. Переходной процесс изменения частоты вращения (а) и момента (б)

Переходные процессы, приведенные на рисунке 2 показывают, что при увеличении момента создаваемого механической полумкой ΔM приводит к уменьшению скорости вращения гидротурбины, соответственно к падению напряжения и тока статора синхронного генератора.

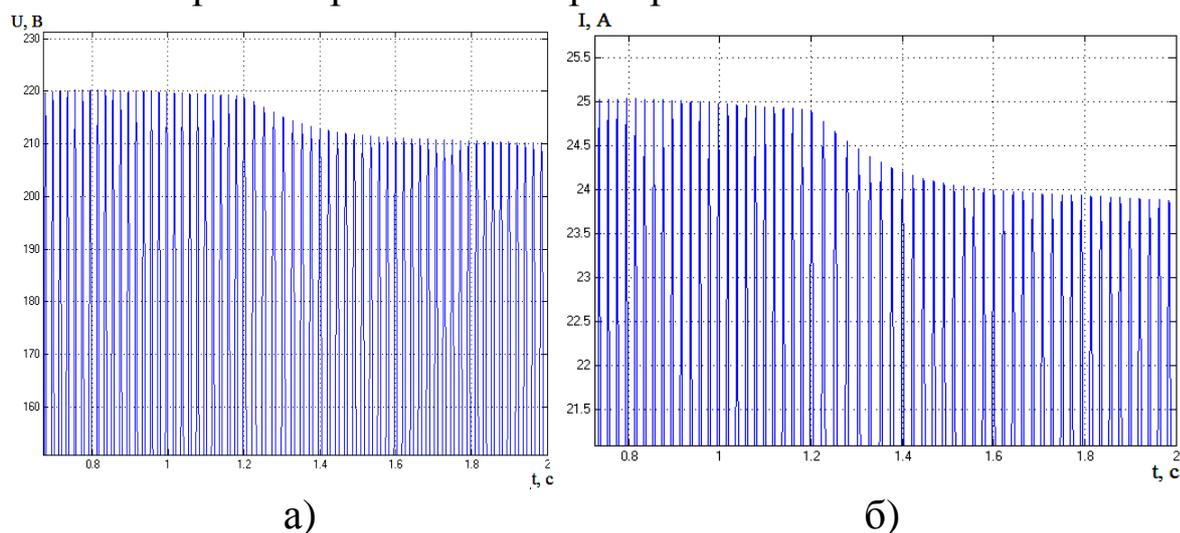


Рисунок 3. Переходной процесс изменения фазного напряжения (а) и тока статора (б) синхронного генератора

Из полученных графиков переходных процессов при работе генератора на чисто активную нагрузку следует:

- Моменты времени начала переходных процессов контролируемых параметров скорости, напряжения и тока статора совпадают с временем возникновения аварийной ситуации.
- Переходные процессы носят апериодический характер.
- Отклонение величины скорости составляет 5% от установившегося значения до аварии.
- Отклонение величин тока и напряжения составляет 6%.
- Величины отклонения напряжения и тока вполне достаточны для фиксации их схемами контроля и выработки аварийного отключающего сигнала.
- Время протекания переходных процессов и постоянные времени составляет 0,8 с. и 0,2 с. соответственно.
- Отклонения контролируемых сигналов в промежутке времени, равным значению постоянной времени (0,2) можно считать достаточным для фиксации их схемами контроля. С

учетом этого общее время срабатывания защиты не будет превышать 0,3...0,4 секунды, что вполне достаточно для предотвращения развития аварийной ситуации на ранней стадии.

Полученные в ходе моделирования оценки параметров работающего синхронного генератора сопряженного с гидравлической турбиной позволяют установить наличие устойчивой связи между происходящими аварийными событиями механической части и электрическими параметрами агрегата. В свою очередь наличие такой связи делает возможным использование отклонение электрических параметров в аварийных режимах для защиты гидроагрегата от механических повреждений.

Список литературы

1. Гольдберг О.Д. Гурин Я.С. Свириденко И.С. Проектирование электрических машин учебник для вузов. под ред. О.Д. Гольдберг., М.: Высшая школа, 2001. – 430с.: ил.
2. Пугачев Э.В. Кипервассер М.В. Гуламов Ш.Р. Динамические характеристики системы гидротурбина – синхронный генератор работающей на автономную нагрузку в аварийных режимах. / Вестник Таджикского национального университета, 2014, № 1/2 (130).с. 117-124.
3. Пугачев Э.В. Кипервассер М.В. Аниканов Д.С. Контроль работоспособности конвейерного транспорта посредством регистрации параметров электропривода. / Вестник КузГТУ, 2013, №3. с. 101-105.

УДК 621.311.183

МЕТОДИКА ВЫБОРА ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА И ЕГО РАЗМЕЩЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ТЫРЕТСКОГО СОЛЕРУДНИКА

А.В. Темников

НИИ АЭМ СибГИУ, г. Новокузнецк

Система электроснабжения Тыретского солерудника (Заларинский район Иркутской области) и прилегающего к нему района определяется главной понизительной подстанцией (ГПП), которая была построена в советское время. Основное электрооборудование ГПП проработало более 30 лет и нуждается в замене. Изменение характера электрических нагрузок и, как следствие, изменения требований к производительности технологических агрегатов, энергосбережению и качеству электроэнергии определяет необходимость реконструкции системы электроснабжения солерудника.

Основной электрической нагрузкой солерудника является крупная нелинейная нагрузка в виде скиповой подъемной машины с электроприводом постоянного тока «тиристорный преобразователь-двигатель», которая подключена к шинам второй секции РП-1 от ГПП. Внедрение тиристорного электропривода в промышленность привело как к положительным, так и отрицательным результатам. Высокие технико-экономические показатели электропривода сопровождаются ухудшением энергетических показателей установок и качества напряжения: увеличивается потребление реактивной мощности и возрастают потери в сети, генерируются в сеть токи высших гармоник, отрицательно влияющие на энергетику электропривода и управление, увеличиваются колебания и отклонения напряжения. Попытка исключить отрицательные явления компенсацией реактивной мощности с помощью конденсаторных батарей на РП-1 не увенчалась успехом из-за нестабильности реактивной мощности и перегрузки токами высших гармоник. В работах [1, 2] для решения задачи рационального электроснабжения предлагается

использовать набор силовых фильтров 5-той и 7-ой гармоник мощностью 2400 кВАр каждый, 11-той гармоники мощностью 1200 кВАр производства Усть-Каменогорского конденсаторного завода или фирмы «Матик-Электро» [3], а также алгоритм управления этими фильтрами.

Для обоснования технико-экономического решения нами предлагается методика выбора фильтрокомпенсирующего устройства (ФКУ) и его размещения на примере электроснабжения Тыретского солерудника. Методика выбора состоит из следующих этапов:

- характеристика объекта электроснабжения и постановка задачи выбора ФКУ;
- исходные данные для выбора и размещения ФКУ;
- расчет и выбор ФКУ, выбор фирмы-изготовителя;
- оценка экономической эффективности использования ФКУ;
- выбор варианта размещения ФКУ на объекте.

Рассмотрим содержание этапов на примере Тыретского солерудника. Характеристика объекта электроснабжения дается, прежде всего, с позиции величины и характера электрических нагрузок, балансов активной и реактивной мощности, источников питания, токов коротких замыканий и проблем качества электроэнергии [4]. Анализ объекта дополняется результатами текущих измерений электрических величин и показателей качества электроэнергии на вводах и в проблемных точках системы электроснабжения современными приборами Circutor AR.5L, Elspec G4400 и другими в режиме реального времени, а также осциллограммами в тех же точках сети. Ставится задача электромагнитной совместимости проблемных установок и питающей сети, снижения потерь мощности и электроэнергии.

Номинальные данные, расчеты электрических нагрузок и токов коротких замыканий, результаты измерений, осциллограммы необходимы для формирования исходных данных для выбора ФКУ, а строительные чертежи и чертежи расположения оборудования в контрольной точке – для принятия решения по размещению ФКУ. В качестве контрольной для Тыретского солерудника нами выбрана точка подключения электродвигателя скипа к РП-1 «Главный ствол» (секция 2).

Для выбора фильтров в контрольной точке предлагается использовать следующие исходные данные при отсутствии осциллограмм:

- 1) нагрузка симметрична и подключена к шинам 6,3 кВ;
- 2) электродвигатель постоянного тока имеет $P_n = 2250$ кВт и подключен через преобразователь к сетевой обмотке силового трансформатора ТМП-6300/10У2 со следующими данными: $S_{нт} = 6300$ кВА; $S_{н(сетевая)} = 5090$ кВА; параметры преобразователя – $I_n = 4000$ А, $U_n = 1050$ В; параметры вентильной обмотки – $I_n = 3270$ А, $U_n = 800$ В; $U_k = 6,6$ %; устройство переключения – ПБВ на три ступени (1 – 6300 В, 2 – 6000 В, 3 – 5700 В); схема и группа соединений – $\Delta/\Delta-0$;
- 3) преобразователь типа КТЭУ-4000/930, схема выпрямления – шестифазная; средний $\cos\varphi_{пр} = 0,35$;
- 4) допустимый $\cos\varphi$ на шинах секции 2 РП-1 принять равным 0,92;
- 5) мощность $S'' = 93,86$ МВА;
- 6) допустимый коэффициент несинусоидальности $K_{нс.доп} = 5$ %;
- 7) строительные чертежи и чертежи размещения оборудования в контрольной точке.

Строительные чертежи и чертежи размещения оборудования РП-1 (секция 2) определяют невозможность организации дополнительных ячеек для подключения.

Алгоритм расчета:

- определяется спектр гармоник в расчетной точке сети;
- находится требуемая величина компенсируемой реактивной мощности;
- выбираются гармоники, подлежащие фильтрации, с учетом того, что гармоники с меньшими порядковыми номерами имеют большие амплитуды;
- рассчитываются гармоники тока и напряжения, выбранные для фильтрации;
- рассчитывается $K_{нс}$ после фильтрации в расчетной точке сети;
- устанавливается факт соотношения $K_{нс.доп} \geq K_{нс}$;
- если соотношение не выполняется, то выбираются дополнительные гармоники для фильтрации и повторяется последовательность расчета гармоник и установление факта соотношения до успешного результата;

- выбираются стандартные ФКУ конкретного завода-изготовителя на выбранные для фильтрации гармоники;
- проверяется баланс реактивной мощности в узле сети с учетом генерируемой мощности выбранных ФКУ и уточняется выбор ФКУ по компенсирующей способности;
- определяется $\text{tg}\varphi_{\text{расч}}$ после фильтрации и устанавливается факт соотношения $\text{tg}\varphi_{\text{расч}} \leq \text{tg}\varphi_{\text{доп}}$;
- если соотношение не выполняется, то устанавливают дополнительные компенсирующие установки до получения положительного результата по соотношению тангенсов.

При определении спектра гармоник для электропривода по системе «ТП-Д» используют формулу:

$$n = m \cdot k \pm 1, \quad (1)$$

где v – порядковый номер гармоники; m – число фаз выпрямления; $k = 0, 1, 2, \dots, n$ – ряд натуральных чисел.

Действительный коэффициент $K_{\text{нс}}$ для электропривода «ТП-Д» рекомендуется рассчитывать по формуле 2 [5]:

$$K_{\text{нс}} = \frac{S_{\text{н.зр}}}{S''} \cdot \sqrt{\frac{0,955 \cdot \sin j}{x_{*n(np)} + S_{\text{н.зр.}} / S''} - 0,91}, \quad (2)$$

где $x_{*n(np)}$ – относительное номинальное сопротивление преобразователя; $S_{\text{н.гр.}}$ – суммарная номинальная мощность группы преобразователей для электропривода «ТП-Д»; $\sin j$ соответствует действительному $\text{tg}\varphi_{\text{расч}}$.

Для определения амплитуды гармоник напряжения может использоваться формула:

$$U_n = \frac{m}{p \cdot n} \cdot U_n \cdot \frac{x_{*c}}{x_{*c} + x_{*n(np)}} \cdot \sin j \cdot \sin j', \quad (3)$$

где x_{*c} – относительное сопротивление питающей системы; $\sin j'$ – функция синуса после компенсации реактивной мощности электропривода.

$$x_{*(np)} = \frac{U_{\kappa}}{100} \cdot \frac{S_{\text{н.зр}}}{S_{\text{нт}}}, \quad x_{*c} = \frac{S_{\text{н.зр}}}{S''}.$$

Гармоника тока находится из соотношения:

$$I_n = \frac{S_{н.зр}}{\sqrt{3} \cdot U_n}. \quad (4)$$

Если на ячейке, питающей электропривод «ТП-Д» произведено осциллографирование тока, напряжения, текущего значения $\cos\varphi$ за рабочий цикл скипа, то расчеты ФКУ значительно упрощаются и становятся точнее. Однако требуется умение обрабатывать осциллограммы, для чего может потребоваться специальная программа.

Исходными данными в этом случае становятся осциллограммы пофазного полного тока и $\cos\varphi$ на ячейке, напряжения на секции сборных шин, питающего данную ячейку, в течение расчетного времени. За расчетное можно принять время рабочего цикла установки, время технологического процесса, базисное время для расчетов с энергоснабжающей организацией.

Алгоритм расчета:

- осциллограммы тока и напряжения обрабатываются с позиции получения спектра гармоник и их амплитуд;
- обрабатывается осциллограмма $\cos\varphi$ для получения текущих и средних за выбранное время значений;
- результаты обработки предыдущих осциллограмм используются для получения текущих значений активной и реактивной мощности потребления, текущих и средних значений $K_{нс}$ (K_U), K_{2U} , K_{0U} , отклонений и колебаний напряжения за выбранное время.

В соответствии с результатами расчетов определяется необходимость установки ФКУ, их количество и характеристики. После принятия решений оценивается их техническая и экономическая эффективность в плане получения нужных результатов по качеству напряжения. Дополнительным преимуществом осциллографирования является возможность разработки оптимального с позиции заданных критериев алгоритма управления ФКУ.

Предлагаемые алгоритмы рекомендуется использовать совместно на стадии технико-экономических исследований для возможности сравнения результатов выбора и принятия альтернативных решений.

Ниже приведен пример расчета и выбора ФКУ для солерудника. В контрольной точке электроснабжения солерудника выполнено осциллографирование напряжений, токов, коэффициента активной мощности $\cos\phi$. Осциллограммы полностью приведены в [4]. Осциллограммы токов относительно первой гармоники даны на рисунке 1 и позволяют сделать выводы о наличии в сети паразитных гармоник 5, 7, 11, 13 с максимальными амплитудами. Это соответствует теоретическому осмыслению процесса работы преобразователя, по которому порядковый номер гармоники может быть определен по формуле 1 при $m = 6$.

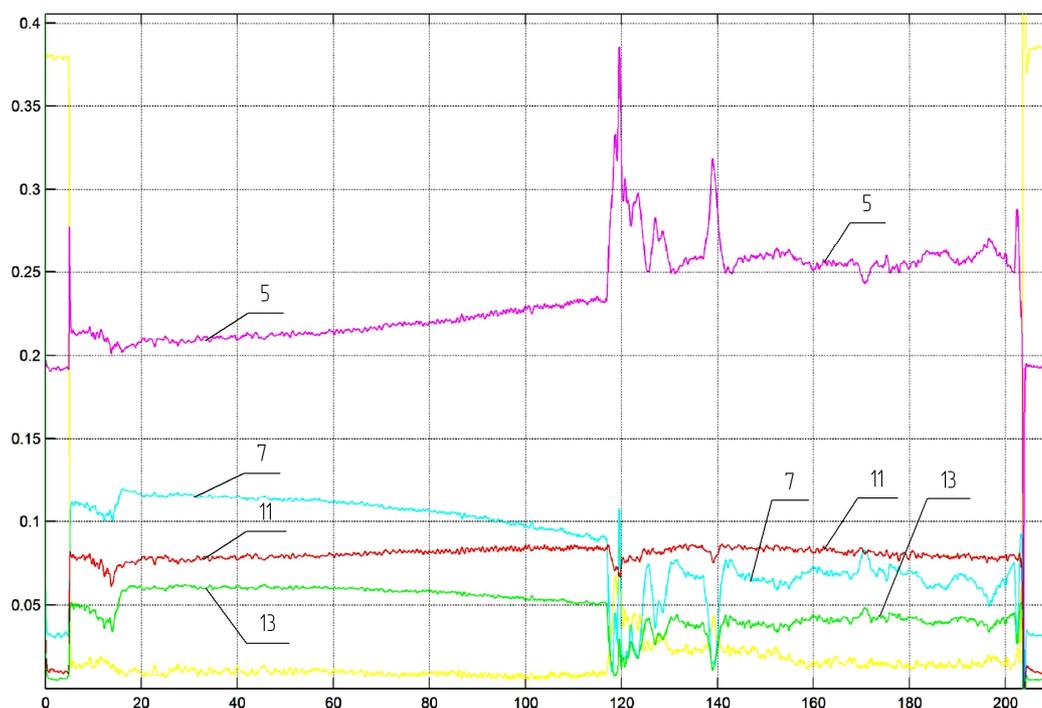


Рисунок 1. Осциллограммы токов паразитных гармоник сети по отношению к первой гармонике

При работе скиповой подъемной установки средний $\text{tg}\varphi_{\text{пр}} = 2,67$, тогда $\sin\varphi_{\text{пр}} = 0,93$.

Действительный $K_{\text{нс}}$ при работе подъемной установки составит по формуле 2:

$$K_{\text{нс}} = \frac{6,3}{93,86} \cdot \sqrt{\frac{0,955 \cdot 0,93}{0,066 + 6,3/93,86}} - 0,91 = 0,16 = 16 (\%).$$

Определим необходимую для компенсации реактивную мощность $Q_{ку}$

$$Q_{ку} = Q_{н.гр} - Q_{н.гр.доп},$$

где $Q_{н.гр.доп}$ – допустимое значение реактивной мощности в расчетной точке сети при $\cos\varphi = 0,92$.

Используя известное соотношение, находим составляющие и саму $Q_{ку}$:

$$Q = S \cdot \cos j \cdot tg j ,$$

$$Q_{н.гр.} = 5,887 \text{ МВАр}; Q_{н.гр.доп} = 2,434 \text{ МВАр}; Q_{ку} = 3,453 \text{ МВАр}$$

Из стандартных фильтров фирмы «Матик-электро» [3] на 6 кВ выбираем фильтры 5, 7 и 11 гармоники мощностью каждый в 1200 кВАр. Тогда общая мощность фильтров составит 3,6 МВАр и действительный $\cos\varphi$ будет равен 0,959.

Используя формулу 2, рассчитаем $K_{нс}$ с учетом отфильтрованных гармоник. В расчетной сети существенной по амплитуде остается 13-я гармоника, считаем, что гармоники 17 и 19 имеют весьма малые амплитуды.

$$U_{13} = \frac{6}{3,14 \cdot 13} \cdot 6,3 \cdot 0,503 \cdot 0,93 \cdot 0,28 = 0,12 \text{ (кВ)}; K_{нс} = 0,02 = 2 \text{ (\%)}$$

При допустимом коэффициенте несинусоидальности в 5 % получен положительный результат.

Затраты на ФКУ в целом для фирмы [3] пропорциональны 25 евро на 1 кВАр компенсированной ФКУ реактивной мощности. Выбранные фильтры компенсируют в сумме 3,6 МВАр, тогда затраты на ФКУ для солерудника составят 90000 евро. При работе в две смены в течение года и коэффициенте изменения потерь активной мощности при передаче реактивной в 0,07 потери активной энергии в год для скиповой подъемной машины составят:

$$\Delta \mathcal{E}_a = 0,07 \cdot 5887 \cdot 16 \cdot 365 = 2406605 \text{ (кВт}\cdot\text{ч)}.$$

При тарифе Иркутскэнерго в 2014 году по данным сайта в Internet на уровне 0,84 руб. за 1 кВт·ч сумма потерь равна 2021548,2 руб. Если курс евро определить в 55,75 рубля на 5 ноября 2014 года, то затраты на фильтры составят 5017500 руб., что означает ориентировочную окупаемость ФКУ за 2,48 года. Учитывая спекулятивный характер нынешнего курса евро, обусловленный санкциями Запада, и возможности отечественных

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

производителей данного оборудования, можно ожидать окупаемости ФКУ за один-полтора года.

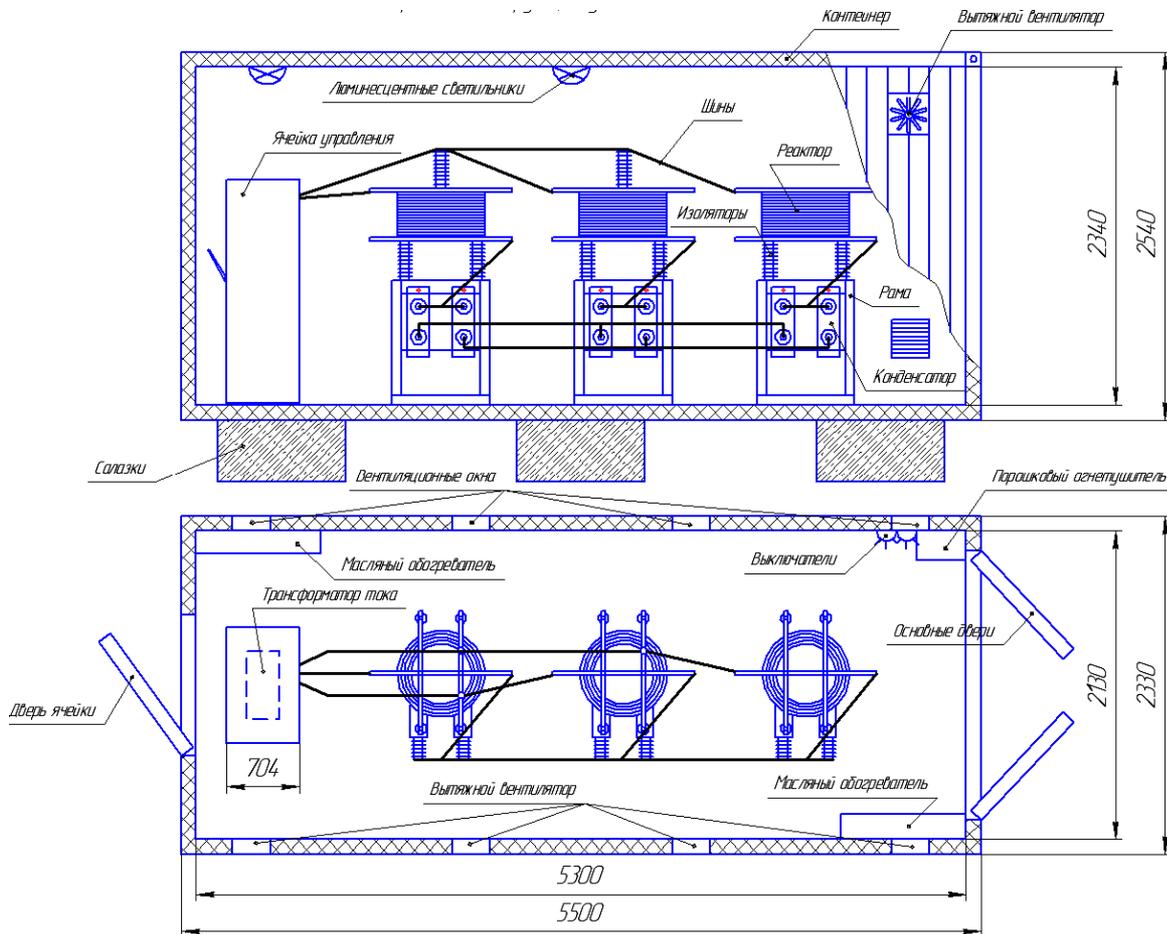


Рисунок 2. Вариант контейнерного исполнения трех ФКУ фирмы «Матик-Электро»

Обработка осциллограмм в контрольной точке РП-1 определила следующие результаты: при максимальном значении компенсируемой мощности в 6000 кВАр действительный $\cos\phi$ на секции близок к единице и равен 0,999; при наборе фильтров 5, 7, 11-той гармоник мощностью соответственно 2400, 2400, 1200 кВАр действительный $K_{нс}$ составит 1,7 %. Затраты на ФКУ в максимуме возрастают до 150000 евро, т.е. 8362500 руб. Срок окупаемости будет определен экономией активной энергии в течение 4,13 лет для всего предприятия при неизменном тарифе на электроэнергию. Увеличение тарифа уменьшит срок окупаемости.

После принятия решения по фильтрам и их количестве, необходимо разместить ячейку с фильтрами в непосредственной

близости от точки подключения проблемной нагрузки. Такой точкой для солерудника является ячейка РП-1 (секция 2), но по техническим условиям на РП-1 нет свободного места. Поэтому предлагается вынос ячейки с фильтрами на свободную площадку ГПП в виде контейнерного варианта исполнения. Такое исполнение предлагает фирма «Матик-Электро» (рисунок 2).

Список литературы

1. Темников А.В., Модзелевский Д.Е. Исследование эффективности использования ФКУ в электроснабжении Тыретского солерудника. – В кн: Системы автоматизации в образовании, науке и производстве/ труды VI Всероссийской научно-практической конференции/ – Новокузнецк: СибГИУ, 2009.
2. Темников А.В. Об одном подходе к алгоритму управления фильтрокомпенсирующим устройством при работе с подъемной скиповой установкой на примере Тыретского солерудника. – В кн: Автоматизированный электропривод и промышленная электроника/ труды четвертой Всероссийской научно-практической конференции/ – Новокузнецк: СибГИУ, 2010.
3. Фильтрокомпенсирующие устройства ООО «Матик-Электро» [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http// www.matic.ru; 30.10.2014].
4. НИР «Анализ эффективности электропотребления Тыретского солерудника. Инвестиционное предложение»/отв. исполнитель – А.В. Темников/ – Новокузнецк: ООО «НИИ АЭМ СибГИУ», 2009.
5. Иванов В.С. Режимы потребления и качество электроэнергии систем электроснабжения промышленных предприятий / В.С. Иванов, В.И. Соколов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 337 с., ил.

УДК 65.011.56

ОСОБЕННОСТИ ПАКЕТА ПРИКЛАДНЫХ ПРОГРАММ «УЧЕТ, ПЛАНИРОВАНИЕ РЕМОНТА, АВАРИЙНОСТЬ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ»

А.В. Темников

НИИ АЭМ СибГИУ, г. Новокузнецк

Пакет разработан автором в сотрудничестве с программистом Блудовым В.П. в 1994 году для внедрения на АО «Сибруда». Это было время ограниченных возможностей использования компьютерной техники в России, поэтому программное обеспечение выглядит устаревшим. Однако алгоритмы, экранные формы, сервис, справка актуальны и на сегодняшний день.

Особенностью пакета является содержание алгоритма планирования ремонта, в котором учтены правила планирования по техническому обслуживанию и ремонту (ТО и Р) электроэнергетического оборудования в черной металлургии и рудникам в зависимости от технического состояния оборудования на момент планирования ремонта или обслуживания, а также использование классификатора нормальных условий эксплуатации для определения группы режимов работы и именниковости оборудования.

Классификатор нормальных условий эксплуатации для определения группы режимов работы, на наш взгляд, точнее отражает особенности условий эксплуатации оборудования [1]. Его суть заключается в выделении факторов эксплуатации, которые отражают предельный рабочий режим работы оборудования, на который это оборудование проектируется изначально. Такой режим работы определяется как номинальный и выделяется для каждого класса оборудования, а затем используется для планирования ремонта и мониторинга его технического состояния.

Рассмотрим предлагаемый классификатор на примере электрических машин. В силу их разнообразия по типам и исполнению на металлургическом заводе произведем их сортировку по классам (таблица 1), хотя это условие является

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника
и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации
технологических процессов и производственных комплексов.

необязательным. В таблице использовано обозначение: P – активная мощность в кВт. Сортировка предполагает близкие по надежности и основным характеристикам единицы оборудования. В силу современных возможностей компьютерной техники можно каждой единице оборудования присвоить индивидуальный код классификатора нормальных условий эксплуатации.

Для электродвигателей наиболее существенными являются факторы электрического, механического режимов и условий окружающей среды.

Все выделенные факторы и их величины определены ГОСТами, а особенности режимов и их величины – паспортными данными каждой единицы оборудования.

Таблица 1 – Сортировка двигателей по классам типов

Класс	Двигатели	Тип
I	Асинхронные общепромышленные с короткозамкнутым ротором низковольтные ($P \leq 250$ кВт)	А2, АО2, А3, АО3, АОЛ, Р, Т и др.
II	Асинхронные взрывозащитные низковольтные	КО, ВАО, МА, ТАГ и др.
III	Асинхронные низковольтные ($P \leq 250$ кВт) а) с повышенным скольжением б) с повышенным пусковым моментом в) с фазным ротором и коллекторные г) погружные	АС2, АОС2 АП2, АОП2 АОФ, АОК ПЭД и др.
IV	Металлургические и крановые переменного тока низковольтные	МТ, МТК, КТ, КТК и др.
V	Металлургические и крановые постоянного тока низковольтные	ДП, КП и др.
VI	Общепромышленные постоянного тока низковольтные ($P \leq 250$ кВт)	П, ПН, МП и др.
VII	Рольганговые (отечественные и зарубежных фирм)	АР, АРФ, АРК, RD, RR и др.
VIII	Постоянного и переменного тока зарубежных фирм ($P \leq 250$ кВт)	НСКН, VGM и др.
IX	Постоянного и переменного тока ($P > 250$ кВт)	МП9000-60, СТД, ДАЗ-14-79 и др.
X	Синхронные ($P \leq 250$ кВт)	СД, СГ и др.
XI	Прочие переменного и постоянного тока специального назначения	ТГ, ЭМУ и др.

Такой подход исключает описательный характер группы режимов работы электрооборудования, который используется в [2]. Планирование ремонтов становится точнее и объективнее.

Статистика, набранная до 1994 года на Кузнецком и Западно-Сибирском металлургических комбинатах, подтверждает это положение, поэтому данный подход использован при разработке пакета [3] с учетом характеристик оборудования, установленного на руднике.

Для мониторинга технического состояния электрооборудования может быть использована современная микропроцессорная техника релейной защиты, которая повсеместно внедряется для защиты этого оборудования. На основе измерительных датчиков электрических и неэлектрических величин оцениваются как текущие, так и пороговые физические величины. Одни необходимы для диагностики сети и оборудования, другие – для защиты оборудования от ненормальных режимов и повреждений. Задача пользователя – выделить и правильно обработать измеренные физические величины, которые определяют техническое состояние оборудования. При ответственном, а не формальном, отношении к делу задача планирования ремонтов и обслуживаний на современном этапе развития компьютерной техники становится счетной, но для принятия обоснованных решений необходим постоянный автоматизированный сбор и обработка статистики по ремонту и аварийности оборудования в направлении оценки влияния факторов эксплуатации и обслуживания на техническое состояние этого оборудования. Примером такого решения является алгоритм оценки накопленного теплового импульса в устройстве МКЗиД (г. Новосибирск), которое используется для защиты асинхронных двигателей. По величине накопленного импульса принимается решение о запрете повторного включения двигателя или его полном отключении автоматически.

Именниковость в пакете устанавливается для редкого или другого оборудования, имеющего приоритет в обслуживании или ремонте. Это связано, прежде всего, со структурой парка установленного оборудования, его категоричностью по бесперебойности электроснабжения и наличием резерва. В случае именниковости могут быть нарушены структура и периодичность ремонтного цикла, что учитывается в пакете введением поправочных коэффициентов.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

Таблица 2 – Классификатор нормальных условий эксплуатации

Факторы	Классы								
	I	II	III _в	III _г	IV	V	VI	VII	IX
Электрический режим Группа по ГОСТ 183-74 Частота пусков в час, п/ч Коэффициент загрузки, о.е. Время пуска, с	S ₁ , S ₃ , S ₆ 2-10 1,0 1-3	S ₁ 2-10 1,0 1-3	S ₁ 2-10 1,0 1-3	S ₁ -S ₃ 2-10 1,0 1-3	S ₁ , S ₃ -S ₅ , S ₇ 120 1,0 1-3	S ₁ , S ₃ -S ₅ , S ₇ 120 1,0 1-3	S ₁ -S ₈ 120 2,5-4,0 1-3	S ₁ -S ₈ 120 1,0 1-3	S ₁ , S ₆ 2-10 1,5-2,5 1-3
Механический режим Группа по ГОСТ 17516-72	M1	M19	M9	-	M3, M4	M3, M4	M8	M1, M2	M1
Условия окружающей среды Категория места установки по ГОСТ 15150-69 Допустимая температура, °С: Плюсовая, T _{max} Минусовая, T _{min} Относительная влажность, %	3-я 40 40 80 (при 20°С) Нет	2-4-я 40 45 97 (при 35°С) Да	3-я 45 45 80 (при 20°С) Нет	5-я 90 50 100 (при 20°С) Да	2-3-я 40 40 80 (при 20°С) Нет	2, 3, 5 40 40 95±3 (при 25°С) Нет	2-4-я 40 40 80 (при 20°С) Нет	3-я 200 (хл) 40 < 100 (при 25°С) Нет	4-я 40 40 80 (при 20°С) Нет
Устойчивость к агрессивной среде (да, нет) Запыленность, г/м ³	16-60	-	16-60	-	-	-	-	-	16-60

Список литературы

1. Темников А.В. Условия эксплуатации и планирование ремонтов электромашин на предприятиях черной металлургии. – Промышленная энергетика, 1980, №3, с. 12 – 14.
2. Типовое положение о техническом обслуживании и ремонте (ТО и Р) электрооборудования предприятий системы Министерства черной металлургии СССР (третье издание) – Харьков: ВНИИОчермет, 1988. – 158 с., ил.
3. Проектная документация. Интегрированная информационная система управления рудника Шерегеш. АРМ главного энергетика. Пакет прикладных программ «ППП-1»: «Учет, планирование ремонта, аварийность электроэнергетического оборудования» (руководство пользователя). – ЛАЭП 04.30.94.000. АВ. – Новокузнецк, 1994. – 47 с., ил.

УДК 621.3

ДИАГНОСТИКА СОСТОЯНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ ПРИ ПОМОЩИ ТЕПЛОВИЗИОННОГО КОНТРОЛЯ

Топильская Е.Н., Инжелевская О.В.,
*ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный
индустриальный университет», г. Новокузнецк*
Топильский Н.М., ООО «Сибирь-Эксперт», г. Новокузнецк

В настоящее время повсеместно внедряются устройства тепловизионного контроля. Эти приборы позволяют оперативно диагностировать неисправности, возникающие в оборудовании, при этом, не прерывая его работы.

Рассмотрим один из важнейших элементов любой современной схемы электроснабжения - высоковольтный выключатель. Выключатели, используемые в современных

системах электроснабжения, могут быть нескольких, основных типов:

- Выключатель нагрузки - представляет собой трехполюсный коммутационный аппарат переменного тока для напряжения свыше 1 кВ, рассчитанный на отключение рабочего тока и снабженный приводом для неавтоматического или автоматического управления.
- Масляный выключатель - коммутационный аппарат, предназначенный для оперативных включений и отключений отдельных цепей или электрооборудования в энергосистеме, в нормальных или аварийных режимах, при ручном или автоматическом управлении. Дугогашение в таком выключателе происходит в масле.
- Вакуумный выключатель (высоковольтный контактор) - высоковольтный выключатель, в котором вакуум служит средой для гашения электрической дуги, предназначен для коммутаций электрического тока - номинального и токов короткого замыкания в электроустановках. [1]

Основным функциональным назначением высоковольтных выключателей является включение и отключение потребителей под нагрузкой. В силу этого, ко всем типам выключателей предъявляются следующие единые конструктивные требования:

- наличие устройства гашения дуги (дугогасительные камеры различных принципов действия);
- наличие контактной группы (в том числе по типу «свеча-розетка»);
- наличие присоединённых токопроводящих шинопроводов.

Каждый из перечисленных конструктивных элементов выключателя может служить причиной для возникновения неисправности или аварии. Основные причины выхода из строя высоковольтных выключателей и признаки, их сопровождающие, показаны в таблице 1.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника
и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации
технологических процессов и производственных комплексов.

Таблица 1. Основные причины выхода из строя
высоковольтных выключателей

Неисправность	Причина	Признаки	Влияние на работу аппарата
Увеличение переходного сопротивления контактов главных полюсов	Естественный износ контактной группы, последствия вызванные отключениями токов КЗ	Нагрев контактной группы, розеток	Подгорание главных контактов, выход из строя розеток выключателя
Низкая диэлектрическая стойкость изоляции выключателя, (масла)	Естественный износ, увлажнение изоляции, низкая диэлектрическая стойкость масла	Нагрев диэлектрических частей аппарата	Разрушение выключателя, поражение персонала электрическим током, пожар.
Увеличение переходных сопротивлений контактов подводящих токопроводов	Некачественное обслуживание, несоблюдение сроков проведения планово-предупредительных ремонтов	Нагрев контактов шинопроводов	Подгорание контактов шинопроводов, возгорание, пожар.

Как видно из таблицы 1, все вышеперечисленные неисправности сопровождаются одним и тем же признаком - нагревом того или иного элемента аппарата.

Для проверки вышеизложенного, было проведено экспериментальное исследование масляного выключателя ВМГ-10 [2], находящегося под нагрузкой. Исследования проводились при следующих условиях: перед подачей напряжения, были измерены переходные сопротивления в фазах выключателя, после подачи напряжения были измерены токи в фазах и осуществлена тепловизионная съёмка полюсов выключателя, результаты сведены в таблицу 2 и представлены в виде термограммы на рисунке 1.

Таблица 2. Зависимость температуры нагрева элементов конструкции высоковольтного выключателя от величин переходных сопротивлений силовых контактов

U_{ABC}	Фаза А			Фаза В			Фаза С		
	I_n , А	$R_{пер}$, мкОм	$t^{\circ}C$	I_n , А	$R_{пер}$, мкОм	$t^{\circ}C$	I_n , А	$R_{пер}$, мкОм	$t^{\circ}C$
6кВ	115	900	37,4	123	75	15,5	120	103	17,8

Таким образом, можно визуально наблюдать зависимость нагрева корпуса полюса выключателя, от переходного сопротивления главной цепи выключателя, (при токах, не превышающих номинальные значения). Переходное сопротивление у исправного выключателя этого типа, не должно превышать 60 мкОм.



Рисунок 1. Термограмма высоковольтного выключателя

Современные приборы тепловизионного контроля дают возможность определить любые значения температуры, нормальные или повышенные, которые сопровождают различные режимы работы электрооборудования. Тепловизор также позволяет выявить участки перегрева, имеющие незначительную площадь, относительно общей площади всего аппарата, а затем выявить неисправность. На изображениях, получаемых с помощью тепловизора, (пара-термограмма и цифровое изображение объекта), отчётливо видны участки и детали электроаппарата, имеющие различные температуры нагрева. Программное обеспечение тепловизора, может выделять участки, на которых температура превышает заданные пределы, с маркировкой точек превышения температуры.

Тепловизионная диагностика позволяет находить проблемы даже тогда, когда визуально-тактильная диагностика не даёт должного результата. Кроме того, при наличии приборов регистрирующих электрические параметры электроустановки, (ток, напряжение), совместно с расшифровкой и анализом термограмм, можно с точностью до 100% , диагностировать те или иные неисправности электроаппарата, которые могут привести к аварийным режимам энергосистемы, не прибегая к отключению и разборке такового.

Список используемой литературы.

1. Электрические и электронные аппараты: учебник для вузов / Под ред. Ю.К. Розанова.- М.: Энергоатомиздат, 1998.
2. Выключатель маломасляный типа ВМГ-10-20 паспорт ОСЯ. 021. 112 ПС.

УДК 628.9.03:537.533.79

ВЫСОКОМОМЕНТНЫЕ МАЛОШУМНЫЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С СОВМЕЩЕННЫМИ ОБМОТКАМИ

Щетинин А.С.*, Кладиев С.Н.*, Ляпунов Д.Ю.*

**-Национальный исследовательский Томский политехнический университет, г.Томск*

Актуальность работы обусловлена необходимостью энергосбережения применительно к асинхронному электроприводу.

Обоснование актуальности и задачи и необходимости её решения

В последние годы, в связи с появлением надёжных и приемлемых по цене преобразователей частоты, широкое распространение стали получать регулируемые асинхронные приводы. Хотя их цена и остаётся достаточно высокой (в два-три раза дороже двигателя), они позволяют в ряде случаев снизить

потребление электроэнергии и улучшить характеристики двигателя, приблизив их к характеристикам двигателей постоянного тока. Надёжность частотных регуляторов также в разы ниже, чем электродвигателей. Не каждый потребитель имеет возможность вложить такие огромные деньги на установку частотных регуляторов. В Европе к 2012 году лишь 15% регулируемых электроприводов укомплектовано двигателями постоянного тока. Поэтому актуально рассматривать проблему энергосбережения главным образом применительно к асинхронному электроприводу, в том числе частотно-регулируемому, оснащённому специализированными двигателями с меньшей материалоемкостью и себестоимостью.

В мировой практике сложилось два основных направления решения указанной проблемы:

Первый – энергосбережение средствами электропривода за счёт подачи конечному потребителю в каждый момент времени необходимой мощности.

Второй – производство энергоэффективных двигателей, удовлетворяющих стандарту IЕ-3.

В первом случае усилия направлены на снижение стоимости частотных преобразователей. Во втором случае – на разработку новых электротехнических материалов и оптимизацию основных размеров электрических машин.

Европейским союзом разработан и принят к действию новый стандарт IЕС -+60034-30, согласно которому установлено три класса энергоэффективности (IЕ - Международная энергоэффективность) односкоростных трехфазных асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором:

- IЕ1 – стандартный класс энергоэффективности - примерно эквивалентен классу энергоэффективности EFF2, применяемому сейчас в Европе;
- IЕ2 – высокий класс энергоэффективности – примерно эквивалентен классу энергоэффективности EFF1,
- IЕ3 – высший класс энергоэффективности – новый класс энергоэффективности для Европы.

По требованиям упомянутого стандарта изменения касаются практически всех двигателей в диапазоне мощностей от 0,75 кВт

до 375 кВт. Внедрение нового стандарта в Европе будет проходить в три этапа:

- С января 2011 года все двигатели должны соответствовать классу IE2.
- С января 2015 года все двигатели мощностью от 7,5 до 375 кВт должны быть классом не ниже IE3; при этом допускается двигатель класса IE2, но только при работе с частотно-регулируемым приводом.
- С января 2017 года все двигатели мощностью от 0,75 до 375 кВт должны быть классом не ниже IE3; при этом допускается двигатель класса IE2 и при работе с частотно-регулируемым приводом.

Все двигатели, изготовленные по стандарту IE3, при определенных условиях экономят до 60% электрической энергии. Технология, применяемая в новых электродвигателях, позволяет максимально уменьшить потери в обмотке статора, пластинах статора и ротора двигателя, связанные с вихревыми токами и отставанием фаз. Кроме того, в этих двигателях сведены к минимуму потери при прохождении тока через пазы и контактные кольца ротора, а также потери на трение в подшипниках.

Электропривод - главный потребитель электрической энергии.

Сегодня он потребляет более 40% от всей производимой электроэнергии, а в ЖКХ до 80%. В условиях дефицита энергетических ресурсов это делает особенно острой проблему энергосбережения в электроприводе и средствами электропривода.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

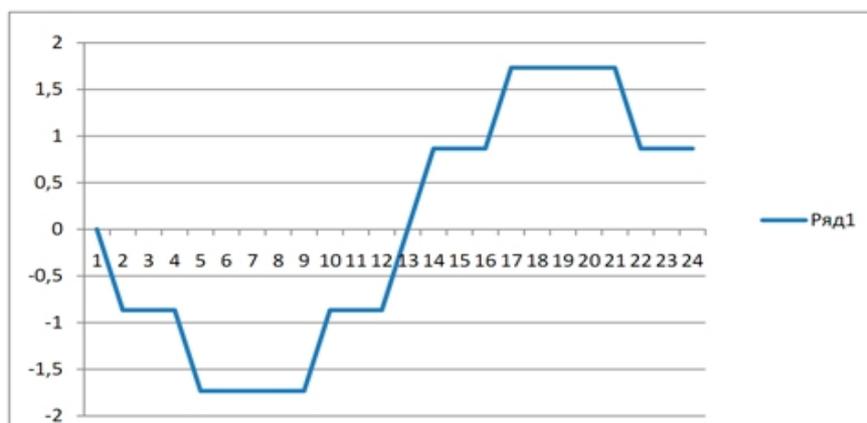


Рисунок 1. Форма поля в рабочем зазоре стандартного двигателя

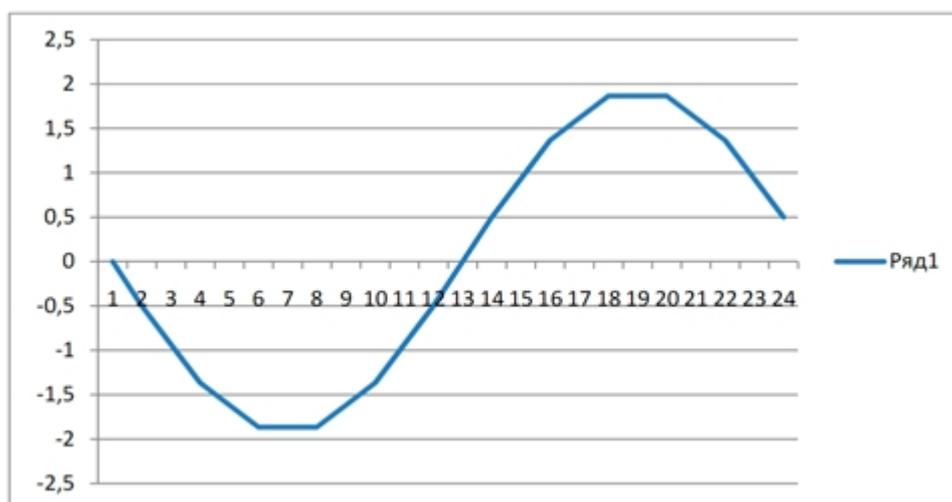


Рисунок 2. Форма поля в рабочем зазоре двигателя с совмещёнными обмотками.

Основные преимущества двигателя с совмещёнными обмотками:

- Меньший потребляемый ток 20-35% в зависимости от режима;
- Более высокий пусковой момент на 35%;
- Меньшие пусковые токи на 35%;
- Большой минимальный момент на 35%;
- Большой максимальный момент на 20%;
- КПД и $\cos \varphi$, близкий к номинальному в диапазоне нагрузок от 25 до 150%;
- Имеют возможность эксплуатации как в режиме работы S1, так и в режиме работы S3;

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

- Улучшены вибро-шумовые характеристики, в среднем уровень звука ниже на 5ДБ;
- Имеют повышенную надежность: сервис фактор 2,5;
- Более «мягкая» механическая характеристика;
- Большая перегрузочная способность.

Недостаточная загрузка электропривода ведет к дополнительным потерям электроэнергии. По осторожной оценке эта величина достигает 15-20% от суммарного потребления электроэнергии двигательной нагрузки (особенно низковольтного электропривода). При снижении объемов производства часть привода не отключается по технологическим «соображениям». В этот период привод работает с более низким коэффициентом использования номинальной мощности (или вообще работает в холостую). Это естественно увеличивает потери в электроприводе. По представленным замерам и упрощенным расчетам установлено, что средняя загрузка электропривода не превышает значения 50-55% от номинальной мощности электропривода. Неоптимальная загрузка асинхронных двигателей (АД) приводит к тому, что фактические потери превышают нормируемые. Снижение тока непропорционально снижению мощности – из-за уменьшения коэффициента мощности. Этот эффект сопровождается неоправданными дополнительными потерями в распределительных сетях. Расчетная зависимость уровня потерь электроэнергии в двигателях от уровня их загрузки может быть отражена в виде графика (рисунок 3). Одна из характерных «ошибок» – использование в расчетах усредненного значения $\cos\varphi$, что ведет к искажению фактической картины соотношения активной и реактивной энергии.

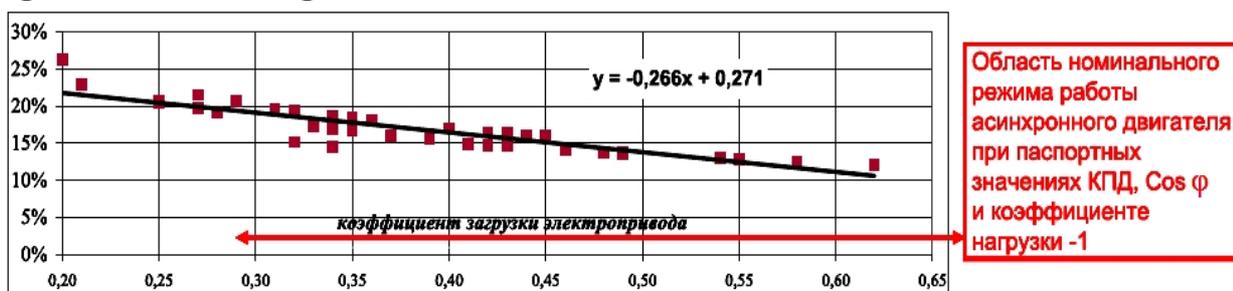


Рисунок 3. Уровень потерь в электроприводе 0,4 кВ

Расширив динамическую область высоких значений КПД и $\cos\phi$ для асинхронного двигателя, можно значительно уменьшить потери потребляемой электроэнергии.

Электродвигатель с 2×3 двухслойными обмотками, сдвинутыми относительно друг друга получил название асинхронный электродвигатель с совмещенными обмотками (АЭД СО). Свойства АЭД СО позволили создать на его основе целый ряд технологического оборудования, отвечающего самым жестким требованиям энергосберегающих технологий. Выполненные проекты АЭД СО охватили мощностной ряд от 0,25 кВт до 2000 кВт.



Рисунок 4. Схема обмоток асинхронных двигателей

Компаунд

Для заливки обмоток двигателей применяется компаунд ИКМ на основе метилвинилсилоксановой резины с минеральными наполнителями наноразмерных величин.

ИКМ является перспективным энерго- и ресурсосберегающим материалом для использования в производстве электрических проводов и кабелей, резино-технических изделий самой широкой номенклатуры. Позволяет заменить провода зарубежного производства в диапазоне температур от -100 до $+400$. Позволяет снизить полезное сечение провода в 1,5-3 раза при равных токовых нагрузках. Для изготовления используется российские минеральное и органическое сырье.

Созданный на основе свободного от галогенов (фтор, хлор) кремнеорганического каучука, он, по сравнению с применяемыми для этих целей традиционными материалами, обладает рядом важных и полезных эксплуатационных свойств:

1. Провода с ИКМ, представленные на экспертизу, перекрывают нормативные температурные параметры изоляции (ГОСТ 26445-85, ГОСТ Р МЭК 60331-21 2003) и могут применяться в современном автотракторном, авиационном, судовом и другом электрооборудовании в диапазоне температур от -100°C до $+400^{\circ}\text{C}$.
2. Механические свойства ИКМ позволяют использовать их как в статическом, так и в динамическом режимах работы электротехнических устройств, подверженных высокому температурному нагреву без воздействия открытого огня до температуры $+400^{\circ}\text{C}$, а при открытом огне до температуры $+700^{\circ}\text{C}$ в течение 240-ка минут.
3. Скрутки проводов (кабель) выдерживают кратковременную 20-кратную токовую перегрузку (до 10-ти минут) без нарушения их изоляции, что значительно превышает ГОСТ электроснабжения для различной техники, например, автотракторной, авиационной, судовой и др.
4. При горении изоляции отравляющие вещества не выделяются. Запах от испарения внешней окраски ИКМ появляется при температуре плюс 160 - 200 С.
5. Имеет место экранирующие свойства изоляции проводников.
6. Воздействия дегазирующих, дезактивирующих и дезинфицирующих и других растворов на качество изоляции проводов не оказывают.

Подшипники

Для уменьшения коэффициента трения в подшипниках применяется антифрикционная минеральная смазка ЦЕТИЛ.

Особенности:

- Гарантируется непрерывная защита от износа трущихся металлических деталей;
- Гарантируется длительное постоянство характеристик;
- Высокая экономичность и энергоэффективность;
- Оптимизация работы всех механических компонентов;
- Высокая чистота процесса за счет применения только минеральных компонентов;
- Экологичность;

- Постоянная очистка механики от нагара и грязи;
- Вредные выбросы полностью отсутствуют.

Преимущества твердых смазок ЦЕТИЛ:

- Действующая концентрация ЦЕТИЛа в маслах и смазках составляет 0,001 – 0,002 %.
- ЦЕТИЛ остается на трущихся поверхностях даже после полного стекания масла (при сухом трении) и полностью исключает эффекты граничного трения.
- ЦЕТИЛ является химически инертным веществом, не окисляется, не выгорает и сохраняет свои свойства неопределенно долгое время.
- Работает при температурах до 1600 градусов.
- Применение ЦЕТИЛа в несколько раз увеличивает сроки эксплуатации масел и смазок.
- ЦЕТИЛ является наноконкомплексом минеральных частиц – размер частиц исходного концентрата составляет 14-20 нм.

Методические подходы в расчетах асинхронных двигателей

Традиционный подход к расчету асинхронного двигателя

В современных подходах к расчету асинхронных двигателей используется постулат об идентичности синусоидальной формы потока магнитного поля и его равномерности под всеми зубцами статора. Исходя из этого постулата, расчеты велись для одного зубца статора, а машинное моделирование проводилось исходя из выше указанных предположений. При этом не стыковки между расчетными и реальными моделями работы асинхронного двигателя компенсировались применением большого числа поправочных коэффициентов. При этом расчет проводился для номинального режима работы асинхронного двигателя.

Суть нового подхода состоит в том, что при расчетах проводился повременной срез мгновенных значений магнитного потока для каждого зубца на фоне распределения поля всех зубцов. Пошаговый (повременной) и кадровый срез динамики значений магнитного поля для всех зубцов статора серийных асинхронных двигателей позволил установить следующее:

- поле на зубцах имеет не синусоидальную форму;

- поле поочередно отсутствует у части зубцов;
- не синусоидальное по форме и имеющее разрывы в пространстве магнитное поле формирует такую же структуру тока в статоре.

В течении ряда лет были проведены измерения и расчеты мгновенных значений магнитного поля в пространстве асинхронных двигателей различных серий. Это позволило отработать новую методологию расчета магнитного поля и наметить эффективные пути по улучшению основных параметров асинхронных двигателей.

Для улучшения характеристик магнитного поля был предложен очевидный способ - совмещение двух схем «звезды» и «треугольника» в одной обмотке.

Этот метод применялся и раньше целым рядом ученых и талантливых инженеров, обмотчиками электрических машин, но они шли эмпирическим путем.

Экономия электроэнергии, при той же полезной работе, достигает 30-50%, на 30-50% снижается пусковой ток. Повышаются максимальный и пусковой момент, КПД имеет высокое значение в широком диапазоне нагрузок, повышается $\cos\varphi$, облегчается работа двигателя при пониженном напряжении.

Массовое внедрение асинхронных двигателей с совмещенными обмотками понизит потребление электроэнергии более чем на 30% и позволит улучшить экологическую обстановку.

В январе 2012 года завод «УралЭлектро» приступил к серийному производству асинхронных двигателей с совмещенными обмотками общепромышленного исполнения серии АДЭМ.

31 января 2012 года электромобиль с таким приводом совершил первую поездку. Испытатели по достоинству оценили преимущества привода по сравнению со стандартными асинхронными и серийными.

СЕКЦИЯ 3. Силовое оборудование, преобразовательная техника и микропроцессорные средства управления. Системы автоматизации технологических процессов и производственных комплексов.

Таблица 1. Применения асинхронных электродвигателей с совмещенными обмотками (ЭДСО) или модернизации обычных асинхронных электродвигателей до уровня АДСО

Наименование	Ед. изм.	Производство РФ		Импорт	Всего	% модерни-зации	Кол-во модерн.	Эксплу-атируется	% модерни-зации	Кол-во модерн.	Обоснование модернизации
		2010	2011	2011	2011	2013-2018	2013-2018	2012	2013-2018		
Автобусы пассажирские	шт.	12 894	14 441	2 455	16 896	5	845	118 274	15	17 741	Соляной туман, экономия электроэнергии
Автомобили легковые	шт.	1 209 619	1 354 773	1 625 728	2 980 501	5	149 025	20 863 509	1	208 635	Экономия бензина и ДТ
Автопогрузчики с вилочным захватом, погрузчики прочие; тягачи, используемые на платформах железнодорожных станций	шт.	312	349	66 673	67 023	40	26 809	469 158	60	281 495	Экономия бензина и ДТ или экономия электроэнергии
Вагоны железнодорожные или трамвайные пассажирские самоходные (моторные), включая автотрисы и автодрезины, прочие	шт.	200	224	нет данных	246	8	20	1 725	18	310	Экономия электроэнергии, тяжелые условия эксплуатации
Электродвигатели переменного тока многофазные мощностью более 750 Вт, но не более 75 кВт	шт.	238 723	267 370	1 069 479	1 336 849	35	467 897	9 357 942	85	7 954 250	Экономия электроэнергии.
Электродвигатели переменного тока многофазные мощностью не более 750 Вт	шт.	136 702	153 106	612 425	765 531	15	114 830	5 358 718	35	1 875 551	Экономия электроэнергии.
Электродвигатели переменного тока однофазные	шт.	190 326	213 165	852 660	1 065 826	20	213 165	7 460 779	55	4 103 429	Экономия электроэнергии.
Электронинструмент	шт.	3 037 848	3 402 390	13 609 559	17 011 949	5	850 597	119 083 642	1	1 190 836	Экономия электроэнергии, тяжелые условия эксплуатации, уменьшение массы двигателя

Заключение

Область применения асинхронных двигателей с совмещенными обмотками охватывает практически все сферы жизнедеятельности человека. Ежегодно в мире производится порядка семи миллиардов штук двигателей различной мощности и исполнений. На сегодня практически ни один технологический процесс невозможно организовать без использования

электродвигателей. Последствия широкомасштабного использования данной разработки трудно переоценить. В социальной сфере они позволяют существенно снизить тарифы на основные виды услуг. В области экологии они позволяют достичь беспрецедентных результатов. Так, например, при той же полезной работе они позволяют в три раза снизить удельную выработку электроэнергии и как следствие резко сократить удельный расход углеводородов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Асинхронный двигатель с совмещенными обмотками [Электронный ресурс]. – 2014. – Режим доступа свободный: <http://www.energsovet.ru>
2. Энергосбережение обмотками [Электронный ресурс]. – 2014. – Режим доступа свободный <http://www.techno-oil.org>

ОГЛАВЛЕНИЕ

<i>Введение</i>	3
СЕКЦИЯ 1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ И МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ СОВРЕМЕННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	
М. Ю. Борщинский, В. Ю. Островлянчик <i>К исследованию трехмассовых электромеханических систем шахтных подъемных установок</i>	5
М.В. Бураков <i>Нелинейные ПИД-регуляторы для управления электроприводом</i>	12
В.П. Кочетков, Н.С. Курочкин <i>Исследование возможности применения параметрических законов управления для электроприводов экскаваторов</i>	19
И.П. Маслов, И.Ю. Семькина <i>Особенности настройки регуляторов для управления вентиляторами местного проветривания угольных шахт</i>	26
Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик <i>Структура датчика ЭДС в системе автоматического регулирования скорости шахтной подъемной установки</i>	36
А. К. Мурьшкин, П. Н. Кунинин <i>Синтез регулятора ЭДС в электроприводе с независимым каналом управления полем</i>	47
А.В. Липин <i>Актуальность и принципы функционирования устройства «Многокоординатный электромеханический преобразователь»</i>	57

В. Ю. Островлянчик, В.А. Кубарев <i>Представление системы технологической автоматики и защит методами теории графов.....</i>	63
В.Ю. Островлянчик, Д.В. Кунина <i>Нелинейная модель АДКР во временной области.....</i>	74
В. Ю. Островлянчик, Т. В. Богдановская, И. Ю. Поползин <i>К вопросу об измерении электромагнитного момента асинхронного двигателя.....</i>	86
В. Ю. Островлянчик, И. Ю. Поползин <i>Определение КПД и коэффициента мощности асинхронного двигателя.....</i>	97
Г. М. Симаков, Ю. П. Филлюшов <i>Анализ энергетических характеристик работы электропривода переменного тока в переходных режимах.....</i>	108
А.М. Стексов <i>Преобразование уравнений движения идеализированного многофазного АДФР.....</i>	116
В. Ф. Шишлаков, Е. В. Анисимова <i>Аппроксимация характеристик нелинейных звеньев систем автоматического управления торможением колес транспортных средств.....</i>	123
СЕКЦИЯ 2. ИНФОРМАЦИОННЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ, КОМПЛЕКСЫ ПРОГРАММ. ВОПРОСЫ ПОДГОТОВКИ ИНЖЕНЕРНЫХ И НАУЧНЫХ КАДРОВ	
Е. В. Буркова, В. Ф. Евтушенко, Г. В. Макаров, А. В. Бурлаченко <i>Численные исследования подобия для некоторых структур комплексов «объект-воздействия».....</i>	132

Т.М. Гулевич, П.А. Морозов, Г.В. Макаров, А.А. Федотов <i>Автоматизированный распределенный лабораторно-практический комплекс по информационно-измерительным технологиям.....</i>	140
В.В. Каверин, Г.А. Эм <i>К вопросу подготовки специалистов электротехнического профиля.....</i>	150
М.В. Ляховец, А.В. Феоктистов, Т.М. Гулевич <i>Модернизация учебного процесса на базе новых информационных технологий.....</i>	152
М. В. Ляховец, О. Н. Адрианов, Т.М. Гулевич, М. В. Кипервассер, В. С. Князев, В. П. Симаков <i>Модернизация учебно-испытательного комплекса по теоретическим основам электротехники на базе web-технологий.....</i>	159
Г.В. Макаров, Е.В. Буркова, К.А. Золин, А.В. Лесников <i>Применение генератора в виде замкнутой динамической системы для формирования натурно-модельных воздействий.....</i>	164
Л.П. Мышляев, В.Ф. Евтушенко, Г.В. Макаров, Е.В. Буркова <i>Генератор воздействий с заданными свойствами как замкнутая динамическая система.....</i>	168
В. Ю. Островлянчик, В.А. Кубарев, А.В. Дужая <i>Испытательный комплекс для проведения экспериментальных исследований систем логического управления.....</i>	173
В. Ю. Островлянчик, И. Ю. Поползин <i>Измерение и цифровая обработка переменных параметров асинхронного двигателя.....</i>	183

А.А. Пугачев
Идентификация сопротивления и температуры обмотки ротора асинхронного двигателя..... 192

С.В. Рудометов, В.В. Окольников
Имитационные модели технологических систем как экспертные системы с продукционной моделью представления знаний, сформированных на естественном языке..... 199

В.Б. Трофимов
Интеллектуальные информационные системы и их применение..... 202

Д. В. Шишлаков, А. В. Шишлаков
Синтез многосвязных электромеханических систем автоматического управления при аналитической аппроксимации характеристик нелинейных элементов..... 210

**СЕКЦИЯ 3. СИЛОВОЕ ОБОРУДОВАНИЕ,
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И
МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СРЕДСТВА УПРАВЛЕНИЯ.
СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ
ПРОЦЕССОВ И ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ
КОМПЛЕКСОВ.**

И. П. Артюхов, И. И. Бочкарева, С. В. Молот
Обеспечение электромагнитной совместимости частотно-регулируемых электроприводов установок охлаждения газа с источниками электропитания..... 220

К.Г. Венгер, С.Ф. Киселев, А.А. Линков, Л.П. Мышляев,
Д.Г. Демченко
Регулирование распределенного объекта..... 226

В.В. Грачев, М.В. Шипунов
Программное обеспечение систем автоматизации управления промышленными комплексами..... 231

Е.Н. Гончарова, Д.А. Романов, В.Е. Громов, С.Г. Молотков <i>Получение электроэрозионностойких покрытий методом ЭВН, исследование их свойств, состава и фазовой структуры.</i>	238
Р.Х. Диеров, М.В. Глазырин <i>Система автоматического регулирования активной мощности гидроагрегата мини-ГЭС на основе машины двойного питания.....</i>	244
Ю.Д. Жмакин, Е.Н. Гончарова, Д.А. Романов, В.Е. Громов, Б.Б. Хаимзон <i>Экономичный метод регулирования потребляемой мощности с использованием генератора мощных токовых импульсов.....</i>	246
С.С. Журавлев, А.Е. Иванов, И.В. Меркулов, В.В. Окольнишников, С.В. Рудометов <i>Программно-аппаратный комплекс для отладки и тестирования программ управления АСУ ТП.....</i>	252
Е. С. Кузнецова, Г. С. Свирская, О. В. Инжелевская <i>Анализ показателей качества электроэнергии городских подстанций.....</i>	254
Е. С. Кузнецова, Г. С. Свирская, Г. В. Дивин, И. О. Карачевцев <i>Анализ реактивной мощности городских подстанций.....</i>	258
Е. С. Кузнецова, Н. В. Балицкая, М. Ю. Каланчин, Е. В. Серебряков <i>Внедрение информационных технологий в сети электроснабжения города.....</i>	262
М. Ю. Мальцев, А. В. Иванов, С. М. Семенов <i>Преобразовательные устройства для систем светодиодного освещения.....</i>	266
Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик <i>Исследование модели тиристорного преобразователя с учетом нелинейных динамических свойств тиристора.....</i>	277

П. Р. Нусратов, Е. В. Пугачев, В. С. Иванов <i>Матричный преобразователь частоты с улучшенной коммутацией</i>	289
В. Ю. Островлянчик, Т.В. Богдановская, И. Ю. Поползин <i>Метод измерения массы поднимаемого груза в двухскиповых шахтных подъемных установках</i>	295
Е. В. Пугачев, М. В. Кипервассер, Ш. Р. Гуламов <i>Влияние аварийных режимов на переходные процессы системы гидротурбина – синхронный генератор, работающей на автономную нагрузку</i>	300
А.В. Темников <i>Методика выбора фильтрокомпенсирующего устройства и его размещения на примере электроснабжения Тырнетского солерудника</i>	306
А.В. Темников <i>Особенности пакета прикладных программ «Учет, планирование ремонта, аварийность электроэнергетического оборудования»</i>	315
Е. Н. Топильская, О. В. Инжелевская, Н. М. Топильский <i>Диагностика состояния высоковольтных выключателей при помощи тепловизионного контроля</i>	319
Щетинин А.С., Кладиев С.Н., Ляпунов Д.Ю. <i>Высокомоментные малошумные энергоэффективные асинхронные двигатели с совмещенными обмотками</i>	323

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД И ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

***ТРУДЫ ШЕСТОЙ ВСЕРОССИЙСКОЙ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ***

25-27 НОЯБРЯ 2014 г.

Под. общ. ред.: д.т.н., проф. Островляничка В.Ю.

Техническая редакция: Кубарев В.А., Поползин И. Ю.

Компьютерная верстка:
Поползин И. Ю.

Печатается в соответствии с авторским оригиналом.

Подписано в печать 22.12.2014

Формат 60x84 1/16

Бумага писчая

Печать цифровая

Тираж 50 экз.

Усл. печ. л. 21,11

Уч.-изд. л. 21,67

Заказ №777

Сибирский государственный индустриальный университет
654007, г. Новокузнецк, ул. Кирова, 42
Издательский центр СибГИУ