

РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА»

УДК 621.313.333.072

КАЛИНОВ А.П., к.т.н., доцент
МАМЧУР Д.Г., ассистент
ЧУМАЧЁВА А.В., магистрант

Кременчугский государственный политехнический университет
имени Михаила Остроградского

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

Запропоновано метод аналізу енергетичних показників асинхронних машин (АМ) в умовах неякісності напруги живлення, конструктивної та параметричної несиметрії електричної машини і зміни режимів її роботи за миттєвими значеннями фазних струмів і напруг статора, що дозволяє оцінити ефективність роботи АМ за кривими активної, реактивної і повної потужності, електромагнітного моменту, коефіцієнта потужності, миттєвого коефіцієнта корисної дії.

Предложен метод анализа энергетических показателей асинхронных машин (АМ) в условиях некачественности напряжения питания, конструктивной и параметрической несимметрии электрической машины и изменения режимов её работы по мгновенным значениям фазных токов и напряжений статора, что позволяет оценить эффективность работы АМ по кривым активной, реактивной и полной мощности, электромагнитного момента, коэффициента мощности, мгновенного коэффициента полезного действия.

This paper presents a technique for the analysis of the energy indicators of an asynchronous motor operating in low-quality voltage supply, constructional and parametric asymmetry of an electrical machine, and operating modes changing. The technique is based on an instantaneous stator phase currents and voltages. This makes possible to estimate an asynchronous motor operating efficiency on the basis of active, reactive and total power curves, electromagnetic torque curve, power factor curve and instantaneous efficiency.

Введение. В связи с необходимостью внедрения энергоресурсосберегающих технологий в производственный процесс возникает задача оценки энергетических режимов работы электромеханических преобразователей, в частности, асинхронных электродвигателей (АД). В настоящее время регламентируется лишь влияние качества питающей электрической энергии на электромеханический преобразователь [2, 3], при этом считается, что он исправен, электрически и магнитно симметричен. В работах ряда исследователей [4, 9] показано, что существующие методы оценки энергоэффективности работы электрических машин морально устарели вследствие увеличения количества электроприводов переменного тока, работающих при несинусоидальных токах и напряжениях, а также имеющих определенную степень исходной или приобретенной конструктивной параметрической несимметрии. Необходимость разработки и внедрения новых методов оценки как энергоэффективности работы, так и технического состояния электромеханических преобразователей обусловлена следующими причинами:

– ввиду несинусоидальности токов и напряжений и неоднонаправленности потоков энергии оценка энергоэффективности работы электромеханического оборудования

на основе классических показателей КПД и коэффициента мощности является неадекватной;

- отсутствуют чёткие нормативные и экономические рычаги для стимулирования энергоресурсосбережения средствами электропривода (ЭП);

- проведение операций диагностики и мониторинга электромеханического оборудования как в стационарных, так и в полевых условиях базируется на упрощенных зависимостях и математических моделях без учета энергетического режима работы;

- существует необходимость определения остаточного ресурса электромеханического оборудования для повышения эффективности ведения энергохозяйства;

- существует необходимость регламентирования качества выполнения технологических операций электроприводом и оценки негативных влияний некачественности преобразования энергии на питающую сеть и обслуживающий персонал;

- современные эффективные системы оптимизации энергопотребления должны стать неотъемлемым атрибутом систем управления частотнорегулируемого ЭП.

Постановка задачи. Для решения поставленных задач [4] было введено понятие показателей качества преобразования энергии (ПКПЭ). В работах [5, 6] были сформированы отдельные ПКПЭ, которые условно можно разделить на коэффициенты, основанные на анализе потребляемой мощности, тока и электромагнитного момента АД.

Показатели по первым двум рассмотренным группам являются легко определяемыми ввиду простоты измерения мгновенных значений токов и напряжений. Третья группа показателей базируется на анализе составляющих электромагнитного момента, прямое измерение которого затруднительно. При этом определение мгновенных значений электромагнитного момента позволяет получить ряд важных энергетических показателей.

Цель работы – исследование энергетических характеристик асинхронных двигателей в динамическом режиме для задач оценки их энергетической эффективности работы.

Результаты работы. Для анализа энергетических показателей работы асинхронных машин предлагается метод, который базируется на основе экспериментальных сигналов фазных токов и напряжений статора АД. Применение этого метода обусловлено прежде всего тем, что в большинстве случаев в промышленных условиях единственными параметрами, которые можно достаточно просто измерить, зафиксировать и оценить, являются фазные токи и напряжения статора двигателя. Остальные параметры, характеризующие энергетическую эффективность и качество преобразования энергии, могут быть определены косвенно. В качестве дополнительных параметров, необходимых для реализации предложенного метода, выступают значения активных сопротивлений (R_A, R_B, R_C) и индуктивностей рассеяния (L_A, L_B, L_C) обмоток фаз статора, а также момент инерции (J) электромеханической системы. Указанные параметры могут быть получены с помощью ряда стандартных или альтернативных методов идентификации параметров АД [7].

Алгоритм определения электромагнитного момента, момента на валу и энергетических параметров приведен на рис.1. На рисунке приведены кривые этих параметров, рассчитанные по экспериментальным значениям напряжений и токов фаз АД (рис.2, 3) при прямом пуске на холостом ходу и набросе нагрузки, составляющей 20% от номинальной. Эксперименты проводились на АД типа MF-011-63 с параметрами $P_n=1.4$ кВт, $U_n=380$ В, $I_n=5.3$ А, $n_n=885$ об/мин.

При суммировании мгновенных мощностей всех фаз получаем мгновенную активную мощность трехфазной системы (рис.4). При определении мгновенного коэффициента мощности $\cos(\varphi(t))$ (рис.5) могут быть рассчитаны кривые мгновенной реактивной и полной (кажущейся) мощности (рис.4).

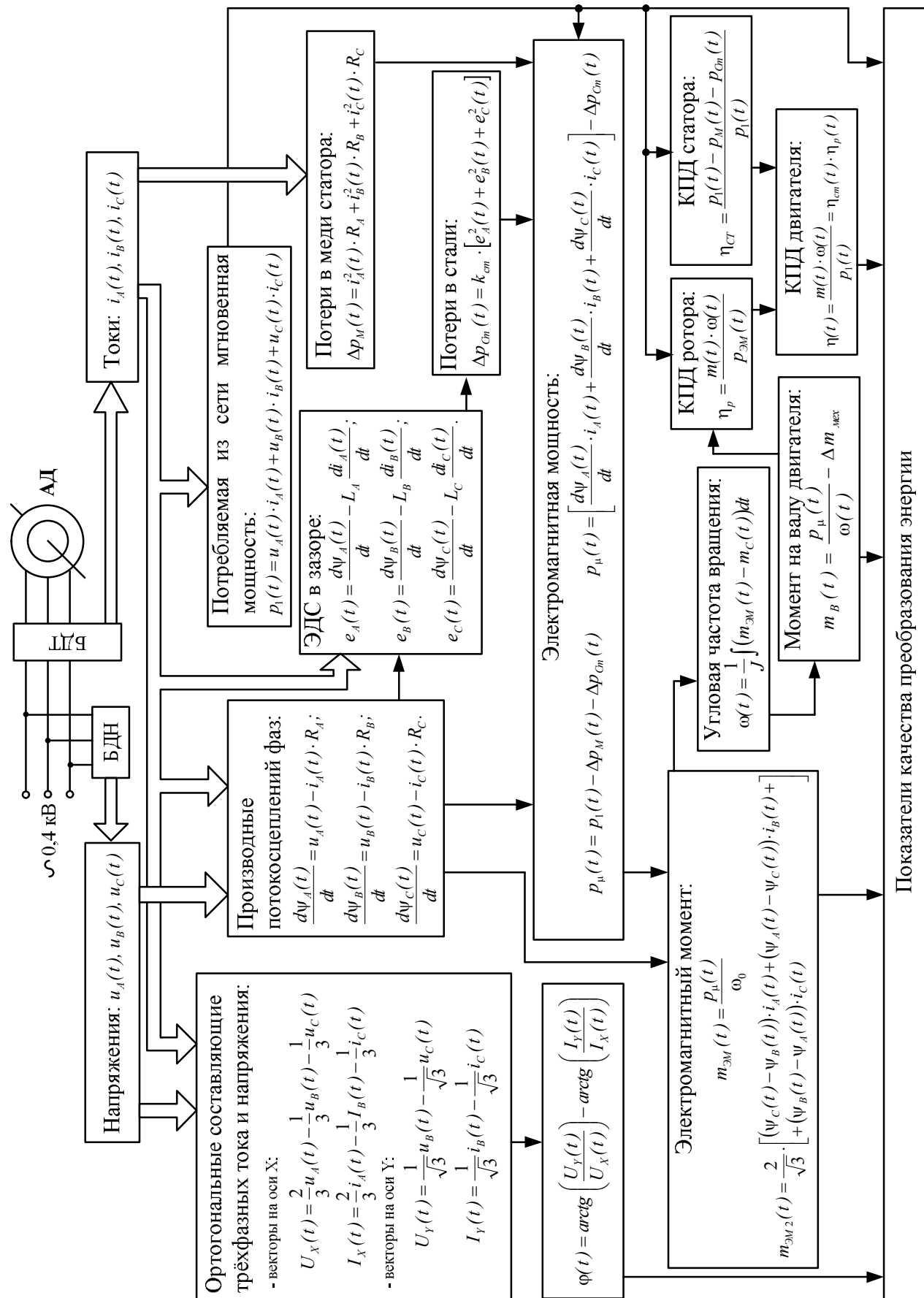


Рисунок 1 – Алгоритм определения ПКПЭ

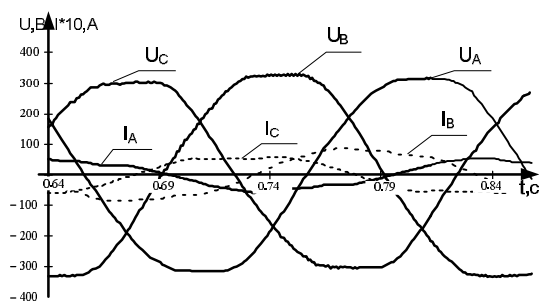


Рисунок 2 – Трёхфазная система напряжений и токов

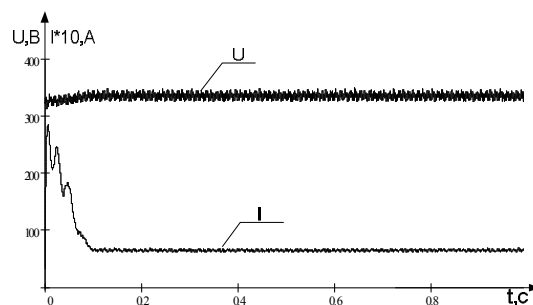


Рисунок 3 – Огибающие кривых напряжения и тока

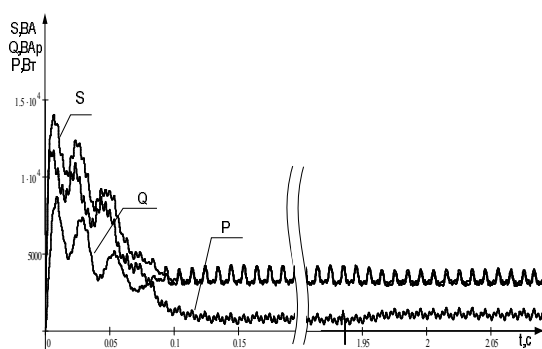


Рисунок 4 – Графики зависимостей при пуске и набросе нагрузки $S=f(t), Q=f(t), P=f(t)$

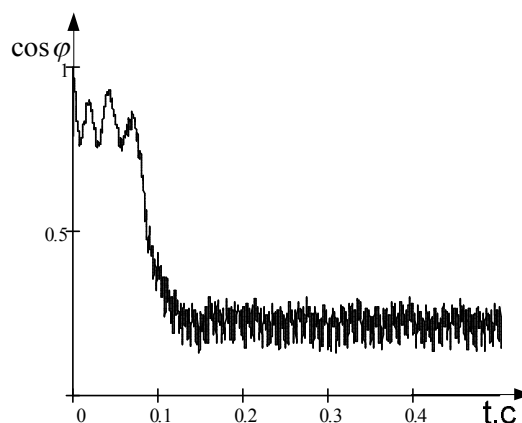


Рисунок 5 – Мгновенный коэффициент мощности трёхфазной системы

Мгновенный коэффициент мощности при этом рассчитывается путем предварительного перехода от трехфазной системы напряжений и токов к ортогональной системе (рис.5). При отсутствии несинусоидальности и несимметрии напряжений и токов $\cos(\varphi(t))$ представляет собой гладкую кривую, в статическом режиме – прямую. При наличии несинусоидальности и несимметрии питающей сети, конструктивной несимметрии и существенных нелинейностей АД в кривой мгновенного коэффициента мощности (рис.5) появляются колебания с двойной и выше частотой питающей сети, однако среднее значение за период напряжения питающей сети равно среднему значению коэффициента мощности по фазам АД.

Расчёт электромагнитного момента для АД в трёхфазной системе можно производить на основе потребляемой мощности и мощностей потерь, либо на основе токов и потокосцеплений статора (рис.6).

При известных активных сопротивлениях фаз статора относительно просто может быть получен так называемый наблюдаемый электромагнитный момент, отличие которого от реального обусловлено мгновенными значениями потерь в стали. Получаемая погрешность может варьироваться от 30-50% на холостом ходу и до 1-5% при номинальной нагрузке, что является допустимым для решения ряда задач. Потери в стали определяются величиной магнитного потока в зазоре АД или его аналога – э.д.с. в зазоре (рис.7), рассчитываемого по электрической схеме замещения. Расчёт э.д.с. в зазоре требует расчёта производных токов и наличия информации о значениях индуктивностей рассеяния фаз статора (рис.1). Коэффициент $k_{ст}$ считается постоянным и определяется на холостом ходу путем сопоставления с потерями в стали в статическом режиме, полученными по известным методам [8]. Для более точных расчётов мгновенных

потерь в стали коэффициент $k_{ст}$ должен учитывать форму э.д.с. каждой фазы в отдельности.

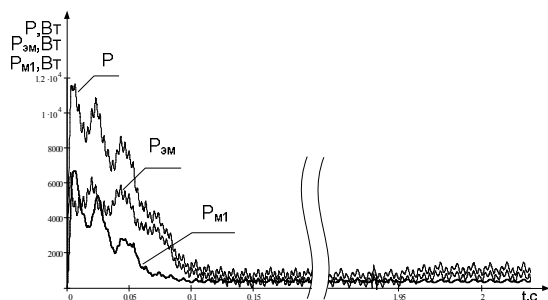


Рисунок 6 – Кривая активной потребляемой, электромагнитной мощности и мощности потерь в меди статора

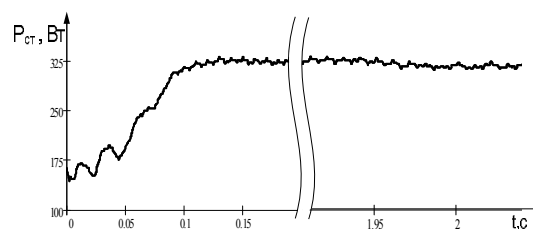


Рисунок 7 – Мгновенные потери в стали

Следует заметить, что мгновенные значения кривых электромагнитного момента полученного на основе мгновенных мощностей, и момента, полученного на основе производных потокосцеплений, отличаются, в то время как их средние значения за период совпадают (рис. 8). При этом необходимо учитывать недостаток метода определения электромагнитного момента через потокосцепления: так как процесс интегрирования переменных требует известных начальных условий, то имеет смысл использовать этот метод только при анализе всего переходного процесса, а не отдельного его участка. Получение кривой момента по потребляемой мощности и мощностям потерь возможно в любой момент времени.

Использование рассчитанного электромагнитного момента позволяет косвенно рассчитать угловую частоту вращения двигателя, при этом момент нагрузки рассчитывается как среднее значение электромагнитного момента за период в установившемся режиме. Определение мгновенных значений скорости позволяет рассчитать момент и мощность на валу АД. При косвенном расчете скорости вращения АД метод с использованием электромагнитного момента, рассчитанного по токам и потокосцеплениям, даёт лучшее совпадение с экспериментальной кривой по критерию среднеквадратичного отклонения (рис.9).

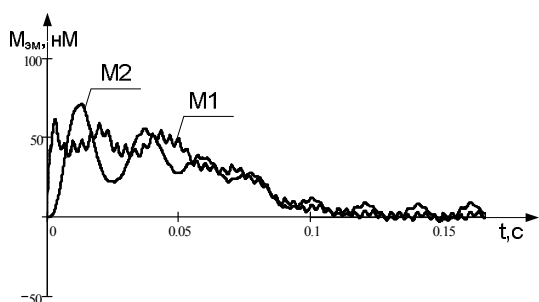


Рисунок 8 – Кривые электромагнитного момента, где M1 – момент, полученный на основе мгновенных мощностей, M2 – момент, полученный на основе производных потокосцеплений

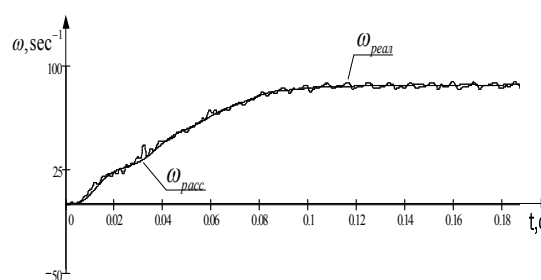


Рисунок 9 – Кривые скоростей, рассчитанных косвенно и полученных экспериментально

Косвенное определение скорости в статическом режиме также возможно на основе момента на валу двигателя и его механической характеристики. Механическую характеристику АД можно определить по методу, описанному в [9].

Как указывалось, КПД двигателя, рассчитываемый по стандартным методам в статических режимах, не позволяет учесть неоднаправленность потоков энергии в пуско-тормозных режимах. Поэтому предложен расчет мгновенных значений КПД электрической машины в целом и декомпозиция показателя КПД на КПД статора и КПД ротора в соответствии с конструктивной структурой АМ (рис.10). Для КПД статора в качестве потребляемой мощности берётся мощность, потребляемая из сети $p_1(t)$ (рис.11), а в качестве полезной – электромагнитная мощность $p_\mu(t)$, передаваемая через зазор от статора ротору. Для расчёта КПД ротора в качестве потребляемой мощности используется $p_\mu(t)$, а в качестве полезной – мощность на валу $p_2(t)$ (рис.11).

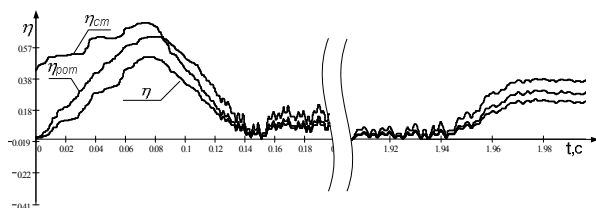


Рисунок 10 – Мгновенный КПД статора, ротора и электрической машины в целом

Декомпозиция КПД по статору и ротору позволит выявить источники ухудшения энергетических показателей.

Предложенный метод позволяет оценить энергетические характеристики АД в условиях некачественности напряжения питания, конструктивной и параметрической несимметрии электрической машины и изменения режимов его работы. Достоинство этого метода состоит в сокращении времени на анализ данных по сравнению с методом, предусматривающим разложение сигналов тока и напряжения на гармонические составляющие.

Выводы. Таким образом, с помощью предложенного метода решается задача наблюдаемости АД для анализа его технического состояния и энергетической эффективности его работы на основе показателей качества преобразования энергии. Указанная задача при этом входит в комплексную задачу создания систем определения остаточного ресурса работоспособности АД и создания на их основе энерго- и ресурсосберегающих режимов работы в составе регулируемого электропривода. Предложенный метод может быть положен также в основу создания систем компенсации конструктивной и параметрической несимметрии АД и оптимизации режимов энергопотребления на основе частотно-регулируемого электропривода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Важнов А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока. – Л.: Энергия, 1980. – 256с.
2. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. – Киев: Наукова думка, 1985.–268с.
3. Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Вопросы качества электроэнергии в электроустановках. – Мариуполь: ПГТУ. – 1996. – 173с.
4. Родькин Д.И. Энергопроцессы в трёхфазной двигательной нагрузке с несинусоидальным напряжением питания// Проблемы создания новых машин и технологий. Сб. научных трудов КГПУ: Вып. 1. – Кременчуг. – 1998. – С.23-34.
5. Родькин Д.И., Чёрный А.П., Мартыненко В.А. Обоснование критериев качества преобразования энергии в электромеханических системах// Проблемы создания новых машин и технологий. Сб. научных трудов КГПУ: Вып. 1. – Кременчуг. – 2002. – С.81-85.

6. Чёрный А.П., Калинов А.П., Мамчур Д.Г. Применение показателей качества преобразования энергии для оценки состояния и надёжности электромеханических систем// Зб. наукових праць ДДТУ (техн. науки): Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2007. – С.519-523.
7. Родькин Д.И., Калинов А.П., Ромашихин Ю.В. Энергетический метод идентификации параметров асинхронных двигателей// Вісник КДПУ: Наукові праці КДПУ. – Вип. 3 (44). Ч.2 – Кременчук: КДПУ. – 2007. – С.130-136.
8. Вольдек А. И. «Электрические машины». Л.: Энергия, 1974. – 839с.
9. Ильинский Н.Ф., Горнов А.О. Критерий эффективности процесса электромеханического преобразования энергии// Электричество. – 1987. – №10. – С.24-29.
10. Калинов А.П., Мамчур Д.Г., Козинец В.Н., Воробейчик О.С. Определение механических характеристик асинхронного двигателя в пусковом режиме// Вісник КДПУ: Наукові праці КДПУ. – Вип. 4 (45). Ч.1 – Кременчук: КДПУ. – 2007. – С.108-111.

УДК 62-83:621.313.3.072.9

КАЛИНОВ А.П. к.т.н., доцент
МЕЛЬНИКОВ В.А., магистр
ВОРОБЕЙЧИК О.С., директор

Кременчугский государственный политехнический университет имени Михаила Остроградского
ООО «СЕМИОЛ», г. Кривой Рог

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В СОСТАВЕ ЧАСТОТНО РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Запропоновано метод вимірювання напруг і струмів фаз статора асинхронного двигуна при живленні від перетворювача частоти із широтно-імпульсною модуляцією. Метод є простим і ефективним рішенням, що дозволяє підвищити точність вимірів шляхом застосування фільтрів високої частоти з наступною цифровою корекцією сигналу.

Предложен метод измерения напряжений и токов фаз статора асинхронного двигателя при питании от преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией. Метод является простым и эффективным решением, позволяющим повысить точность измерений путем применения фильтров высокой частоты с последующей цифровой коррекцией сигнала.

In paper AM's stator phases voltage and currents measuring method at frequency converter with pulse-width modulation feed is offered. The method is the simple and effective decision, allowing to raise accuracy of measurements by application filters high frequency with the subsequent digital correction of a signal.

Введение. Одной из тенденций развития современного частотно регулируемого электропривода переменного тока является разработка и применение систем векторного управления, позволяющих оптимизировать динамические и энергетические режимы работы асинхронных двигателей (АД). Реализация таких систем управления базируется на наличии информации о параметрах АД, в частности, электромагнитных параметрах схемы замещения. Эти параметры, наряду с моментом инерции электромеханической системы, определяют динамические свойства двигателя и настройки системы управле-

ния. Использование эstimаторов магнитного потока и электромагнитного момента также базируется на известных значениях электромагнитных параметров схемы замещения АД [1]. Разработка и внедрение бездатчиковых систем векторного управления с различными эstimаторами и наблюдателями, позволяющих избавиться от использования энкодеров, подтверждают актуальность задачи разработки методов идентификации электромагнитных параметров схемы замещения АД [2]. Результаты идентификации электромагнитных параметров, кроме использования в частотно-регулируемых электроприводах с векторным управлением, используются также в стационарных и мобильных системах диагностики и паспортизации асинхронных машин [3, 4]. Использование в таких системах преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) напряжения в качестве силовых устройств открывает большие возможности в формировании различных тестовых воздействий и режимов испытаний.

Для проведения полного комплекса идентификации параметров и испытаний АД предлагаются следующие режимы:

- режим короткого замыкания с воздействием пониженным напряжением на обмотки двух фаз статора;
- подача пониженного напряжения со средним значением типа ступенька – позволяет определить количество значимых контуров ротора, приближенное значение постоянных времени контуров статора и ротора, активное сопротивление обмоток статора, приближенную кривую намагничивания;
- подача пониженного полигармонического напряжения с основной частотой 50 Гц – позволяет определить приведенное сопротивление ротора и индуктивности обмоток статора и ротора, аналитическое выражение для описания зависимости сопротивления ротора от частоты при проявлении эффекта вытеснения тока, приближенную величину индуктивности контура намагничивания;
- подача пониженного синусоидального напряжения низкой частоты позволяет уточнить значения индуктивности контура намагничивания;
- режим холостого хода – изменение напряжения статора при двух фиксированных частотах применяется для определения механических потерь, определения потерь в стали и разделения их на гистерезисные потери и потери от вихревых токов, идентификации нелинейности кривой намагничивания;
- режим динамического нагружения – изменение задания частоты по синусоидальному закону с постоянной составляющей для определения номинального тока и расчетного определения на его основе новых паспортных данных двигателя.

Сотрудниками кафедры САУЭ совместно с ООО Семиол (г. Кривой Рог) на базе преобразователя частоты (ПЧ) типа «Вектор» создана система идентификации и диагностики АД. ПЧ «Вектор» предназначены для управления асинхронными трехфазными электроприводами насосов, компрессоров, вентиляторов, дымососов, конвейеров, тяговых устройств и многих других механизмов с длительной работой или с частыми пусками и остановками. Система управления унифицирована для всего ряда преобразователей частоты данной серии и реализована на современной элементной базе. Ядро системы реализовано на высокопроизводительном сигнальном процессоре (DSP) с аппаратным трехфазным ШИМ. Преобразователь частоты оснащен энергонезависимым модулем памяти объемом 1 гигабайт, в который постоянно записываются основные параметры работы электропривода (выходной ток, выходная частота, задание скорости, сигнал технологического датчика и т.д.) при эксплуатации в составе технологического оборудования или в процессе наладки. Все параметры записываются с привязкой к реальному времени и могут просматриваться на ПК в виде графиков.

Постановка задачи. Одним из существенно важных вопросов при реализации системы идентификации и испытаний на базе ПЧ является вопрос измерений сигналов

тока и напряжения. В условиях питания обмоток статора напряжением, сформированным методом ШИМ (в данном случае частота ШИМ составляет 8 кГц), требует решения вопрос обоснования параметров измерительных датчиков и модуля аналого-цифрового преобразования (АЦП).

Результаты работы. Для обоснования выбора параметров модуля АЦП проведем разложение сигнала напряжения частотой 8 кГц, полученного с ШИМ, в ряд Фурье и последующее его восстановление. Для определения количества гармоник, по которым наблюдается наиболее точное восстановление сигнала, воспользуемся коэффициентом детерминации R^2 . Исходя из значений данного коэффициента для различных скважностей от 0.1 до 0.9, наиболее полное восстановление сигнала происходит при использовании 11-ти гармоник напряжения (рис.1).

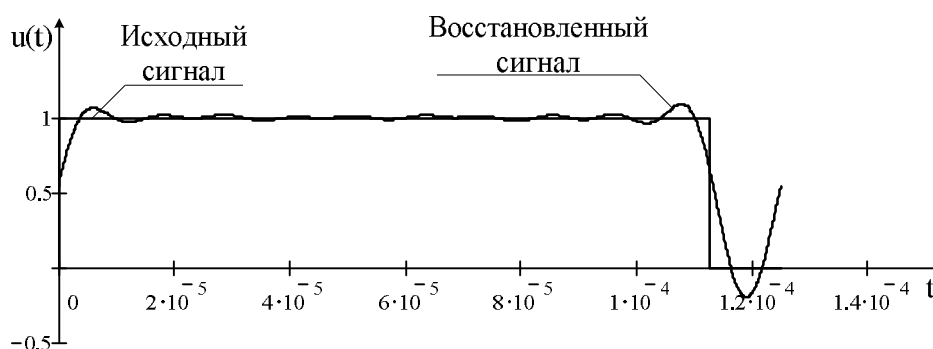


Рисунок 1 – Исходный и восстановленный сигналы напряжения, сформированного методом ШИМ, при скважности равной 0.9

Разложение в ряд Фурье и построение АЧХ исходной функции (рис. 2) также показывает, что значимые гармоники напряжения находятся в диапазоне от 1 до 11. Исходя из теоремы Котельникова, являющейся теоретическим обоснованием возможности передачи непрерывных сигналов дискретным значениям, получим $f_{\text{АЦП}} = 2f_{\text{гр}}$. Из полученных результатов следует, что для качественного измерения напряжения ПЧ с ШИМ с несущей частотой 8 кГц частота дискретизации на один канал АЦП должна быть не менее 176 кГц, что приведет к обработке неоправданно больших объемов данных даже в пределах одного периода сетевой частоты. Измерение сигналов по шести каналам (напряжения и токи трех фаз статора) с указанной частотой делает систему измерений дорогостоящей и малоэффективной.

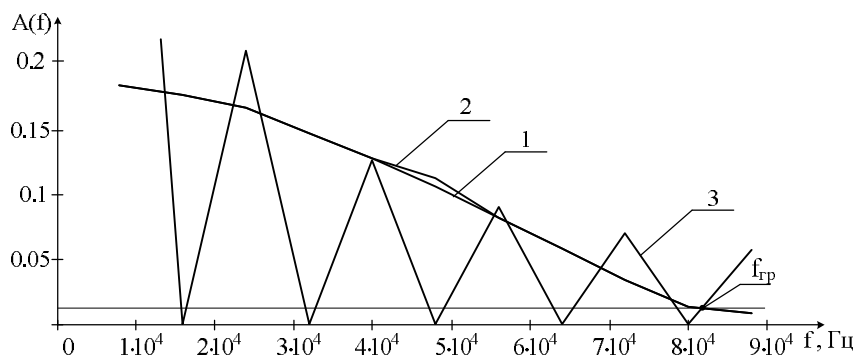


Рисунок 2 – АЧХ сигнала напряжения при различных скважностях:
1 – 0.1, 2 – 0.9, 3 – 0.5

Поставленную задачу можно решить двумя способами. Одно из решений подразумевает использование сигнала напряжения звена постоянного тока, подаваемого на АЦП, и сигналов управления силовыми ключами, выдаваемых системой управления, для определения напряжения, подаваемого на обмотки фаз статора. Недостатком рассмотренного способа является возникновение существенных погрешностей из-за неучета времени запаздывания включения ключей и, так называемого, «мертвого времени» – времени запаздывания при переключении транзисторов одного плеча, создаваемого драйверами силовых транзисторов.

Второй способ базируется на установке фильтра высоких частот перед измерительным датчиком с последующей цифровой коррекцией сигналов. Свойства этого фильтра должны быть таковы, чтобы низкочастотные составляющие сигнала, действующего на вход, передавались на выход с минимальными искажениями, тогда как высокочастотные составляющие, вплоть до бесконечно больших частот, задерживались.

Структура измерительного канала напряжения показана на рис.3. При реализации системы испытаний на базе ПЧ вследствие широкого диапазона испытываемых двигателей предусмотрена установка по три датчика тока на фазу и датчика напряжения с изменяемым коэффициентом (рис.4) для измерения как в режиме короткого замыкания, так и холостого хода.

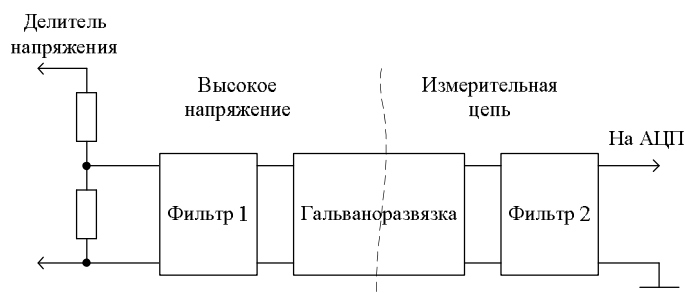


Рисунок 3 – Структурная схема измерительного канала

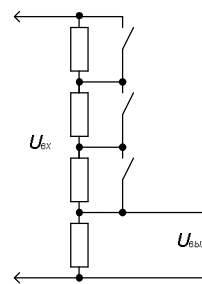
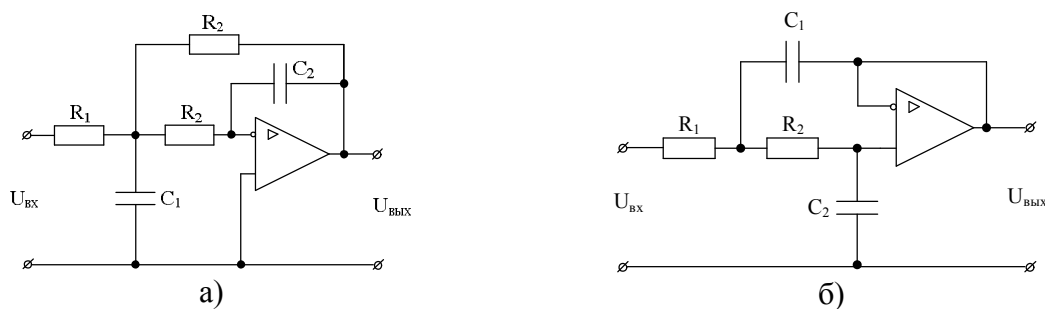


Рисунок 4 – Делитель напряжения с изменяющимся коэффициентом передачи

На основе изложенного приведем описание используемого способа измерения напряжения:

- фильтруется сигнал после делителя напряжения с помощью фильтра высоких частот;
- осуществляется гальваническая развязка силовых и измерительных цепей с помощью специальной микросхемы усилителя с гальваноразвязкой. Ее использование по сравнению с классическим решением в форме применения датчиков на основе эффекта Холла имеет ряд достоинств: выше точность измерения, более широкая полоса пропускания, более высокий показатель линейности, стоимость измерительного канала напряжения снижается почти в 1,5 раза, лучшие массогабаритные показатели;
- сигнал проходит вторую ступень фильтрации на основе пассивной RC-цепи;
- сигнал подается на АЦП;
- полученный сигнал раскладывается в ряд Фурье;
- на основе известных выражений АЧХ и ФЧХ фильтров восстанавливается не весь сигнал, а только первая, и, при необходимости, третья и пятая гармоники.

Для указанного способа, исходя из требования минимальных амплитудных и фазовых искажений на низких частотах, был выбран фильтр четвертого порядка, для построения которого требуется два звена второго порядка. Схемы этих звеньев приведены на рис. 5.



а) – первая, б) – вторая ступень фильтрации
 Рисунок 5 – Схемы фильтров высоких частот второго порядка

Используемый фильтр все-таки вносит амплитудные и фазные искажения. Опыт разработки и эксплуатации математического и программного обеспечения систем идентификации параметров показал чувствительность точности расчетов к фазовым искажениям измеряемых сигналов [4]. Для оценки и коррекции этих погрешностей получим передаточные характеристики фильтра. Запишем передаточные функции двух звеньев [5]:

$$\text{- звена а): } W_1(s) = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 - \left[(R_1 + R_2) C_2 + \frac{R_1 R_2 C_2}{R_3} \right] s - \frac{R_1}{R_3}};$$

$$\text{- звена б): } W_2(s) = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 - (R_1 + R_2) C_2 s - 1}.$$

По полученным передаточным функциям построим АЧХ и ФЧХ выбранных звеньев (рис.6, 7). В табл.1 приведены значения амплитудных и фазовых искажений.

Таблица 1 – Значения амплитудных и фазовых искажений фильтров

Частота, Гц	Значение АЧХ		Значение ФЧХ	
	Первого звена	Второго звена	Первого звена	Второго звена
50	0.99975	0.99978	-1.4198	-1.6615
150	0.99777	0.99806	-4.2543	-4.9813
250	0.99385	0.99462	-7.0741	-8.2921
350	0.98805	0.98951	-9.8697	-11.588

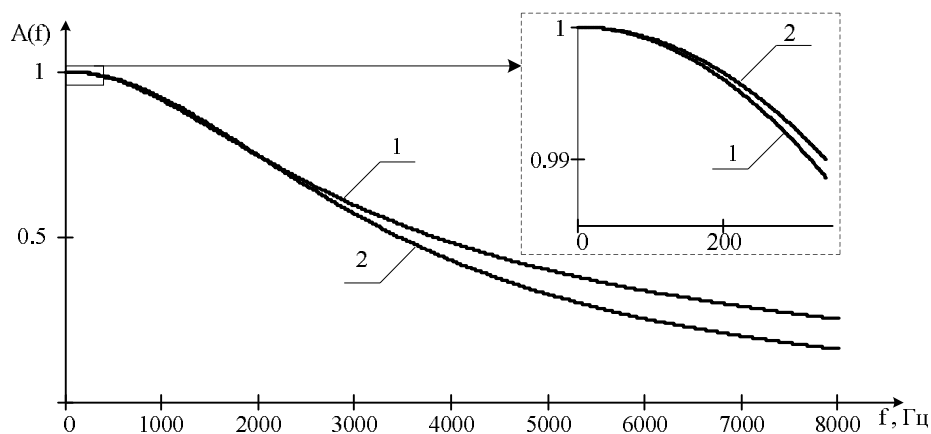


Рисунок 6 – АЧХ фильтров второго порядка

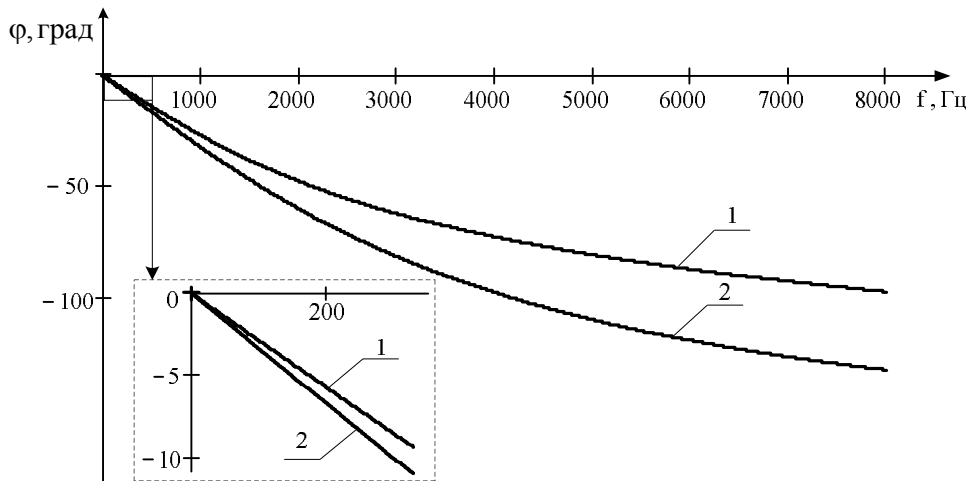


Рисунок 7 – ФЧХ фильтров второго порядка

На основе приведенных значений затухания амплитуд гармоник и фазового сдвига на гармониках, вносимых фильтрами (табл.1), производится коррекция измеренных сигналов напряжения (рис.8, 9) и тока (рис.10, 11). В табл.2 приведены скорректированные значения амплитуд и фаз сигналов тока и напряжения.

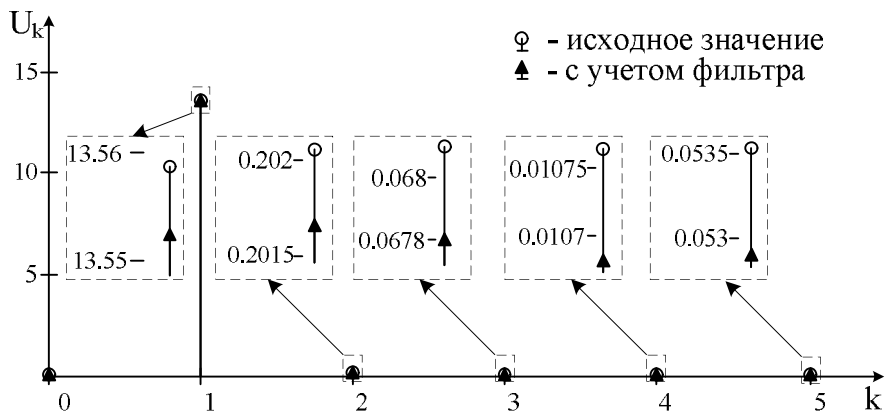
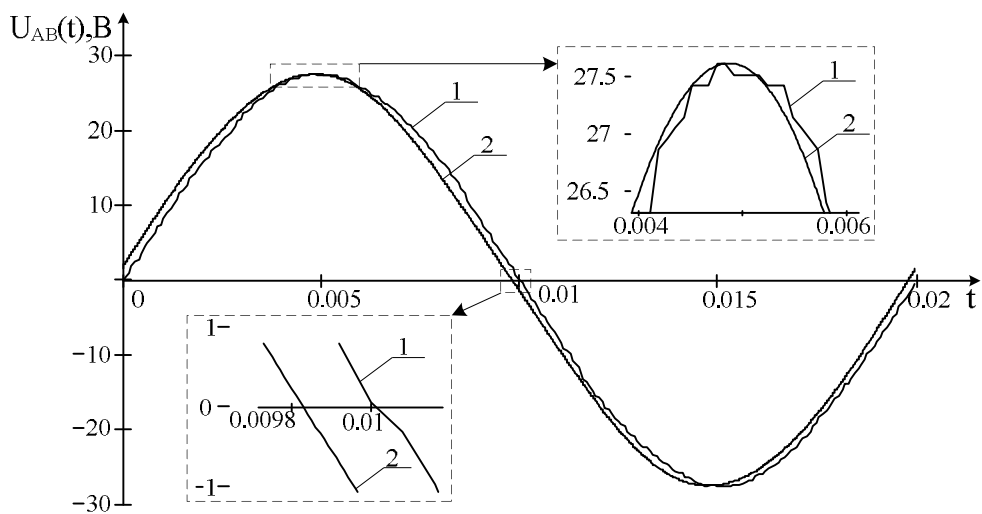


Рисунок 8 – Гармонические составляющие напряжения



1 – исходное межфазное напряжение АВ;
2 – межфазное напряжение АВ с учетом фильтра

Рисунок 9 – Коррекция сигнала напряжения

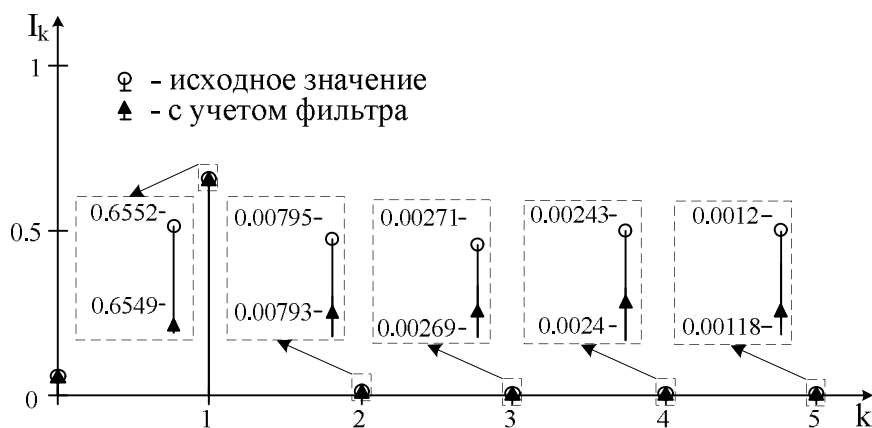
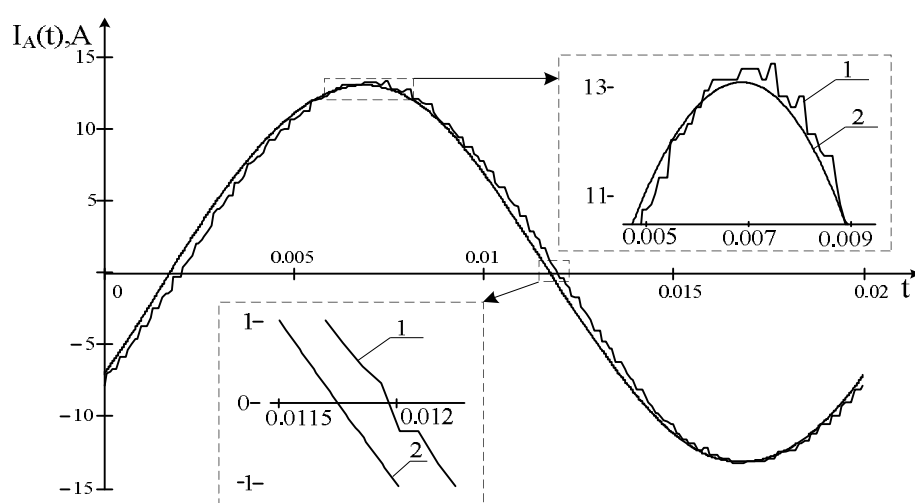


Рисунок 10 – Гармонические составляющие тока



1 – исходный ток фазы А, 2 – ток фазы А с учетом фильтра

Рисунок 11 – Коррекция сигнала тока

Таблица 2 – Скорректированные значения амплитуд и фаз сигналов тока и напряжения

	Гармоники					
	0	1	2	3	4	5
Амплитуда напряжения	0.038	13.552	0.2017	0.0679	0.0107	0.0529
Фаза напряжения	0	-86.789	-72.302	96.636	-60.577	58.768
Амплитуда тока	0.0569	0.6548	$7.931 \cdot 10^{-3}$	$2.694 \cdot 10^{-3}$	$2.408 \cdot 10^{-3}$	$1.183 \cdot 10^{-3}$
Фаза тока	0	58.135	79.478	61.037	-30.652	65.831

Выводы. Предложенный метод измерения напряжений и токов фаз статора АД при питании от ПЧ с ШИМ является простым и эффективным решением, позволяющим повысить точность измерений путем применения фильтров высокой частоты с последующей цифровой коррекцией сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник/ Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б., та ін. За ред. проф. Поповича М.Г. та Лозинського О.Ю. – К.: Либідь. – 2005. – 680с.

2. Пересада С.М., Ковбаса С.Н. Простое бездатчиковое управление асинхронным двигателем с естественной ориентацией по полю машины// Вестник национального технического университета “ХПИ”. – 2002. Вып.12. – Т.1. – С.64-68.

3. Резник Д.В., Родькин Д.И., Калинов А.П., Ромашихин Ю.В. Определение электромагнитных параметров асинхронных двигателей при питании напряжением низких частот// Вісник КДПУ: Наукові праці КДПУ. – Вип. 4 (39). Ч.1 – Кременчук: КДПУ. – 2006. – С.117-121.

4. Родькин Д.И., Калинов А.П., Ромашихин Ю.В. Оценка эффективности методов диагностики двигателей переменного тока// Вісник КДПУ: Наукові праці КДПУ. – Вип. 3 (38). Ч.2 – Кременчук: КДПУ. – 2006. – С.77-82.

5. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние. – 1990. – 192с.

УДК 621. 313. 323

НИЗИМОВ В.Б., д.т.н, профессор
КОЛЫЧЕВ С.В., к.т.н, доцент
ВЕЛИКИЙ А.Ю., студент
ХОМЕНКО В.И., студент

Днепродзержинский государственный технический университет

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПУСКОВЫХ РЕЖИМОВ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В ПАКЕТЕ MATLAB

Розроблено програму розрахунку пускових режимів синхронного двигуна з використанням пакету MATLAB. Наведено розрахункові залежності пускових режимів синхронного двигуна для різних параметрів контуру збудження.

Разработана программа расчета пусковых режимов синхронного двигателя с применением пакета MATLAB. Приведены расчетные зависимости пусковых режимов синхронного двигателя для различных параметров контура возбуждения.

In article the program of calculation starting modes the synchronous motors with application of package MATLAB is developed. Settlement dependences of starting modes the synchronous motors for various parameters contour of excitation are resulted.

Введение. Особенностью современного этапа развития образования в Украине является стремление не только сохранить, но и повысить уровень научного, инженерного и кадрового потенциала. В ближайшие годы можно ожидать значительных изменений в экономической сфере страны и стремительного роста потребности в высококвалифицированных кадрах [1].

Необходимость обеспечения высокой адаптации специалиста к условиям быстрого изменения знаний, идей и технологий требует коррекции учебного процесса. К современным особенностям построения отечественного учебного процесса относится рост учебной нагрузки на преподавателя и перераспределение учебных часов в рамках преподаваемой дисциплины в сторону увеличения часов на самостоятельную работу.

Существенное улучшение качества усвоения знаний может быть достигнуто внедрением в учебный процесс компьютеризированных комплексов и учебных программ.

Применение структурного моделирования электромеханических систем с помощью пакета MATLAB позволит студентам дать наглядное представление об электромагнитных связях между контурами объекта и установить влияние отдельных параметров на выходные координаты.

Постановка задачи. Задачей работы является создание программы для расчета и исследования пусковых режимов синхронного двигателя в пакете MATLAB, в частности, для определения влияния параметров контура возбуждения на пусковой момент синхронного двигателя (СД).

Повышение пускового момента загруженных СД при пониженном напряжении питающей сети может быть достигнуто включением емкостных накопителей энергии (ЕНЭ) в обмотку возбуждения (ОВ), что имеет актуальное значение для электроприводов с тяжелыми условиями пуска (в частности, для угле- и рудо-размольных мельниц).

Включение в ОВ накопителя энергии с неизменной емкостью позволяет повысить асинхронный момент СД только в некотором ограниченном диапазоне скольжения, а в других зонах скольжения может произойти даже ухудшение пусковых свойств двигателя, вплоть до появления тормозных моментов в области полусинхронной скорости. Поэтому важно определить такую величину емкости накопителей энергии, зависящую от параметров двигателя и скольжения, которая обеспечит получение максимально возможного электромагнитного момента на всем протяжении пуска СД. Точное аналитическое определение этой величины емкости представляет сложную задачу ввиду электрической и магнитной несимметрии СД. Однако проведенные расчетные исследования показывают, что максимум момента двигателя достигается при полной компенсации емкостью сопротивления рассеяния контуров ротора по продольной оси полюсов.

Емкостное сопротивление в относительных единицах (о.е.) системы X_{ad} , обеспечивающее полную компенсацию индуктивного сопротивления контуров ротора по оси d, может быть найдено из решения выражения [2]

$$x_c = \frac{A}{2} - \sqrt{\frac{A^2}{4} - B}, \quad (1)$$

$$\text{где } A = x_{\sigma kd} s^2 + 2x_{\sigma f} s^2 + \frac{r_{kd}^2}{x_{\sigma kd}}; \quad B = x_{\sigma f} x_{\sigma kd} s^4 + x_{\sigma f}^2 s^4 + \frac{r_{kd}^2}{x_{\sigma kd}} x_{\sigma f} s^2 + R_f^2 s^2.$$

Расчетная зависимость $x_c = f(s)$ при пусковом резисторе $8R_f$ для двигателя СДСЗ мощностью 2000 кВт, 100 об/мин аппроксимирована эмпирическим выражением

$x_c = \frac{ab + cs^d}{b + s^d}$, где a, b, c, d – коэффициенты аппроксимации. Для данного двигателя коэффициенты аппроксимации имеют значения: a=0,00017905584; b=6,9256445; c=1,1974506; d=3,2691237.

При общепринятых допущениях [2] уравнения электрического равновесия напряжений для контуров СД в осях d, q, 0 и относительных единицах имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= r_1 i_d + p \Psi_d + \Psi_q \omega; \\ U_q &= r_1 i_q + p \Psi_q - \Psi_d \omega; \\ U_f &= R_f i_f + p \Psi_f + \frac{1}{p} x_c \left(i_f - \frac{U_c}{R_{сн}} \right); \\ 0 &= r_{\delta d} i_{\delta d} + p \Psi_{\delta d}; \\ 0 &= r_{\delta q} i_{\delta q} + p \Psi_{\delta q}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Уравнение движения ротора:

$$\Psi_q i_d - \Psi_d i_q - M_c = J_* p \omega. \quad (3)$$

Уравнения потокосцеплений СД для соответствующих контуров:

$$\begin{aligned} \Psi_d &= x_{\sigma} i_d + x_{ad} (i_d + i_f + i_{\delta d}) = x_{\sigma} i_d + \Psi_{\delta d}, \\ \Psi_q &= x_{\sigma} i_q + x_{aq} (i_q + i_{\delta q}) = x_{\sigma} i_q + \Psi_{\delta q}, \\ \Psi_f &= x_{\sigma f} i_f + x_{ad} (i_d + i_f + i_{\delta d}) = x_{\sigma f} i_f + \Psi_{\delta d}, \\ \Psi_{\delta d} &= x_{\sigma \delta d} i_{\delta d} + x_{ad} (i_d + i_f + i_{\delta d}) = x_{\sigma \delta d} i_{\delta d} + \Psi_{\delta d}, \\ \Psi_{\delta q} &= x_{\sigma \delta q} i_{\delta q} + x_{aq} (i_q + i_{\delta q}) = x_{\sigma \delta q} i_{\delta q} + \Psi_{\delta q}, \end{aligned} \quad (4)$$

где x_c – емкостное сопротивление конденсатора на частоте сети; $R_{сн}$ – сопротивление шунтирующего резистора; U_c – напряжение на емкости; J_* – приведенный момент инерции электропривода в о.е.

Найдем выражения потокосцеплений для соответствующих контуров из полученных систем уравнений (2) и (4):

$$\begin{aligned} \Psi_d &= (x_{\sigma} i_d + \Psi_{\delta d}) = \frac{1}{p} (U_d - \Psi_q \omega - r_1 i_d), \\ \Psi_q &= (x_{\sigma} i_q + \Psi_{\delta q}) = \frac{1}{p} (U_q + \Psi_d \omega - r_1 i_q), \\ \Psi_f &= (x_{\sigma f} i_f + \Psi_{\delta d}) = \frac{1}{p} \left[U_f - r_f i_f - \frac{1}{p} x_c \left(i_f - \frac{U_c}{R_{сн}} \right) \right], \\ \Psi_{\delta d} &= (x_{\sigma \delta d} i_{\delta d} + \Psi_{\delta d}) = -\frac{1}{p} r_{\delta d} i_{\delta d}, \\ \Psi_{\delta q} &= (x_{\sigma \delta q} i_{\delta q} + \Psi_{\delta q}) = -\frac{1}{p} r_{\delta q} i_{\delta q}. \end{aligned} \quad (5)$$

Используя систему уравнений (3) и (5), получим структурную схему СД с электрической емкостью и шунтирующим резистором в контуре возбуждения (рис.1).

На основе структурной схемы разработана математическая модель в пакете MATLAB, позволяющая исследовать пусковые режимы при включении в ОВ резистора или ЕНЭ (рис.2).

Пусковые характеристики данного СД с пусковым резистором $R_r=8R_f$ при номинальном напряжении сети представлены на рис.3. На рисунках приняты следующие обозначения: ω – скорость ротора; i_f – ток контура возбуждения; M – электромагнитный момент СД; i_s – огибающая амплитуд тока статора; t – время в электрических секундах.

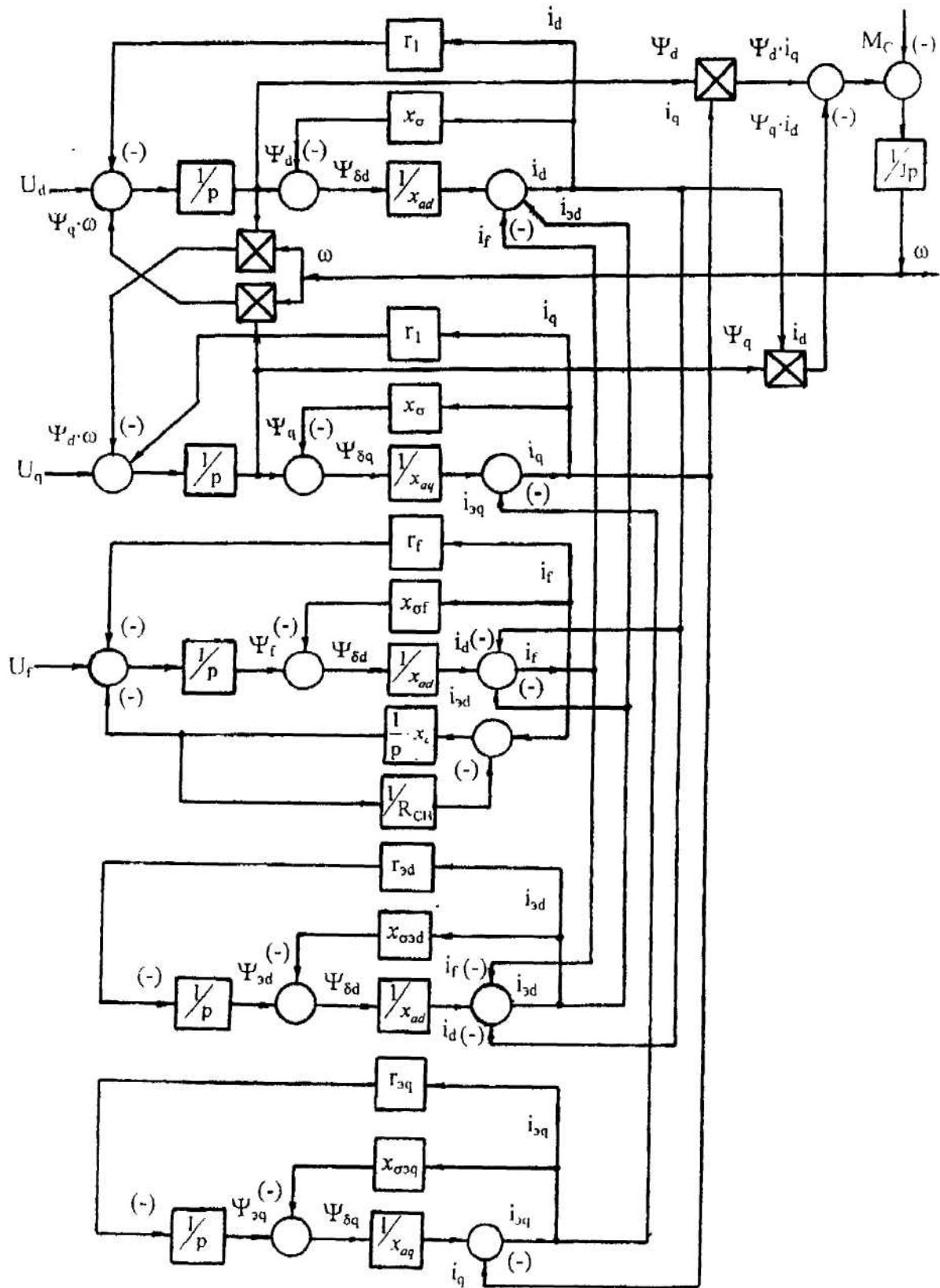


Рисунок 1 – Структурная схема синхронного двигателя с ЕНЭ в контуре возбуждения

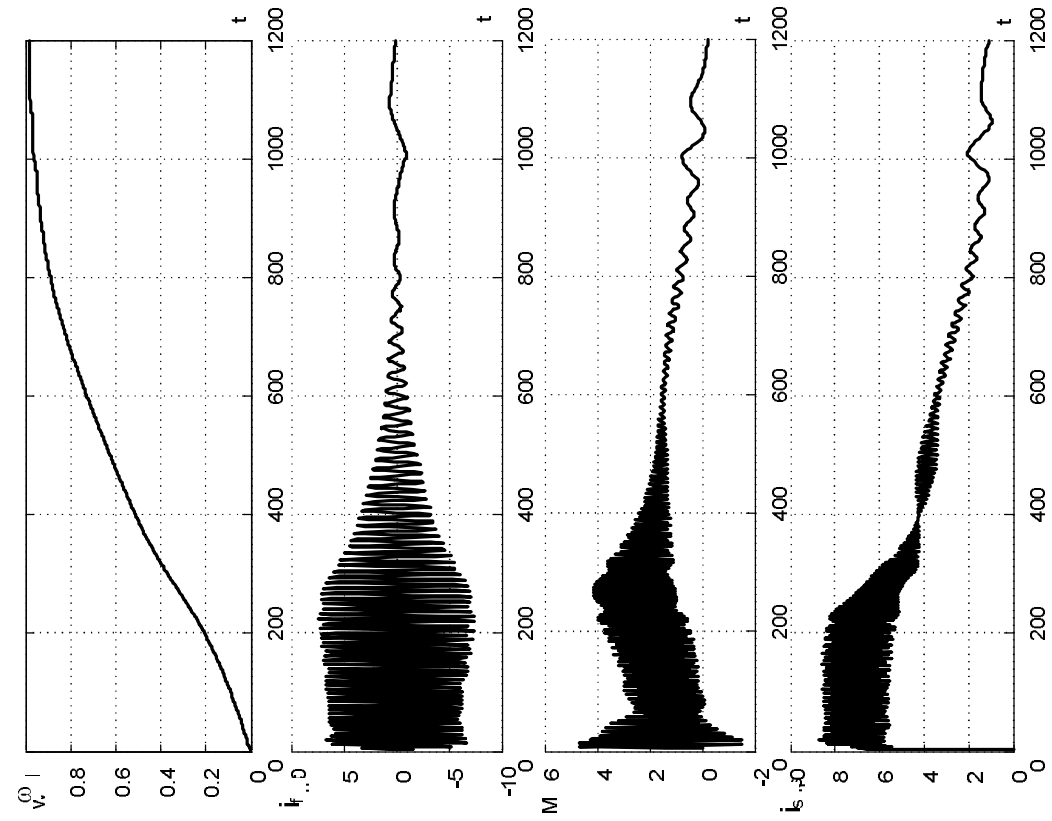


Рисунок 4 – Расчетные зависимости пуска СД с переменной емкостью НЭ при пониженном напряжении сети до $0,9 U_n$

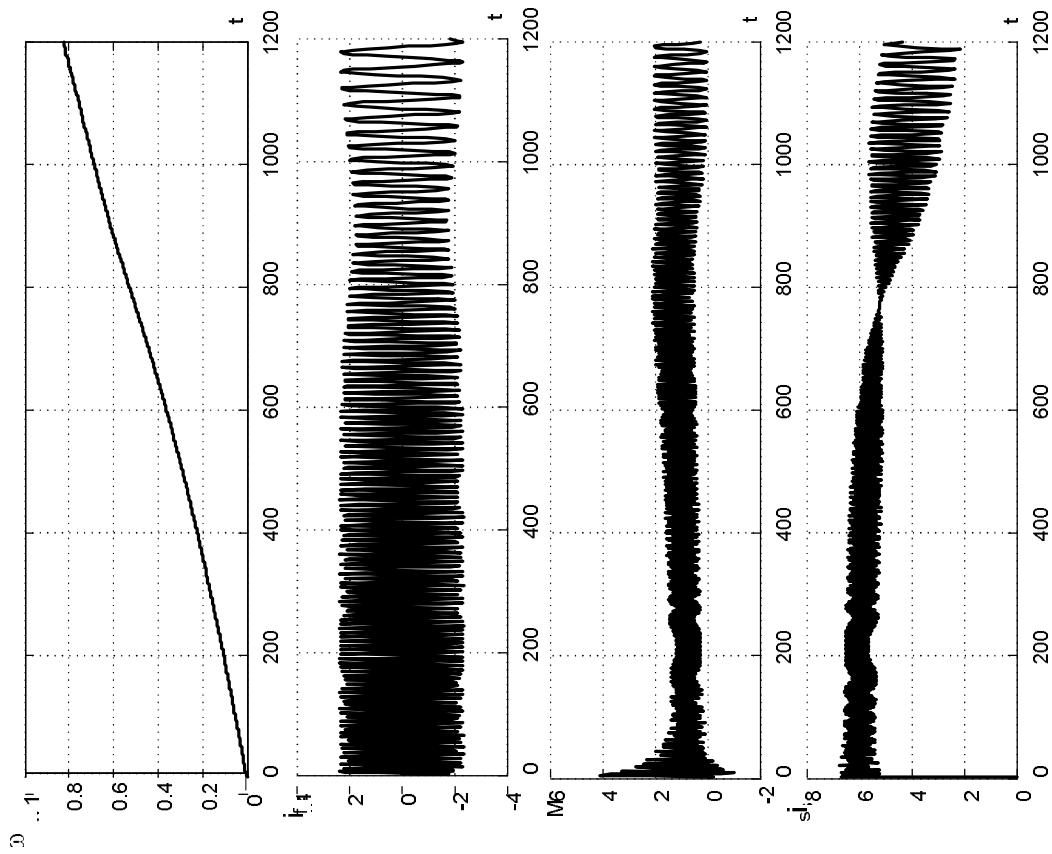


Рисунок 3 – Расчетные зависимости резисторного пуска СД

Анализ расчетных зависимостей показывает, что величина среднего асинхронного момента не превышает 2 о.е. при амплитуде пускового момента 4 о.е. Огибающая амплитуд тока статора близка к 7-ми кратному значению. Ток ОВ лежит в пределах 2,5 о.е.

Расчетные зависимости пусковых характеристик при величине пускового резистора $8R_f$ и переменном значении емкости накопителя энергии в соответствии с аппроксимированной зависимостью при напряжении сети $0,9 U_n$ приведены на рис.4. Анализ расчетных зависимостей показывает, что средний асинхронный момент практически на всем протяжении пуска превышает 3 о.е. Существенно возрастает амплитуда пускового момента до 5 о.е. и ток ОВ до 6 о.е.

Выводы. Включение накопителей энергии переменной емкости в ОВ приводит к повышению электромагнитного момента СД на всем протяжении пуска даже при пониженном напряжении питающей электросети, что способствует успешному пуску нагруженных СД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сергиенко С.А., Прус В.В., Некрасов А.В. Научно-исследовательская работа студентов – повышение уровня подготовки специалистов// Вісник КДПУ: Наукові праці. – Кременчук: КДПУ. Випуск 1/2003(18). – 2003. – С.7-11.
2. Низимов В.Б., Сторожко В.С., Низимов Р.В., Колычев С.В. Динамика асинхронного пуска синхронного двигателя с переменными параметрами контура возбуждения// Вісник КДПУ: Наукові праці. – Кременчук: КДПУ. Випуск 2/2004(25). – 2004. – С.28-32.

УДК 621.313.333

СЪЯНОВ А.М., д.т.н., профессор
КАЧУРА О.В., к.т.н., доцент
КУЛИК М.В., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ ПРИ ПИТАНИИ ОТ РАЗЛИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

У статті представлені створені в програмі SIMULINK блок-діаграми математичних моделей різних перетворювачів частоти з асинхронним двигуном. Проведено моделювання перехідних режимів роботи і виконано аналіз отриманих результатів.

В статье представлены созданные в программе SIMULINK блок-диаграммы математических моделей различных преобразователей частоты с асинхронным двигателем. Проведено моделирование переходных режимов работы и выполнен анализ полученных результатов.

In given article the block diagrammes created in program SIMULINK, mathematical models of various converters of frequency with the asynchronous machines are presented. Modeling of transitive operating modes is spent and the analysis of the received results is made.

Введение. Расширение областей и увеличение масштабов применения автоматизированного и регулируемого электропривода потребовало совершенствова-

ния конструкции асинхронного двигателя (АД). Для внесения изменений в конструкции АД необходимо проведение глубоких теоретических и экспериментальных исследований электромагнитных процессов, происходящих в АД. В настоящее время существуют возможности по теоретическому исследованию характеристик АД как при помощи моделей в полевой постановке, так и в виде электрических цепей. Использование моделей в виде электрических цепей позволяет наиболее просто учесть внешние преобразовательные устройства. Так представленные в [1,2,3] математические модели АД в виде дифференциальных уравнений, записанные в линейном и нелинейном виде, позволяют произвести исследования как статических, так и переходных режимов работы АД при питании от различных преобразователей частоты (ПЧ). Такие исследования позволяют осуществить правильный выбор преобразовательного устройства, подобрать электромагнитные параметры сетевых фильтров, звена постоянного тока, звена АД, определить необходимую мощность двигателя с учетом потерь в двигателе от временных и пространственных гармоник, и поэтому работа является актуальной.

Постановка задачи. Реализация математических моделей в виде блок-диаграмм с использованием S-функции и проведение сравнительных исследований переходных режимов работы АД от различных преобразователей частоты.

Результаты работы. Для реализации математических моделей [3] используется система MATLAB, которая является одновременно операционной системой и языком программирования. Система MATLAB позволяет использовать специализированные функции и программы, написанные на других алгоритмических языках. В неё входит программа визуального моделирования SIMULINK, которая и использовалась для моделирования. Программа SIMULINK обеспечивает доступ ко всем основным возможностям MATLAB. Создаваемые модели в SIMULINK имеют иерархическую структуру, то есть состоят из моделей более низкого уровня. Модели в SIMULINK представляются в виде блок-диаграмм, в которых можно использовать как отдельные простые элементы, так и функции. Разработанные математические модели представлены в виде блок-диаграмм, в состав которых входят функции так и S-функции, написанные на алгоритмическом языке FORTRAN. S-функцией представлена модель АД, которая реализована в виде многоконтурной нелинейной модели [3].

Для исследования характеристик АД при питании от сети разработана блок-диаграмма модели, которая показана на рис.1. Блок-диаграмма включает в себя модель АД в виде S-Function, которая представлена в виде многоконтурной математической модели, учитывающей потери в стали статора и ротора. Режимы работы модели определяются блоком задания нагрузки (Signal 2) и блоком задания режимов работы (Signal 4). В блоке (Var_we_source) формируется напряжение питания АД в зависимости от режимов работы. В блоке Constant находятся постоянные электромагнитные параметры АД. Эта блок-диаграмма позволяет рассмотреть как симметричные режимы работы, так и несимметричные. При моделировании несимметричных режимов можно учесть как обрыв фазы, несимметрию напряжения, так и фаз.

На рис.2 представлены результаты моделирования пуска АД типа 4AA50A4Y3 с набросом номинальной нагрузки M_n , реверс с последующим набросом нагрузки, равный $2M_n$. Пуск двигателя осуществлялся от сети бесконечной мощности с постоянными электромагнитными параметрами, при этом пусковой ток составил 1А. При осуществлении режима реверса учитывалось время паузы, связанное с переключением контактов контактора. Разработанная блок-диаграмма модели является основой для разработки моделей с преобразователями частоты.

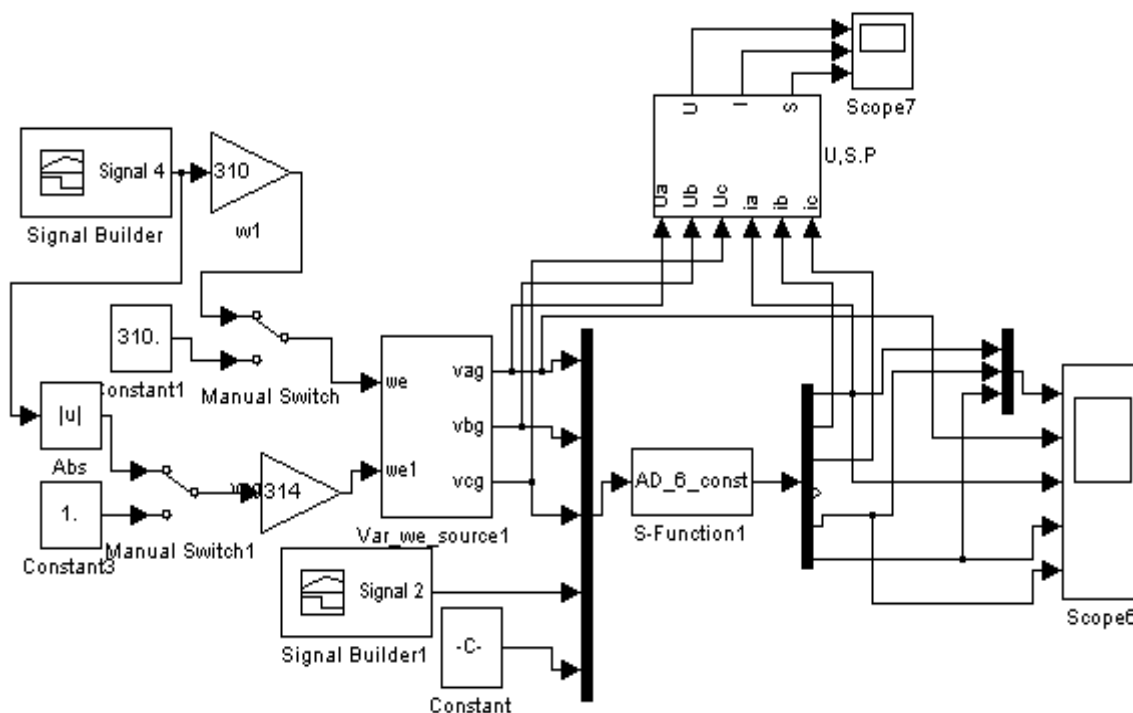


Рисунок 1 – Блок-діаграма моделі для дослідження перехідних режимів роботи АД при живленні від мережі

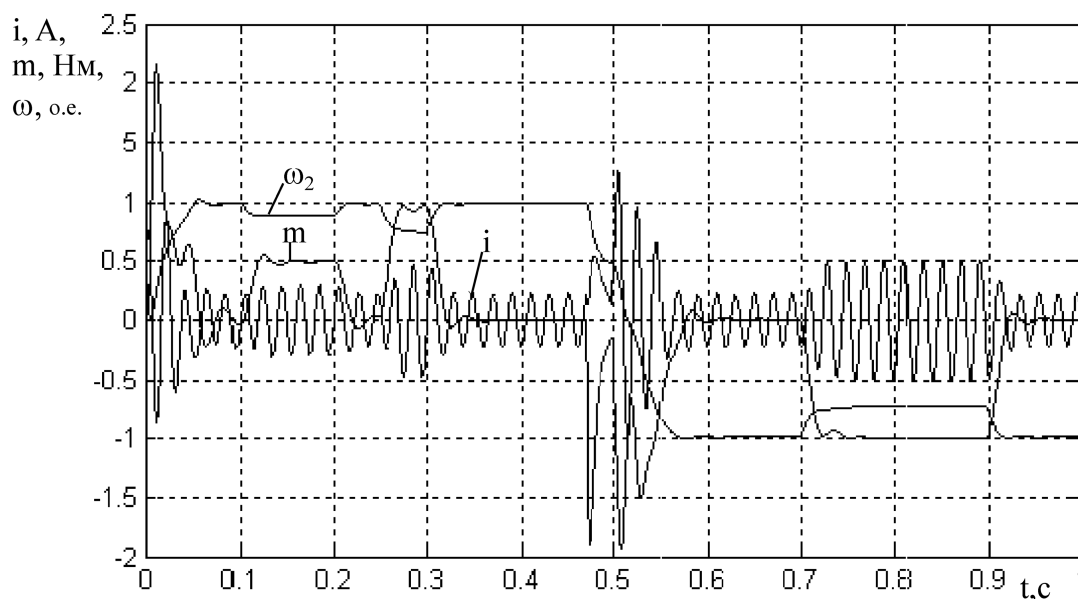


Рисунок 2 – Перехідні процеси в АД при живленні від мережі

Для виконання порівняльного аналізу перехідних процесів в АД при живленні від преобразователів частоти розроблена математична модель ідеального преобразователя частоти, який має на виході синусоїдальну форму напруги (рис.3). Напруга на виході блоку може змінюватися з частотою і амплітудою, що дозволяє моделювати різні пускові режими з обмеженням пускового струму.

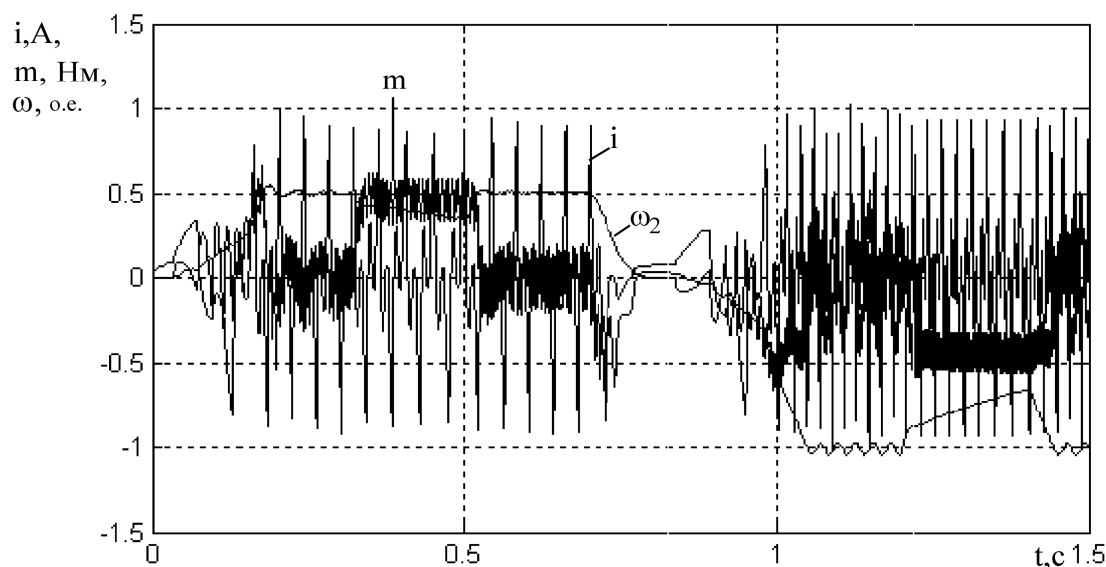


Рисунок 5 – Переходные процессы в АД при питании от преобразователя частоты с ШИМ

Из результатов моделирования видно, что максимальное значение пускового тока составляет 1А. В форме тока присутствует третья гармоника. В областях наброса нагрузки присутствует значительное падение скорости вращения. Такое падение скорости вращения вызвано тем, что при моделировании была учтена ограниченная мощность накопителя энергии в звене постоянного тока.

Для моделирования переходных режимов работы от двухуровневого преобразователя частоты с ШИМ, в котором инвертор выполнен на IGBT транзисторах, разработана блок-диаграмма, аналогичная показанной на рис.3. Результаты моделирования показаны на рис.6. Режимы моделирования приняты аналогичные, как и для АД при питании от идеального преобразователя частоты.

Из результатов моделирования видно, что максимальное значение пускового тока составляет 0,4А. По сравнению с результатами моделирования системы ПЧ с ШИМ – АД (рис.5) амплитуда тока уменьшилась в 4 раза за счет снижения третьей гармоники, а амплитуда высокочастотных колебаний электромагнитного момента – в 1,5 раза.

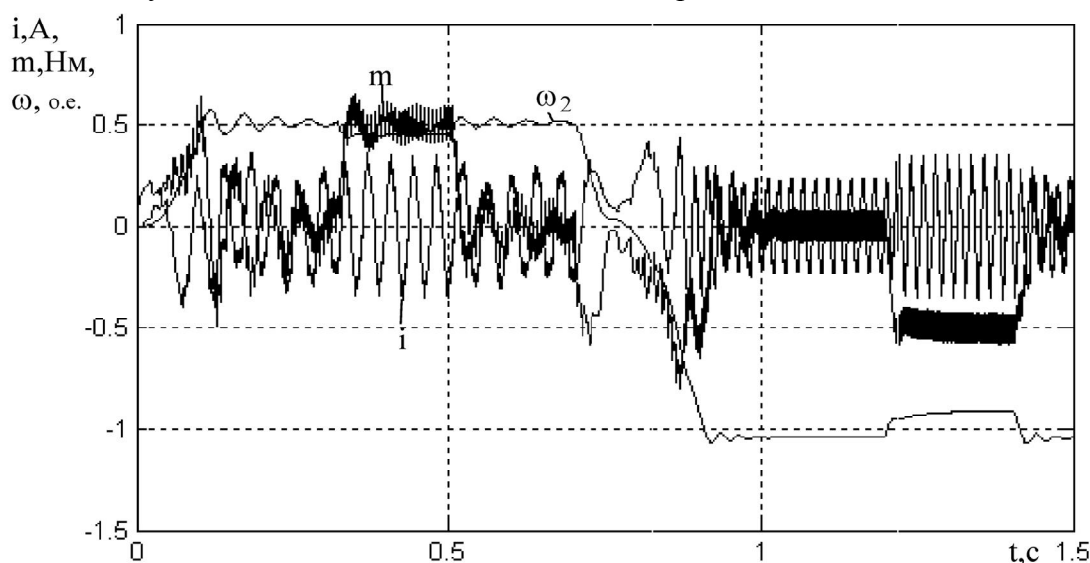


Рисунок 6 – Переходные процессы в АД при питании от двухуровневого преобразователя частоты

Выводы.

1. Разработаны простые блок-диаграммы в программе SIMULINK, состоящие из функций и S-функций систем сеть-АД, ПЧ-АД, которые позволяют выполнить моделирование различных режимов работы АД.
2. Полученные результаты моделирования показали, что при использовании ПЧ с ШИМ на IGBT транзисторах в форме тока появляется значительная амплитуда третьей гармоники по сравнению с двухуровневым преобразователем с ШИМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вербовой П.Ф., Заболотный А.П., Сьянов А.М. Асинхронные двигатели для тиристорного электропривода. – К.: Наукова думка. – 1994. – 242с.
2. Вербовой П.Ф., Сьянов А.М. Математическая модель для исследования регулируемого асинхронного двигателя с внешним ферромагнитным ротором с учетом параметров сети// Регулируемые асинхронные двигатели. – К: Наукова думка. – 1985. – С.3-14.
3. Сьянов А.М., Кулик М.В. Математические модели асинхронных двигателей при питании от преобразователей энергии// Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). Випуск (1) 9. – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2008. –С.180-184.

УДК 621.313

КАЧУРА А.В., к.т.н., доцент
СЪЯНОВ А.М., д. т. н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ В УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМАХ

Розроблено тривимірну математичну модель електродугової печі у польовій постановці. Отримано систему рівнянь, що описує електромагнітні процеси електросталеплавильної печі відносно векторного магнітного потенціалу для квазістатичних режимів роботи, що дозволяє досліджувати вплив частоти й величини струму в стержнях на процес плавлення металу.

Разработана трехмерная математическая модель электродуговой печи в полевой постановке. Получена система уравнений, описывающая электромагнитные процессы электросталеплавильной печи относительно векторного магнитного потенциала для квазистатических режимов работы, что позволяет исследовать влияние частоты и величины тока в стержнях на процесс плавления металла.

The three-dimensional mathematical model of the electric arc furnace in field statement is developed. The set of equations circumscribing electromagnetic processes электросталеплавильной of the furnace of a rather vectorial magnetic potential for quasistatic operational modes is obtained that allows to investigate influence of frequency and magnitude of a current in rods on process плавления of metal.

Введение. На сегодняшний день большинство металлургических предприятий Украины используют в своем технологическом цикле сталеплавильное оборудование,

которое является энергоемким и недостаточно эффективным. Низкая эффективность объясняется несовершенным конструктивным исполнением, повышенными затратами энергоносителей и электрической энергии, в частности, низким к.п.д.

В сложившейся ситуации повышение надежности и эффективности электросталеплавильного оборудования является актуальной задачей, решение которой лежит как в плоскости усовершенствования технологических процессов путем применения оборудования с улучшенными технико-экономическими показателями работы с одной стороны, так и оптимизации режимов его работы с другой. Кроме того, необходимость модернизации и разработка новых электросталеплавильных комплексов обусловлена повышением конкуренции на рынках металлургических изделий и все более высокими требованиями к качеству выпускаемой продукции.

Постановка задачи. Разработка трехмерной математической модели электросталеплавильной печи в полевой постановке для исследования влияния параметров электрической дуги на процесс плавления металла с целью его интенсификации.

Результаты работы. Физические процессы в дуговой сталеплавильной печи могут быть описаны рядом дифференциальных уравнений, среди которых уравнение движения металла (1) [1], уравнение теплопроводности (2) [1], система электромагнитных уравнений Максвелла (3) [2].

$$\left. \begin{aligned} \rho \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} - \nabla \cdot \eta (\nabla \vec{u} + (\nabla \vec{u})^T + \rho (\vec{u} \cdot \nabla) \vec{u}) + \nabla p = 0 \\ \nabla \cdot \vec{u} = 0 \end{aligned} \right\}, \quad (1),$$

где η – динамическая вязкость металла, кг/мс; ρ – плотность металла, кг/м³; \vec{u} – вектор скорости течения, м/с; p – давление, Па.

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot k \nabla T = Q, \quad (2),$$

где ρ – плотность вещества, кг/м³; C_p – удельная теплоемкость, Дж/кгК; T – функция температуры, К; k – теплопроводность, Дж/смК; Q – мощность источника теплоты, Дж.

$$\left. \begin{aligned} \nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \vec{D} = \rho \\ \nabla \cdot \vec{B} = 0 \end{aligned} \right\}, \quad (3),$$

где \vec{H} – вектор напряженности магнитного поля, А/м; \vec{J} – вектор плотности электрического тока, А/м²; \vec{D} – вектор электрической индукции, Кл/м²; \vec{E} – вектор напряженности электрического поля, В/м; \vec{B} – вектор магнитной индукции, Т; ρ – плотность электрического заряда, Кл/м³.

Уравнения (3) должны быть дополнены уравнениями, характеризующими электромагнитные свойства материальной среды:

$$\left. \begin{aligned} \vec{D} = \epsilon \vec{E} \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \\ \vec{J} = \sigma \vec{E} \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где ϵ – диэлектрическая проницаемость, Ф/м; μ – магнитная проницаемость, Гн/м; σ – удельная проводимость среды, См/м.

Решение уравнений (1)-(4) в полном объеме предполагает учет явлений электромагнитного нагрева, конвективного теплообмена и динамического движения металла с учетом взаимного влияния, что сопряжено с применением значительных вычислительных ресурсов и временных затрат. Поэтому в работе разработана трехмерная математическая модель электросталеплавильной печи (рис.1), которая учитывает лишь электромагнитные процессы.

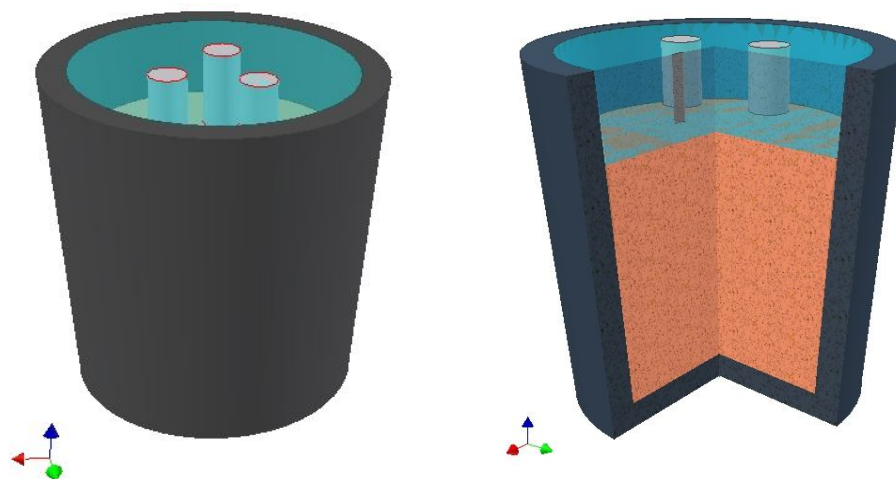


Рисунок 1 – Трехмерная математическая модель электросталеплавильной печи

Учитывая, что $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \ll \langle \vec{J} \rangle$, первое уравнение (3) принимает вид

$$\nabla \vec{H} = \vec{J}.$$

Электромагнитное поле может быть определено через векторный магнитный потенциал, который связан с магнитной индукцией соотношением

$$\vec{B} = \nabla \vec{A}. \quad (5)$$

Подставив (5) во второе уравнение системы (3), получим

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad} \phi, \quad (6)$$

где ϕ – электрический потенциал.

Умножив уравнение (6) на σ , получим выражение, из которого можно определить плотность тока:

$$\vec{J} = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad}(\sigma \phi), \quad (7)$$

где σ – электропроводность материала.

Подставив (7) в (3) и выполнив преобразования с учетом (5), получим уравнение поля, записанное относительно векторного магнитного потенциала:

$$\nabla \times (v \nabla \times \vec{A}) = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad}(\sigma \phi), \quad (8)$$

где v – магнитное сопротивление материала.

Приняв, что математическая модель включает в себя такие элементы, как металлический расплав, дуговые стержни и воздушный зазор, уравнение (8) трансформируется к виду:

$$-\nabla(\nu\nabla\vec{A}) = \begin{cases} 0 & \text{в воздушном пространстве} \\ -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} & \text{в расплаве металла} \\ \vec{J} & \text{в стержнях} \end{cases} \quad (9)$$

Уравнение (9) является обобщенным, его правая часть зависит от элемента конструкции печи.

Для решения (9) воспользуемся методом конечных элементов [1, 3]. Общий алгоритм исследования включает следующие этапы:

- формирование геометрической модели;
- применение системы автоматической генерации сетки конечных элементов;
- расчет исследуемого объекта;
- обработка результатов.

В рассматриваемой модели принимается, что режим работы печи является установившимся, а в стержнях протекает переменный ток величиной 20кА и частотой 50Гц.

В результате решения (10) получены графики распределения магнитной индукции и напряженности магнитного поля в сечении объекта (рис.2).

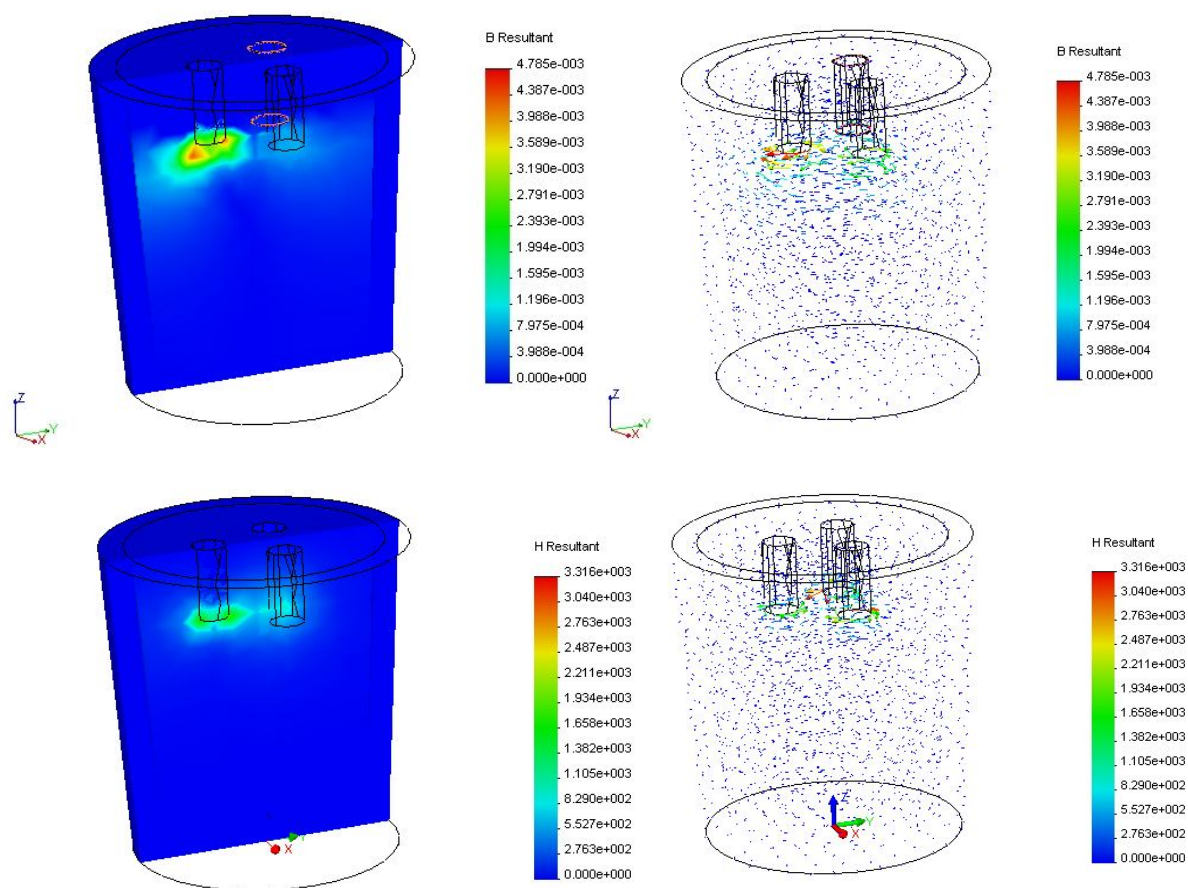


Рисунок 2 – Картины распределения магнитной индукции и напряженности магнитного поля в сечении модели

Выводы. 1. При увеличении тока в стержнях свыше 10 кА наблюдаются дуговые разряды не только в металлический расплав, но и между стержнями.

2. Глубина проникновения дуговых разрядов прямо пропорционально зависит от величины тока в стержнях печи.

3. Получена система уравнений, описывающая электромагнитные процессы в электроплавильной печи относительно векторного магнитного потенциала в трехмерной постановке для квазистатических режимов работы, что позволяет исследовать влияние частоты и величины тока в стержнях на процесс плавления металла.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. – М.: Мир, 1977. – 392с.
2. А.В. Качура, В.С. Сторожко, А.М. Съянов. Применение метода конечных элементов для исследования параметров электротехнических устройств// Материалы Второй всеукраинской научно-практической конференции “Україна наукова – 2002”. Том 12. – С.25-26.
3. Качура А.В., Сторожко В.С., Дехтяренко О.О. Разработка математических моделей для задач электротехники на основе численных методов// Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ. – 2003. Вип.2(9), т.2. – С.282-285.

УДК 621.311

КВАШНИН В.О., к.т.н., доцент
МУСИЕНКО Ю.Н., студентка

Донбасская государственная машиностроительная академия

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХМАССОВОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ ДВУХФАЗНОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Розглянуто та досліджено двофазну математичну модель асинхронного двигуна в програмах MATLAB Simulink та MASC. На основі отриманої моделі була побудована і досліджена повномірна двомасова динамічна модель електропривода.

Рассмотрена и исследована двухфазная математическая модель асинхронного двигателя в программах MATLAB Simulink и MASC. На основе полученной модели была построена и исследована полновесная двухмассовая динамическая модель электропривода.

It Is Considered and explored two-phase mathematical model of the anisochronous engine in program MATLAB Simulink and IMDS. On base got models was built and explored full-weight two mass dynamic model electro drive.

Введение. Для построения сложных комплектных электроприводов (ЭП) необходимо знать их поведение в различных экстремальных ситуациях, по которым можно оценить их совершенство. Наиболее полная оценка возможностей ЭП может быть получена на основе динамических моделей ЭП, учитывающих различные виды статических и динамических нагрузок – внешних и внутренних, которые могут быть представлены в виде кинематических погрешностей: люфта, наличия жесткости в соединении, внутреннего вязкого трения и др.

Постановка задачі. В зв'язі з цим виникає необхідність в розробці обобщенної динамічної моделі електропривода на основі двухфазної математическої моделі асинхронного двигателя.

Результаты работы. Метод пространственных векторов позволяет записать систему уравнений движения двухфазной обобщенной электрической машины в единой системе координат, которая вращается с произвольной скоростью ω_k :

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = R_1 \bar{I}_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_1; \\ \bar{U}_2 = R_2 \bar{I}_2 + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt} + j(\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \bar{\psi}_2; \\ M = z_n L_m I_m (\bar{I}_1 \cdot \bar{I}_2^*). \end{cases} \quad (1)$$

В системе уравнений (1):

\bar{U}_1, \bar{U}_2 – обобщенные векторы напряжений статора и ротора;

\bar{I}_1, \bar{I}_2 – обобщенные векторы тока статора и ротора;

$\bar{\psi}_1, \bar{\psi}_2$ – обобщенные векторы потокосцеплений статора и ротора;

$L_m(\omega_{\text{эл}})$ – переменный коэффициент взаимной индукции, зависящий от угла между осями статора и ротора: $\omega_{\text{эл}} = z_n \omega, \omega_k$ – скорость вращения системы координат.

Выполнив необходимые преобразования, получим систему уравнений движения ЭП в координатной плоскости α, β :

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} = U_{1\alpha} - \frac{L_2 R_1}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} \psi_{1\alpha} + \frac{L_m R_1}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} \psi_{2\alpha}; \\ \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} = U_{1\beta} - \frac{L_2 R_1}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} \psi_{1\beta} + \frac{L_m R_1}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} \psi_{2\beta}; \\ \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} \psi_{1\alpha} - \frac{L_1 R_2}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} \psi_{2\alpha} - z_n \omega \psi_{2\beta}; \\ \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} \psi_{1\beta} - \frac{L_1 R_2}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} \psi_{2\beta} + z_n \omega \psi_{2\alpha}; \\ M = 1,5 z_n \frac{L_m}{L_1 \cdot L_2 - L_m^2} (\psi_{2\alpha} \cdot \psi_{1\beta} - \psi_{1\alpha} \cdot \psi_{2\beta}); \\ \omega = \frac{M - M_c}{J_1 p}. \end{cases} \quad (2)$$

Получим структурную схему асинхронного двигателя в пространственных векторах потокосцеплений (рис. 1), построенную по системе уравнений (2).

В качестве примера функционирования полученной модели был взят двигатель типа 4А100/4SУЗ. Параметры двигателя: $P_H = 4\text{кВ}; U = 220\text{В}, J = 0,108\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2,$
 $z_n = 2, M_c = 60\text{Н}, L_{1\delta} = 0,00624\text{Гн}, L_{2\delta} = 0,0107\text{Гн}, L_0 = 0,189\text{Гн}, R_1 = 1,66\text{Ом}, R_2 = 1,27\text{Ом}, I_H = 5,24\text{А}.$

С учетом данных выбранного двигателя получим систему уравнений (3):

$$\left\{ \begin{aligned} \psi_{1\alpha} &= \frac{311,1 \cos(314t) + 96,4 \psi_{2\alpha}}{p + 100}; \\ \psi_{1\beta} &= \frac{311,1 \sin(314t) + 96,4 \psi_{2\beta}}{p + 100}; \\ \psi_{2\alpha} &= \frac{73,932 \psi_{1\alpha} - 2\omega \psi_{2\beta}}{p + 75,6}; \\ \psi_{2\beta} &= \frac{73,932 \psi_{1\beta} + 2\omega \psi_{2\alpha}}{p + 75,6}; \\ M &= 174,667(\psi_{2\alpha} \cdot \psi_{1\beta} - \psi_{1\alpha} \cdot \psi_{2\beta}); \\ \omega &= \frac{M - 60}{0,108 p}. \end{aligned} \right. \quad (3)$$

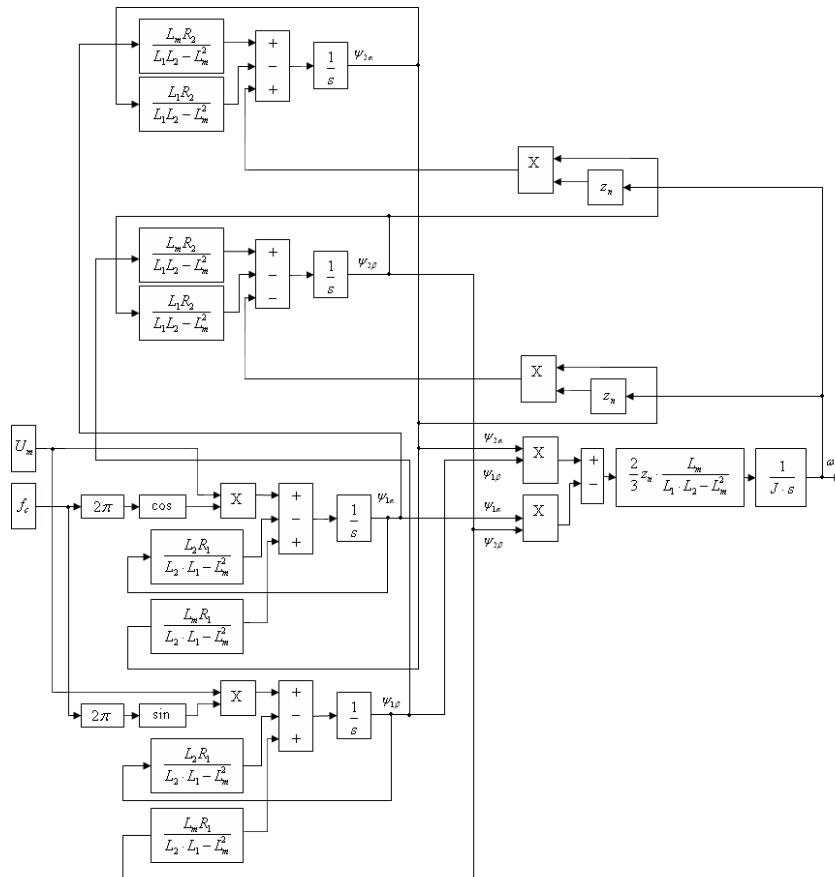


Рисунок 1 – Структурная схема асинхронного двигателя в пространственных векторах потокоцеплений

Структурная схема асинхронного двигателя в пространственных векторах потокоцеплений получена с учетом системы уравнений (3) и реализована в программной среде MATLAB Simulink (рис.2). Результаты моделирования переходных процессов пуска, наброса нагрузки приведены на рис.3.

Для оценки правильности разработанной модели полученная система уравнений (3) была также реализована в программной среде МАСС (рис.4). Были получены аналогичные переходные процессы.

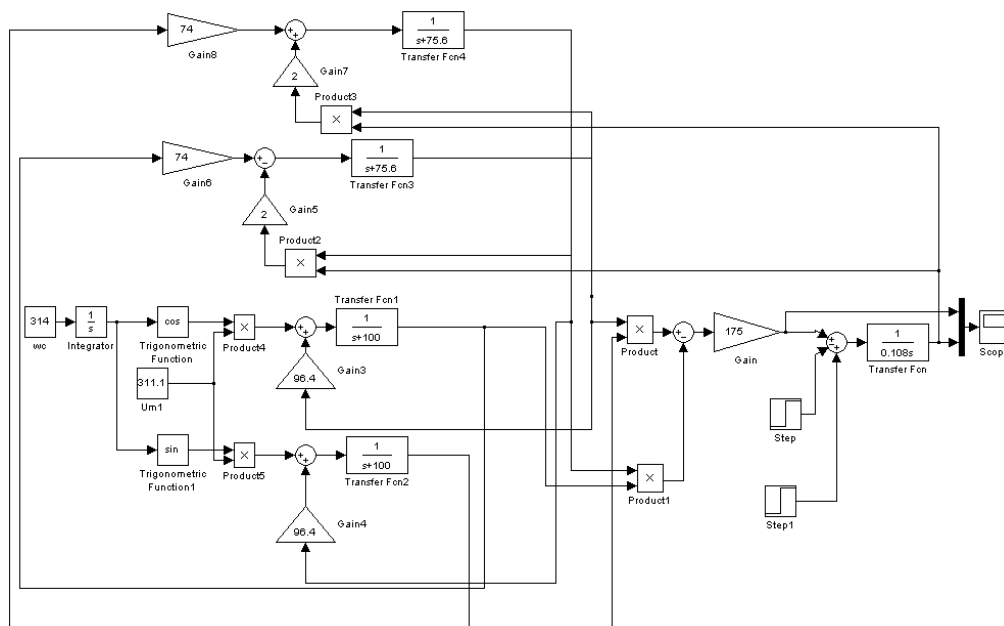


Рисунок 2 – Структурная схема асинхронного двигателя в MATLAB Simulink

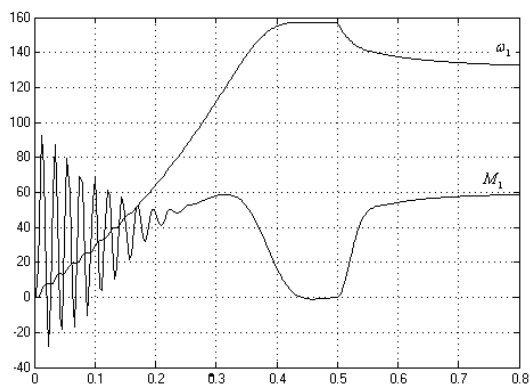


Рисунок 3 – Переходные процессы при прямом пуске асинхронного двигателя

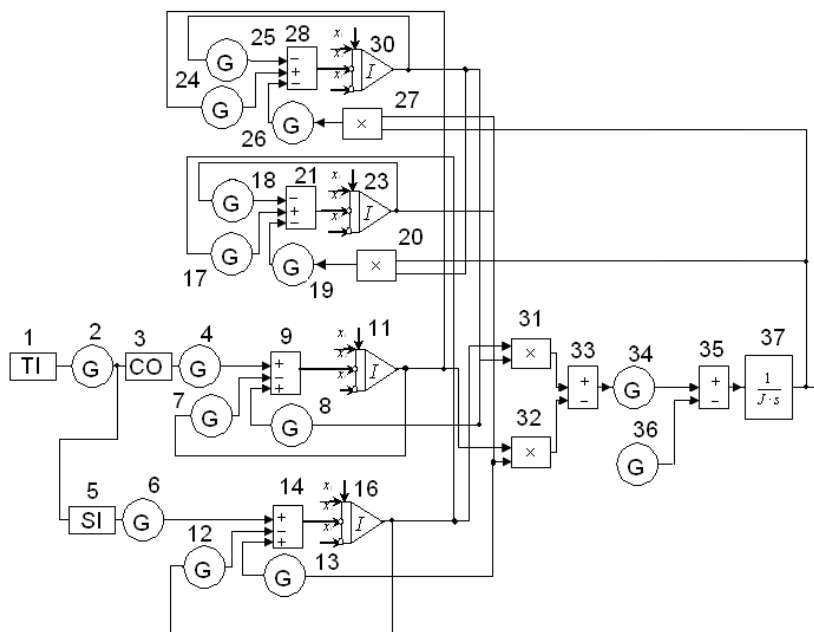


Рисунок 4 – Структурная схема асинхронного двигателя в программе МАСС

По заданной кинематической схеме смоделируем двухмассовую структурную схему ЭП с заданными параметрами: $J_2 = 0,05 \text{ Нм}$; $\gamma_1 = 3$; $C_1 = 10$; $C_{\phi 1} = 2$.

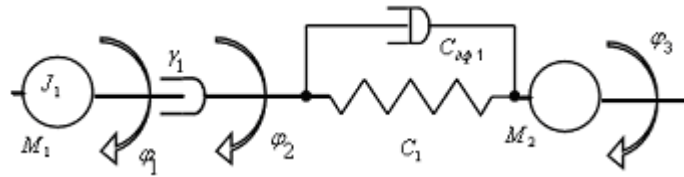


Рисунок 5 – Кинематическая схема ЭП

Получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \frac{M_1 - M'_{12}}{0,05p^2}; \\ M_{12} &= M_{12}^a + M'_{12}; \\ M'_{12} &= 10(\varphi_2 - \varphi_3); \\ M_{12}^a &= 2(\omega_1 - \omega_2); \\ \varphi_2 &= \begin{cases} \varphi_1 - 3\text{sign}\varphi_1, \varphi_1 > 0, |\varphi_1 - \varphi_2| > \gamma_1, \\ \varphi_1 + 3\text{sign}\varphi_1, \varphi_1 < 0, |\varphi_1 - \varphi_2| > \gamma_1, \end{cases} \\ \varphi_3 &= \frac{M_{12}}{0,108p^2}. \end{aligned} \quad (4)$$

Структурная схема ЭП (рис.6), полученная с учетом системы уравнений (4), реализована в программной среде MATLAB Simulink и представлена на рис.7.

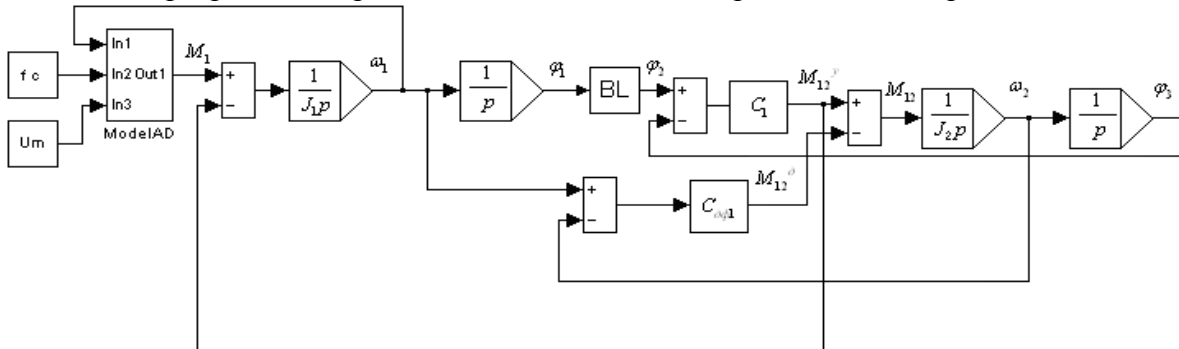


Рисунок 6 – Структурная схема ЭП

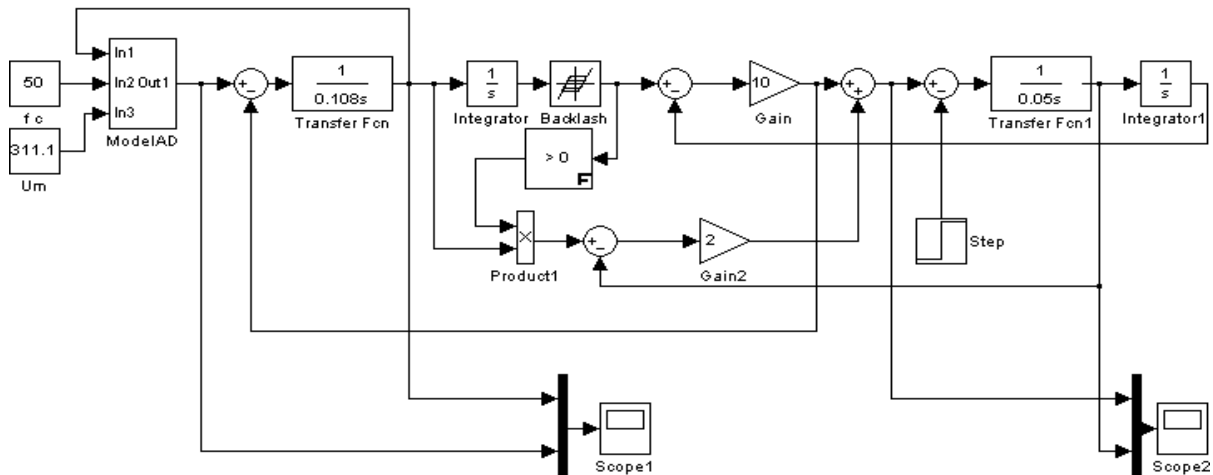


Рисунок 7 – Структурная схема ЭП в программе MATLAB Simulink

Результаты моделирования переходных процессов пуска двухмассовой динамической модели ЭП приведены на рис.8, 9.

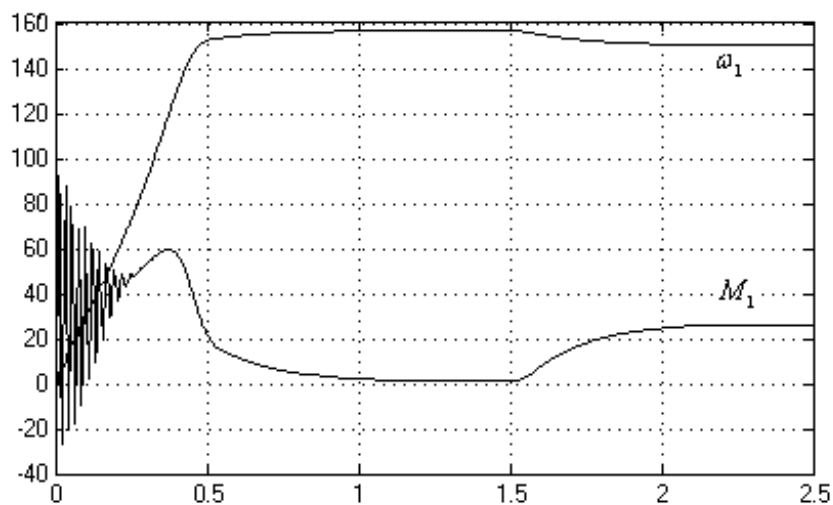


Рисунок 8 – Переходные характеристики первой массы ЭП

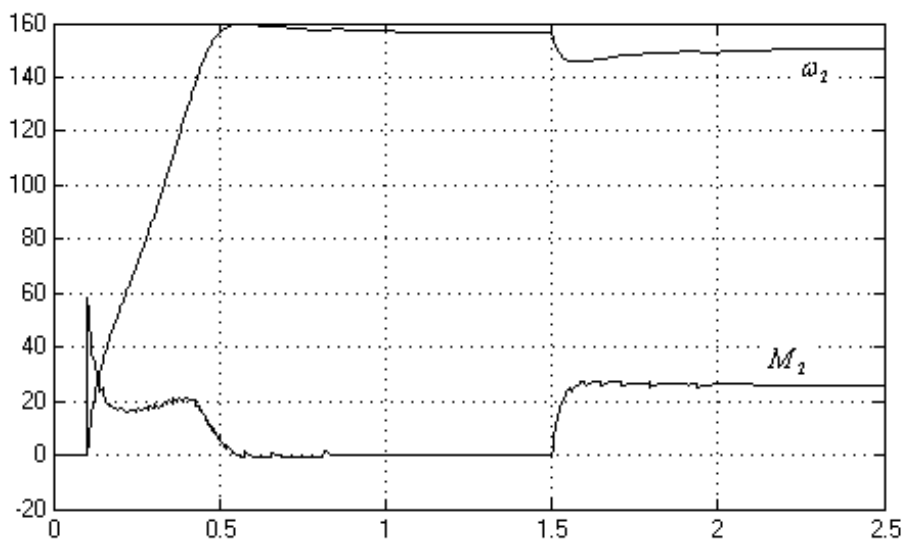


Рисунок 9 – Переходные характеристики второй массы ЭП

Выводы. Анализ полученных результатов моделирования АД в различных средах подтверждает правильность построенной математической модели двигателя, на основе которой была создана двухмассовая обобщенная модель асинхронного электропривода. Таким образом, полученная на основе разработанной модели АД модель электропривода позволяет проводить исследования влияния изменений различных параметров ЭП (как внешних, так и внутренних) на динамику переходных процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. И.П.Копылов, Ф.А.Горяинов, Б.К.Клоков и др. Проектирование электрических машин: Учебное пособие для вузов; Под ред. И.П.Копылова. – М.: Энергия, 1980. – 496с.
2. Ключев В.И. Теория электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоиздат, 1985. – 560с.
3. Колб Ант.А., Колб А.А. Теорія електропривода: Навчальний посібник. –Д.: Національний гірничий університет. – 2006. – 511с.

4. В.О.Квашнин Методика аналитического определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя// Вісник Східноукраїнського національного університету: Науковий журнал. – Луганськ. – 2000. Випуск №8(30). – С.54-59.
5. В.О.Квашнин Методика аналитического определения характеристик асинхронного двигателя// Проблемы создания новых машин и технологий: Сборник научных трудов Кременчугского государственного политехнического университета. – Кременчуг: КГПИ. – 2000. – Вып.1. – №8. – С.143-145.

УДК 621.771.06

ПУШКИН А.А., студент
ЗАДОРЖНИЙ Н.А., к.т.н., доцент

Донбасская государственная машиностроительная академия

ПОДАВЛЕНИЕ УПРУГИХ МЕХАНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В СИСТЕМЕ ТП-Д С МОДАЛЬНЫМ ПРИНЦИПОМ УПРАВЛЕНИЯ

На основі дослідження електромеханічної взаємодії електричної (ЕП) та механічної (МП) підсистем у складі повної ЕМС визначені оптимальні параметри модального регулятора за критерієм мінімуму коливань.

На основе исследования электромеханического взаимодействия электрической (ЭП) и механической (МП) подсистем в составе полной ЭМС определены оптимальные параметры модального регулятора по критерию минимума колебательности.

On base of the study of the electromechanic interaction electric (EP) and mechanical (MP) of the subsystems in composition full EMS are determined optimum parameters of the modal regulator on criterion of the minimum.

Введение. Наличие значительного количества упругих элементов приводит к тому, что динамические нагрузки в несколько раз превышают номинальные. Под их действием происходит разрушение элементов каркаса сооружения, элементов электромеханической системы (ЭМС), коммуникаций, прилегающих или проходящих в зоне работы механизма. Наличие упругого механического звена отрицательно сказывается на качестве изготавливаемой продукции, сроке службы электрического и механического оборудования, показателях качества регулирования, а, следовательно, необходимо компенсировать упругие механические колебания с целью оптимизации параметров ЭМС.

Существует несколько основных способов подавления упругих механических колебаний, которые широко освещены в многочисленных трудах отечественных и зарубежных экспертов. Наиболее широкое распространение получил электротехнический способ демпфирования упругих колебаний, использование которого позволяет легко оптимизировать любую электромеханическую систему по критерию минимума колебательности. В статье [1] определена основная задача электропривода, которая заключается в ограничении динамических нагрузок в его механической части. Это достигается использованием демпфирующих свойств самого электропривода при электромеханическом взаимодействии протекающих в нем процессов [2-4].

Постановка задачи. Задачей является определение оптимальных значений коэффициентов модального регулятора с целью предельного подавления упругих механических колебаний в системе тиристорный преобразователь-двигатель (ТП-Д).

Результаты работы. Обычно для управления системы ТП-Д используют принцип подчиненного регулирования, достоинствами которого являются простота настройки регуляторов и ограничения основных координат электропривода. Однако в последнее время все более возрастает интерес к системам модального управления.

При синтезе и анализе системы ТП-Д следует учитывать, что она представляет собой сложную электромеханическую систему, электрическая и механическая части которой находятся в непрерывном взаимодействии. В общем случае электрическая подсистема (ЭП) привода содержит ряд накопителей и преобразователей энергии, объединенных электрическими и магнитными связями, а механическая подсистема (МП) имеет более или менее развитую инерционную многомассовую структуру с упругими механическими связями. Управляющие и возмущающие воздействия в такой системе вызывают переходные процессы, связанные с накоплением, отдачей энергии, а также с обменом энергией между ее элементами. Структурная схема электромеханической системы ТП-Д с учётом разделения её на электрическую и механическую подсистемы представлена на рис. 1.

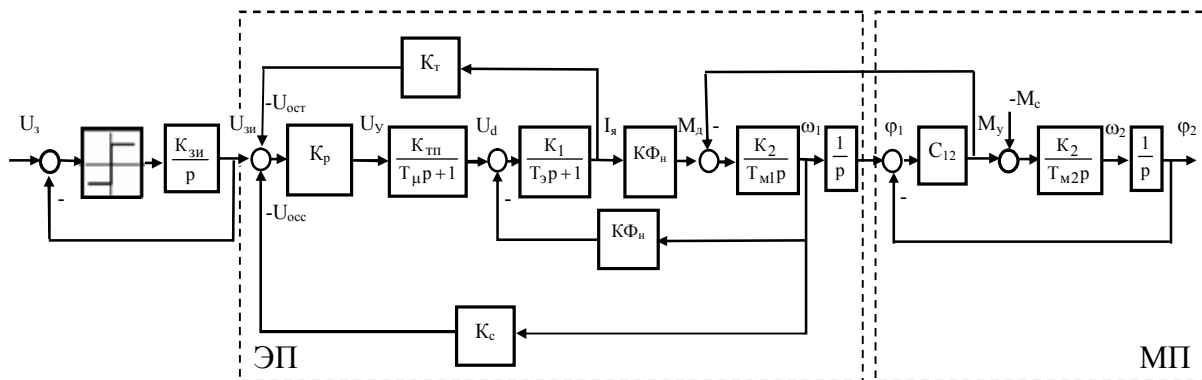


Рисунок 1 – Структурная схема системы ТП-Д с модальным управлением

В схеме приняты следующие обозначения: ω_1 – угловая скорость двигателя; ω_2 – угловая скорость механизма; $U_я$ – напряжения на зажимах обмотки якоря; $M_д$ – момент, развиваемый двигателем; M_y – момент упругих сил; M_c – момент статического сопротивления на валу двигателя; $I_я$ – ток якорной цепи двигателя; T_3 – электромагнитная постоянная времени двигателя; $T_{м1}$, $T_{м2}$ – электромеханические постоянные времени двигателя и приводного механизма; C_{12} – приведенный коэффициент жесткости; $K_1=1/R_{яц}$ – коэффициент передачи якорной цепи; $K_2=R_{яц}/K_{Фн}^2$, $K_{Фн}$ – коэффициент пропорциональности ЭДС скорости ω_1 ; K_p – коэффициент модального регулятора; $K_{тп}$ – коэффициент передачи тиристорного преобразователя; K_c , K_t – коэффициенты обратных связей модального регулятора по скорости и току; T_μ – некомпенсированная постоянная времени контура тока; ϕ_1 , ϕ_2 – обобщенные угловые координаты первой и второй массы.

Выполнив преобразование структурной схемы, получаем передаточные функции по управляющему и возмущающему воздействию, свойства электропривода определяются характеристическим уравнением, которое имеет вид:

$$Q(p) = \gamma T_{м1} T_3 / \Omega_{12}^2 p^4 + \gamma T_{м1} (1 + K_3 K_t) / \Omega_{12}^2 p^3 + \gamma (K_{31} K_c + T_{м1} T_3 \Omega_{12}^2) / \Omega_{12}^2 p^2 + \gamma T_{м1} (1 + K_3 K_t) p + K_{31} K_c = 0, \quad (1)$$

где $K_3=K_p K_{тп} K_1$; $K_{31}=K_3 K_2 (K_{Фн})$.

По виду корней характеристического уравнения определяются характер переходных процессов, качество системы регулирования с точки зрения быстроты действия, демпфирующей способности. Для анализа демпфирующей способности электроприво-

да при электромеханическом взаимодействии процессов представим полную электромеханическую систему в виде двух отдельных (парциальных) подсистем ЭП и МП.

На основании определений теории колебаний [5-6] положим координату двухмассовой ЭМС (рис.1) $\varphi_2=0$ и получим систему с одной степенью свободы – парциальную ЭП; её уравнение движения при общепринятых допущениях теории электропривода и записанное с использованием преобразования Лапласа имеет вид:

$$Q_{ЭП}(p) = T_{M1}T_{Э}p^2 + T_{M1}(1 + K_3K_T)p + K_{31}K_c = 0. \quad (2)$$

Для исследования общего случая колебательных процессов ЭП динамические параметры электропривода должны быть таковы, чтобы соблюдалось соотношение $T_{M1} < 4T_{Э}$, корни уравнения (2) являются тогда комплексно-сопряжёнными: $p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega$.

Для анализа запишем характеристическое уравнение (2) в канонической форме:

$$Q_1(p) = p^2 + 2\xi_d\Omega_Э p + \Omega_Э^2. \quad (3)$$

Сравнив характеристические уравнения (2) и (3), получим соотношения:

$$\Omega_Э^2 = K_{31}K_c / T_{M1}T_{Э}; \quad 2\xi_d\Omega_Э = (1 + K_3K_T) / T_{Э}. \quad (4)$$

Из соотношений (4) определяем собственно недемпфированную частоту электрической подсистемы и коэффициент демпфирования собственно электродвигателя:

$$\Omega_Э = \sqrt{K_{31}K_c / T_{M1}T_{Э}}; \quad \xi_d = 1/2 \cdot \sqrt{T_{M1} / K_{31}K_c T_{Э}} \cdot (1 + K_3K_T). \quad (5)$$

Действуя аналогичным образом, примем вторую координату ЭМС (рис.1) $\varphi_1=0$ и получим систему с одной степенью свободы – парциальную МП; её уравнение движения, записанное с использованием преобразования Лапласа, имеет вид:

$$Q_{МП}(p) = \gamma / \Omega_{12}^2 p^2 + 1 = 0. \quad (6)$$

Корни уравнения (6) являются чисто мнимыми: $p_{3,4} = \pm j\Omega$.

Запишем характеристическое уравнение (6) в канонической форме:

$$Q_2(p) = p^2 + 2\xi_M\Omega_M p + \Omega_M^2. \quad (7)$$

При совместном рассмотрении уравнений (6) и (7) получим собственную частоту механической подсистемы и коэффициент демпфирования МП:

$$\Omega_M = \Omega_{12} / \sqrt{\gamma}; \quad \xi_M = 0. \quad (8)$$

Связь процессов, протекающих в электрической и механической подсистемах полной ЭМС, характеризуется коэффициентом электромеханического взаимодействия [2]:

$$K_B = \Omega_{12}^2 / \Omega_Э^2 = T_{M1}T_{Э}\Omega_{12}^2 / K_{31}K_c. \quad (9)$$

На основе представленного способа разделения полной электромеханической системы на отдельные подсистемы мы получили возможность установить связь между свойствами полной ЭМС и свойствами составляющих ее отдельных частей, а именно ЭП и МП. Запишем характеристическое уравнение (1) в форме обобщенных показателей электромеханического взаимодействия парциальных ЭП и МП (5), (9):

$$Q(p) = \gamma K_B T_{Э}^4 p^4 + 2\gamma\sqrt{K_B}\xi_d T_{Э}^3 p^3 + \gamma(K_B + 1)T_{Э}^2 p^2 + 2\gamma\sqrt{K_B}\xi_d T_{Э} p + 1 = 0, \quad (10)$$

где $T_{Э} = 1/\Omega_{12}$ – постоянная времени упругих колебаний.

Предельное подавление упругих механических колебаний, возникающих в электроприводе в процессе его работы, достигается при электромеханическом взаимодействии и полной идентичности колебаний в электрической и механической подсистемах. Представим свободное движение полной электромеханической системы в виде произведения двух уравнений второго порядка, которые будут характеризовать свободное движение электрической и механической частей (11) взаимосвязанной ЭМС (12).

$$Q_{ЭП}(p) = (T_y^2 p^2 + 2\xi_Э T_y p + 1); Q_{МП}(p) = (T_y^2 p^2 + 2\xi_M T_y p + 1). \quad (11)$$

$$Q_{П}(p) = Q_{ЭП}(p) \cdot Q_{МП}(p) \quad (12)$$

При совместном решении уравнений (10) и (12) получаем соотношения:

$$\begin{cases} \gamma K_B T_y^4 = T_y^4 \\ 2\gamma \sqrt{K_B} \xi_d T_y^3 = 2T_y^3 (\xi_M + \xi_Э) \end{cases} \begin{cases} \gamma T_y^2 (K_B + 1) = T_y^2 (2 + 4\xi_M \xi_Э) \\ 2\gamma \sqrt{K_B} \xi_d T_y = 2T_y (\xi_M + \xi_Э) \end{cases}. \quad (13)$$

Если корни уравнений (11) имеют одинаковые вещественные и мнимые части, то демпфирование процессов в электрической и механической подсистемах будет одинаково и, следовательно, максимально. В этом случае будет равенство частот колебаний парциальных ЭП и МП ($\Omega_Э = \Omega_M$). Подстановка $\xi_Э = \xi_M$ в (13) дает нам соотношения для обобщенных показателей электромеханического взаимодействия при предельном демпфировании:

$$K_B^* = 1/\gamma; \xi_d^* = \sqrt{(\gamma - 1)/\gamma}. \quad (14)$$

Из соотношений (13-14) следует, что в ЭМС обеспечивается предельное демпфирование упругих колебаний в электрической и механической подсистемах с максимально возможным значением коэффициента демпфирования:

$$\xi^* = \xi_Э = \xi_M = \sqrt{\gamma - 1}/2. \quad (15)$$

Учитывая соотношения (11) и (15) уравнение (12) принимает вид:

$$Q(p) = (T_y^2 p^2 + \sqrt{\gamma - 1} T_y p + 1) (T_y^2 p^2 + \sqrt{\gamma - 1} T_y p + 1). \quad (16)$$

Приравняв уравнение (16) к нулю и решив его, получим кратные комплексно-сопряженные корни, которые имеют вид:

$$p_{1,2} = p_{3,4} = -(\sqrt{\gamma - 1}/2T_y) \pm j(\sqrt{5 - \gamma}/2T_y) = -\alpha \pm j\Omega_p. \quad (17)$$

На основании корней (17) установим значения важных динамических показателей, характеризующих колебательные процессы в электроприводе, при наличии упругих звеньев: логарифмический декремент затухания и колебательность ЭМС (18):

$$\lambda = 2\pi|\alpha/\Omega_p|, \lambda^* = 2\pi\sqrt{(\gamma - 1)/(5 - \gamma)}; \mu = |\Omega_p/\alpha|, \mu^* = \sqrt{(5 - \gamma)/(\gamma - 1)}. \quad (18)$$

На основании численного метода решения характеристического уравнения (10) найдены корни при варьировании параметров и построены зависимости $\lambda = f(\xi_d, K_B)$, $\mu = f(\xi_d, K_B)$, которые подтверждают результаты анализа процессов электромеханического взаимодействия в системе модального регулирования и полученные соотношения (14) и (18).

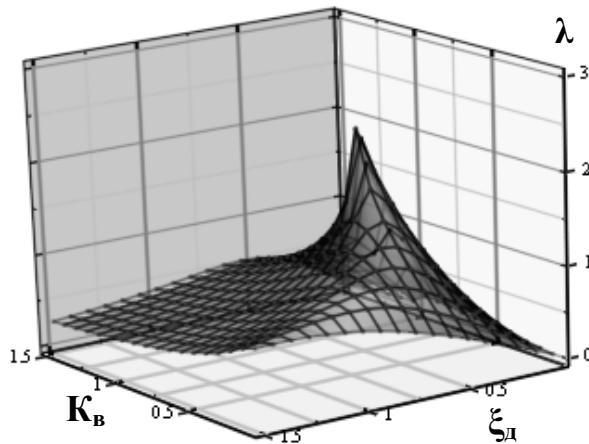


Рисунок 2 – Зависимость λ от ξ_d и K_B

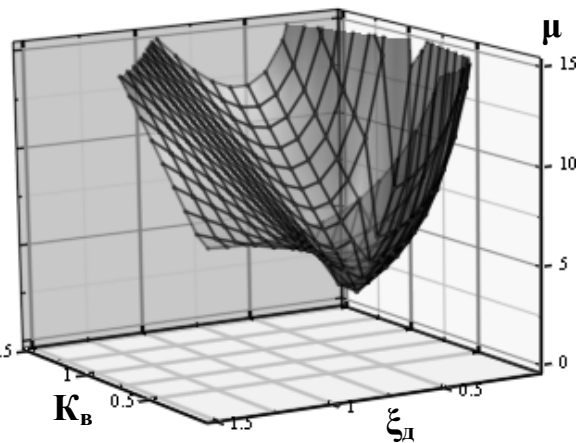


Рисунок 3 – Зависимость μ от ξ_d и K_B

Перейдем от обобщенных показателей электромеханического взаимодействия (14) к оптимальным коэффициентам обратных связей по току и скорости системы ТП-Д, реализованной на принципе модального управления:

$$K_C^* = (\gamma T_{M1} T_3 \Omega_{12}^2) / K_{31}; K_T^* = (2T_3 \Omega_{12} \sqrt{\gamma - 1} - 1) / K_3. \quad (19)$$

По полученным значениям коэффициентов (19) можно легко определить параметры системы ТП-Д, которые позволят добиться максимального демпфирования упругих колебаний в замкнутой электромеханической системе с минимальными потерями энергии. Зависимости (19) представляют собой обобщенные требования к конструкции упругой механической передачи машин с минимальной колебательностью процессов.

Проверим полученные соотношения для системы ТП-Д с параметрами: $P_H=85$ кВт; $U_H=220$ В; $I_H=438$ А; $n_H=750$ об/мин; $\gamma=1,5$; $\Omega_{12}=94,25$ с⁻¹; $R_{яц}=0,0336$ Ом; $L_{яц}=1,62 \cdot 10^{-3}$ Гн; $K_{ФH}=2,72$ Вс; $T_3=0,048$ с; $T_{M1}=0,027$ с; $K_{TH}=73,17$.

Составим математическую модель системы ТП-Д с модальным принципом управления, реализованную в среде MATLAB Simulink (рис.4).

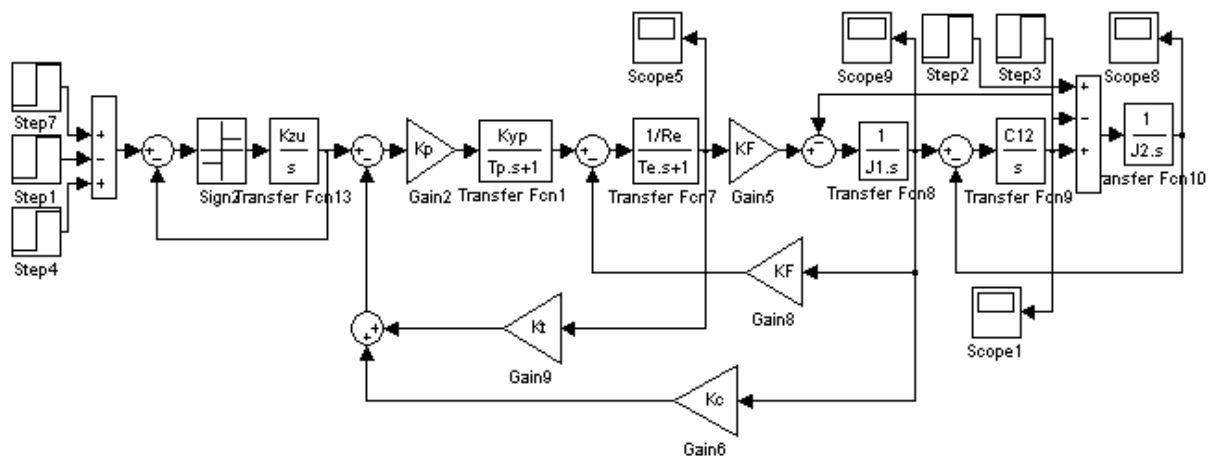


Рисунок 4 – Математическая модель системы ТП-Д в среде MATLAB Simulink

На основе математической модели промоделируем замкнутый цикл работы системы ТП – Д и приведем графики переходных процессов в электрической (ЭП) и механической (МП) подсистемах для основных координат привода (рис.5, 6).

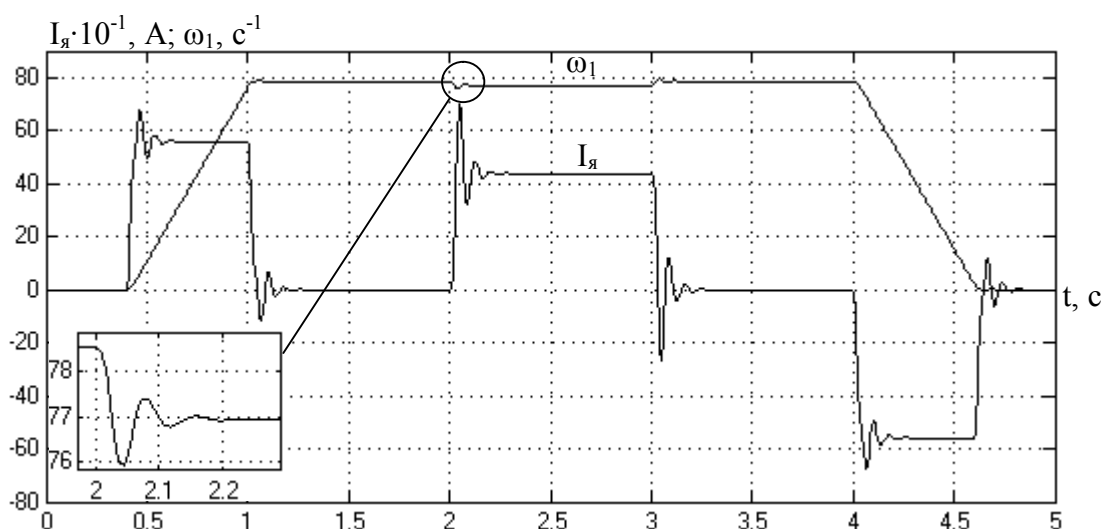


Рисунок 5 – Графики переходных процессов в ЭП системы ТП-Д

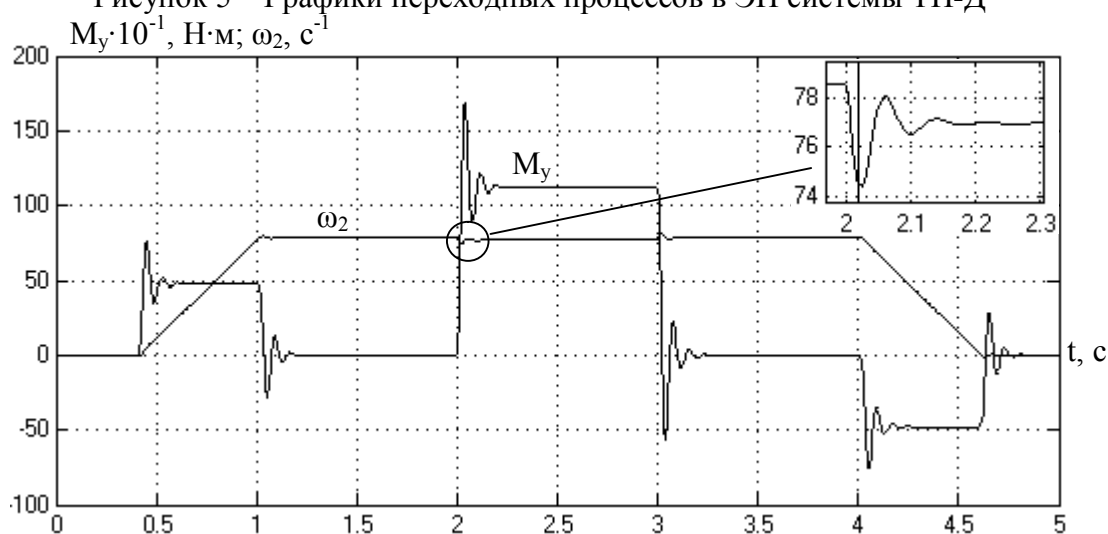


Рисунок 6 – Графики переходных процессов в МП системы ТП-Д

Из графиков переходных процессов в ЭП и МП видно, что оптимизированная система ТП-Д удовлетворяет высоким требованиям, предъявляемым техпроцессом.

Выводы. Разработана методика определения оптимальных параметров двухмассовой электромеханической системы модального управления с целью достижения максимального электромеханического демпфирования упругих механических колебаний. Для подтверждения полученных соотношений составлена математическая модель ЭМС в среде Simulink, моделирование которой дает нам графики переходных процессов в электроприводе с максимальным подавлением упругих колебаний.

Предложенные настройки САУ позволяют уменьшить время переходных процессов; сократить потери энергии в динамических режимах; уменьшить динамические нагрузки и как следствие сократить простои на производстве из-за отказа механической части; снизить тепловые нагрузки на электродвигатель и управляемый преобразователь; исключить возможность возникновения резонансных режимов, перегрузок, развития усталостных явлений, отказов; увеличить срок службы оборудования; повысить производительность, качество и надежность технологических машин.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ключев В.И., Жильцов Л.В, Калашников Ю.Т. Состояние и перспективы развития теории электропривода с упругими механическими связями// Электричество, 1981, №7. – С.28-32.

2. Земляков В.Д., Задорожний Н.А. О демпфировании электроприводом постоянного тока упругих электромеханических колебаний// Изв. вузов. Электромеханика, 1984, №5. – С.92-98.
3. Пушкин А.А., Тимошенко А.В. Оптимизация параметров электроприводов прокатных станов с целью улучшения качества динамических процессов// Системні технології: Регіональний міжвузівський збірник наукових праць. – 2008. – Т.1, №3. – С.33-38.
4. Пушкин А.А. Определение путей достижения минимума колебательности в электроприводе с упругими связями// Электротехника и электромеханика: Материалы Всеукраинской научно-технической конференции студентов, аспирантов, молодых ученых с международным участием. – Николаев: НУК. – 2007. – С.77-82.
5. Стрелков С.П. Введение в теорию колебаний. – М.: Наука, 1964 – 440с.
6. Мандельштам Л.И. Лекции по теории колебаний. – М.: Наука, 1972. – 452с.

УДК 681.586.782

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.т.н, доцент
ПОЛИТОВ В.В., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОРОГА НАМАГНИЧИВАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ ДАТЧИКОВ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ БЕСПЕРЕБОЙНОСТИ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ

Розглянута можливість використання у якості матеріалів сенсорів систем контролю безперебійності енергопостачання різноманітних електротехнічних матеріалів, таких як аморфні металеві сплави, електротехнічна сталь, феррити.

Представлені детальні характеристики електротехнічних матеріалів і використання їх електротехнічних властивостей в області струмів до 12 ампер.

В данной статье рассматривается возможность использования в качестве материалов датчиков систем контроля бесперебойности энергоснабжения разнообразных электротехнических материалов, таких как аморфные металлические сплавы, электротехническая сталь, ферриты.

Представлены подробные характеристики электротехнических материалов и использование их электротехнических свойств в области токов до 12 ампер.

The given work reflects the possibility of the use as material sensor systems of the checking power supply varied electrotechnical material such as amorphous metallic alloys, electrotechnical steel, ferrites.

Are presented detailed features electrotechnical material and use their electrophysical characteristic in the field of current before 12 amperes.

Введение. С внедрением энергосберегающих технологий на большинстве крупных промышленных предприятий реализовываются автоматизированные системы контроля бесперебойности энергоснабжения. В таких системах используются датчики, основой которых являются магнитопроводы на основе традиционных кристаллических сплавов типа пермаллой, алнико, трансформаторные стали. Использование аморфных металлических сплавов, не имеющих в своем строении кристаллической решетки, яв-

ляется весьма перспективным направлением, что особенно касается области малых токов. У традиционных материалов участок в начале кривой намагничивания имеет нелинейность, что приводит к погрешности измерений данных, в то время как аморфные металлические сплавы в начальном участке кривой намагничивания имеют линейную область.

Для металлов и различных сплавов электротехнического назначения характерным является закономерное, периодически повторяющееся в трех измерениях расположение структурных составляющих, образующих кристаллическую решетку [1]. Существует также отдельный класс материалов, имеющих техническое значение, называемый ферромагнетиками. Характерным свойством ферромагнитного состояния служит наличие в нем спонтанной намагниченности без приложения внешнего магнитного поля[2].

Особый интерес представляют аморфные металлические сплавы, не имеющие упорядоченной кристаллической структуры. Аморфные магнитные сплавы имеют малые потери на перемагничивание, высокие значения максимальной магнитной проницаемости, индукции насыщения и малую величину коэрцитивной силы.

Аморфные сплавы на основе металлических систем характеризуются специфическими физико-химическими, механическими и технологическими свойствами, существенно отличающимися от свойств тех же сплавов в моно- или поликристаллическом состоянии. Ферромагнетизм аморфных металлических сплавов обусловлен наличием в них железа, кобальта, никеля типичных ферромагнетиков – элементов с незаполненной d-оболочкой. Носителями локальных магнитных моментов в атомах этих элементов являются d-электроны, которые в энергетическом спектре образуют узкую d-зону. Отсутствие дальнего порядка в относительном расположении носителей магнитного момента не является препятствием для возникновения дальнего ферромагнитного упорядочения электронных спинов. Взаимодействием, непосредственно ответственным за ферромагнетизм, является обменное взаимодействие между 3d-электронами соседних атомов, тип и величина которых не слишком сильно различаются и близки по составу в аморфных и кристаллических магнитных сплавах. Специфика магнитных свойств аморфных сплавов обусловлена в основном не отсутствием дальнего порядка в пространственном расположении атомов, а локально изменяющимся электронным окружением каждого атома переходного металла из-за присутствия в сплавах атомов металлоидов, т.е. главную роль в формировании магнитных свойств играет композиционный ближний порядок[1]. Области применения электротехнической стали различных марок и ферромагнитных материалов достаточно широки. Используются для различных технических целей: изготовления сердечников трансформаторов, в качестве электромагнитов измерительных приборов. Аморфные сплавы используют для изготовления магнитопроводов корректоров коэффициента мощности, тороидальных магнитопроводов с режимом насыщения для магнитных усилителей (магнитных ключей), в качестве материала для малогабаритных тороидальных силовых дросселей[3].

Постановка задачи. Исследование различных электротехнических материалов для использования их при изготовлении магнитопроводов для датчиков систем контроля бесперебойности энергоснабжения.

Результаты работы. В соответствии с поставленной задачей разработана методика исследования электротехнических материалов. Методика исследования предусматривала:

- изучение свойств различных электротехнических материалов;
- подбор нескольких образцов магнитопроводов из различных электротехнических материалов;
- изготовление датчиков и макета для проведения исследования;

- проведение экспериментальных исследований;
- систематизация и анализ полученных результатов.

Датчики систем контроля бесперебойности энергоснабжения представляют собой трансформаторы тока. В качестве экспериментальных образцов для изготовления трансформаторов тока использовались: аморфный металлический сплав на основе FeCoNiNbVo, электротехническая сталь марки Э340, феррит М2000 МН.

Для проведения исследований был собран экспериментальный макет. Ступенчато регулируя силу тока в диапазоне от 0,1 до 12А, проходящего через первичную обмотку трансформатора, тока были получены пиковые значения и значения постоянной составляющей тока и напряжения, наводимых во вторичной обмотке.

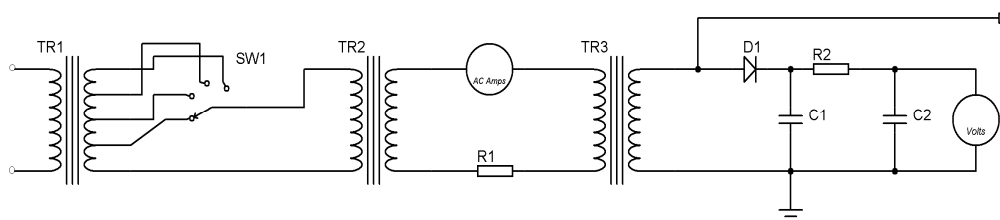


Рисунок 1 – Принципиальная электрическая схема стенда для определения электрофизических свойств магнитных материалов

Исходя из полученных данных, были построены зависимости для каждого исследуемого образца. Характеристики приведены ниже на рис.2-7.

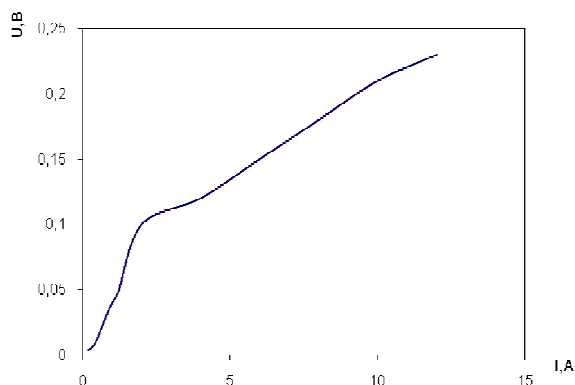


Рисунок 2 – Постоянная составляющая аморфный сплав металлический сплав

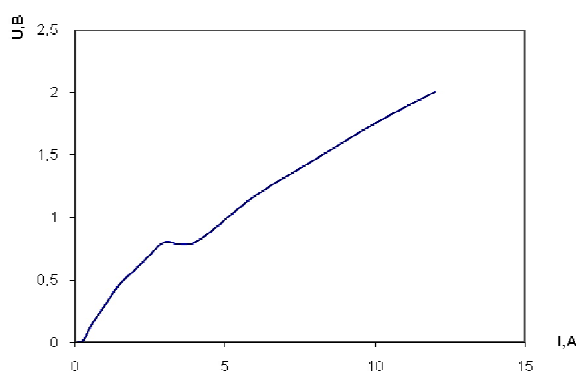


Рисунок 3 – Пиковое значение аморфный сплав металлический сплав

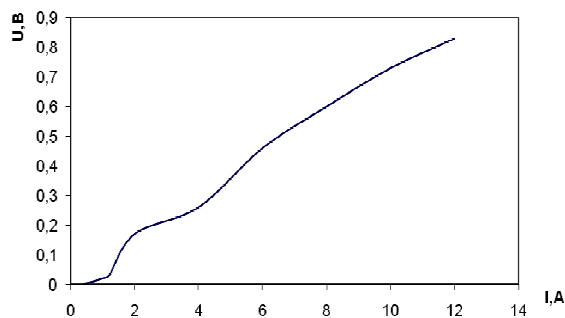


Рисунок 4 – Постоянная составляющая электротехническая сталь Э340

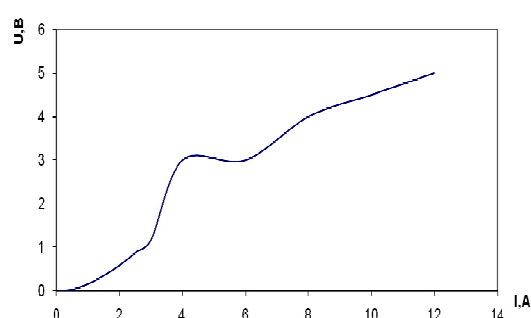


Рисунок 5 – Пиковое значение электротехническая сталь Э340

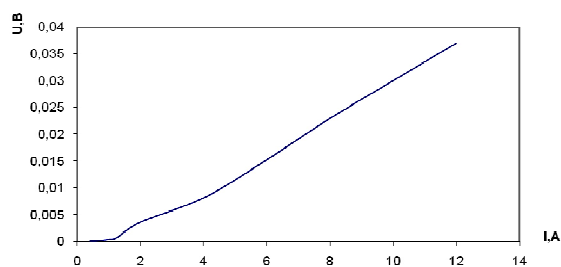


Рисунок 6 – Постоянная составляющая феррит М2000МН

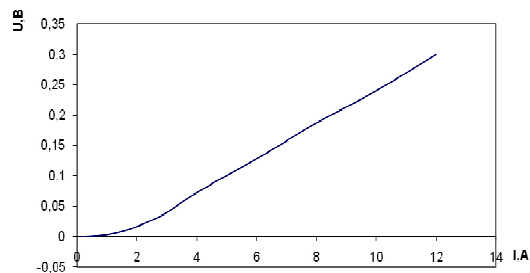


Рисунок 7 – Пиковое значение феррит М2000МН

Как видно из результатов, электротехнические свойства исследуемых материалов существенно различаются. Наибольшие значения как пиковых значений, так и постоянной составляющей получены с магнитопроводом из электротехнической стали. При одних и тех же намоточных данных трансформаторов тока значения постоянной составляющей и пиковых значений при использовании электротехнической стали оказывается более чем на порядок выше, чем для магнитопроводов из других материалов. Причем зависимость постоянной составляющей от тока в намагничивающей обмотке оказывается более линейной, чем соответствующая зависимость для пиковых значений при использовании сердечников из других материалов.

Линейность сохраняется для сравнительно больших значений намагничивающего тока, а в начальном участке характеристики имеет место существенная нелинейность магнитной проницаемости μ . Соответствующая зависимость для магнитопровода из аморфного сплава наоборот характеризуется линейным участком в начале характеристики и перегибом в области 2 ампер, после которой наступает частичное насыщение.

Наиболее линейными характеристиками обладает сердечник из феррита марки М2000МН. Зона малой чувствительности датчика лежит в области от 0,2 до 2 ампер. В дальнейшем зависимости напряжений на сигнальной обмотке от намагничивающего тока линейны и не обнаруживают тенденций к насыщению, как в случае сердечника из аморфного сплава.

Вышеизложенное наглядно демонстрируют осциллограммы (рис.8-13) напряжений на сигнальной обмотке датчика, из которых видно, что выходной сигнал при малых токах до 0,4 ампер имеет мало искаженную форму для феррита и электротехнической стали, а при использовании магнитопровода из аморфного сплава уже наблюдается существенные

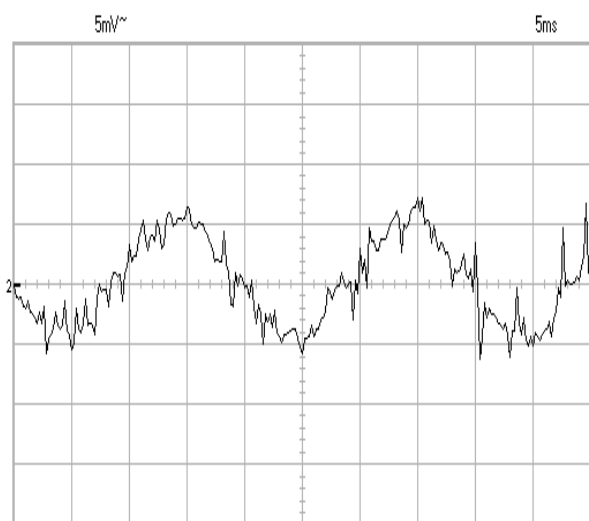


Рисунок 8 – Аморфный сплав 0,1А

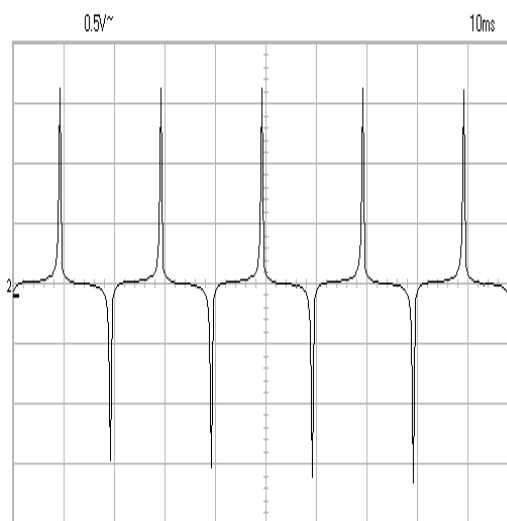


Рисунок 9 – Аморфный сплав 10А

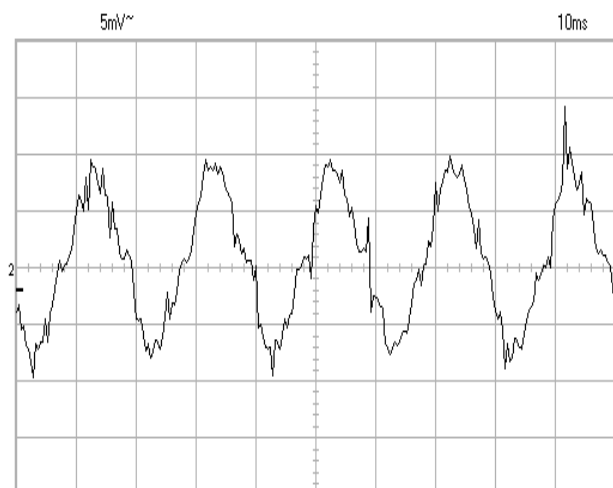


Рисунок 10 – Феррит M2000MH 0,4A

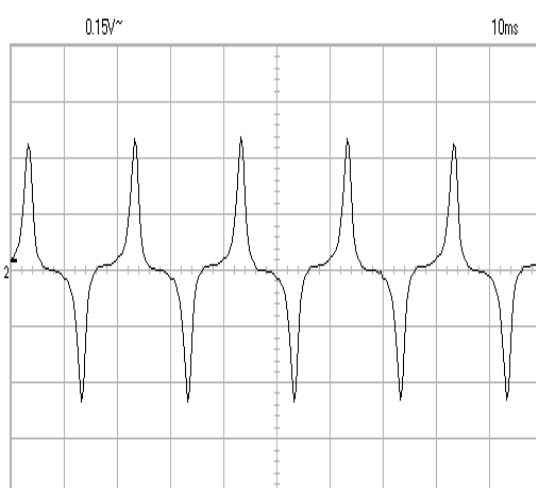


Рисунок 11 – Феррит M2000MH 10A

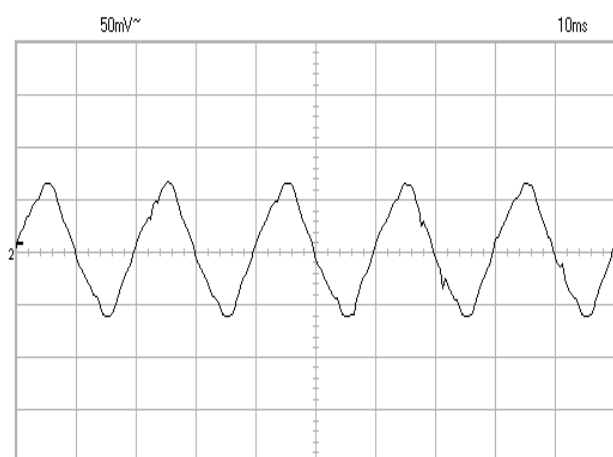


Рисунок 12 – Электротехническая сталь 0,4A



Рисунок 13 – Электротехническая сталь 10A

искажения сигнала. При токах порядка 10 ампер существенные искажения наблюдаются на всех типах сердечников, причем в наибольшей степени для аморфного сплава.

Выводы. По результатам исследований можно сделать следующие выводы:

- для области малых токов в качестве датчиков можно использовать магнитопроводы из всех трех типов исследуемых материалов;
- для токов 10 А и больше более подходящими являются сердечники из феррита и электротехнической стали, причем в последнем случае сигнал оказывается на порядок выше;
- вследствие сильных искажений выходного сигнала наиболее надежным способом регистрации является выделение постоянной составляющей (амплитудное детектирование). Кроме того, в этом случае система контроля будет защищена от импульсных помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аморфные металлические сплавы. Под ред. Люборского Ф.Е.: Пер с англ. – М: Металлургия. – 1987. – 584с.
2. Богородицкий Н.П. и др. Электротехнические материалы. – Л.: Энергия», 1969. – 408с.
3. Фоченков Э. Применение малогабаритных помехоподавляющих магнитопроводов из аморфных металлических сплавов. – Радио. – 2003. – №2. – С.31.

Дніпродзержинський державний технічний університет

**ДО ПИТАННЯ КОНТРОЛЮ СТАНУ ГУМОТРОСОВОГО КАНАТА
ЗА ВЕЛИЧИНОЮ ВХІДНОГО ЕЛЕКТРИЧНОГО ОПОРУ***Досліджено розподіл струмів та електричних потенціалів в гумотросовому канаті, що прикладені при контролі стану канату.**Исследовано распределение токов и электрических потенциалов в резиномтросовом канате, приложенных при контроле состояния каната.**Distributing of electric currents and potentials is explored in a flat rope with a steel cord. Electric tension is put to the cord at control of his gusts.*

Вступ. Гумотросові канати мають переваги перед звичайними тросами, широко використовуються на шахтних підйомних машинах України, Росії, Казахстану. Для контролю цілісності тросів в канаті в Кривому Розі застосовують метод контролю вхідного електричного опору. Метод передбачає періодичне замірювання електричного опору поміж парами тросів з одного краю каната та співставлення цих значень з початковими. Зміна значення опору розглядається як показник пошкодження троса в канаті. Для підвищення чутливості методу на деякій відстані від краю каната L троси з'єднувалися електричним провідником – „закороткою”. Досвід використання методу показав, що величини електричних опорів тросів не зростають до безмежності та залежать від багатьох чинників, включно й властивостей тросів та гуми. Встановлення характеру залежності електричного опору від фізичних властивостей гумотросового каната дозволить вдосконалити метод контролю вхідного електричного опору гумотросового каната і таким чином розв'язати актуальну задачу підвищення безпеки експлуатації гірничих підйомних машин.

Дослідженням впливу розриву неперервності тросів в гумотросових стрічках та канатах займалося ряд вчених [1, 2]. Питання впливу ушкоджень тросів на розподіл електричних потенціалів в гумотросовому канаті не розглядалися.

Постановка задачі. В гумотросовому канаті троси запресовані в гумову оболонку з незмінними кроком. Розглянемо троси як паралельні провідники струму, що з'єднані іншими провідниками – гумою. Для контролю технічного стану гумотросового каната використовують незначні за величиною напруження та енергії, які не можуть призводити до нагрівання каната та зміни його фізичних параметрів. В лінійній постановці визначимо залежність електропровідних властивостей каната від його конструктивних параметрів.

Результати роботи. Розподіл потенціалів U в канаті з M тросів визначається системою рівнянь

$$\begin{cases} \frac{d^2 U_1}{dx^2} + rq(U_2 - U_1) = 0, \\ \frac{d^2 U_i}{dx^2} + rq(U_{i+1} - 2U_i + U_{i-1}) = 0 & 1 < i < M, \\ \frac{d^2 U_M}{dx^2} + rq(U_{M-1} - U_M) = 0. \end{cases} \quad (1)$$

де r, q – питомі електричний опір троса та провідність гуми поміж тросами; i – номер троса.

Рішення системи (1) будемо шукати у формі

$$U_i = \sum_{m=1}^N (Ae^{\Omega_m x} + Be^{-\Omega_m x}) \cos(\mu_m (i - 0.5)) + ax + b, \quad (2)$$

де a, b, A_m, B_m – сталі інтегрування; Ω_m, μ_m – характеристичні показники;

$$\mu_m = \frac{\pi m}{M}; \quad \Omega_m = \sqrt{rq} \sqrt{2(1 - \cos(\mu_m))}.$$

Відповідно до прийнятої схеми підведення струму мають бути виконані наступні умови:

а) в перерізі $x=0$ струм

$$I_{i(x=0)} = \begin{cases} 0 & i \neq j, i \neq z, \\ 1 & i = j, \\ -1 & i = z, \end{cases}$$

б) в перерізі $x=L$

$$u_i = const.$$

З граничних умов маємо сталі в залежності (2):

$$A_m = \frac{2I}{M\Omega_m} \frac{(\cos(\mu_m (j - 0.5)) - \cos(\mu_m (z - 0.5)))}{(1 + e^{2\Omega_m L}); a = 0; B_m = -A_m e^{2\Omega_m L},$$

де I – струм в електричному ланцюзі.

У разі ушкодження k -того троса на відстані ζ від краю каната мають місце наступні умови:

а) в перерізі $x=0$ струм

$$I_{i(x=0)} = \begin{cases} 0 & i \neq j, i \neq z, \\ 1 & i = j, \\ -1 & i = z, \end{cases} \quad (3)$$

б) в перерізі $x=\zeta$

$$\begin{cases} U_{i(x=\zeta)} - U_{i(x=\zeta+\xi)} = 0 & i \neq k, \\ I_{i(x=\zeta)} = 0 & i = k, \xi \rightarrow 0, \\ I_{i(x=\zeta)} - I_{i(x=\zeta+\xi)} = 0 & 1 \leq i \leq M, \end{cases} \quad (4)$$

в) в перерізі $x=L$

$$U_i = const. \quad (5)$$

Для визначення розподілів струму розділимо канат на дві ділянки: від краю каната до перерізу пориву та від перерізу пориву троса до перерізу встановлення „закоротки”. Рішення будемо шукати у формі:

$$u_i^{(1)} = \sum (A^{(1)} e^{\Omega_m x} + B^{(1)} e^{-\Omega_m x}) \cos(\mu_m (i - 0.5)) + a^{(1)} x + b^{(1)}, \quad (6)$$

$$u_i^{(2)} = \sum (A^{(2)} e^{\Omega_m x} + B^{(2)} e^{-\Omega_m x}) \cos(\mu_m (i - 0.5)) + a^{(2)} x + b^{(2)}, \quad (7)$$

де $a^{(1)}, b^{(1)}, a^{(2)}, b^{(2)}, A_m^{(1)}, B_m^{(1)}, A_m^{(2)}, B_m^{(2)}$ – сталі інтегрування; $n=1,2$ – номер ділянки.

Сталі інтегрування для залежностей (6) та (7) визначимо з використанням граничних умов (3–5):

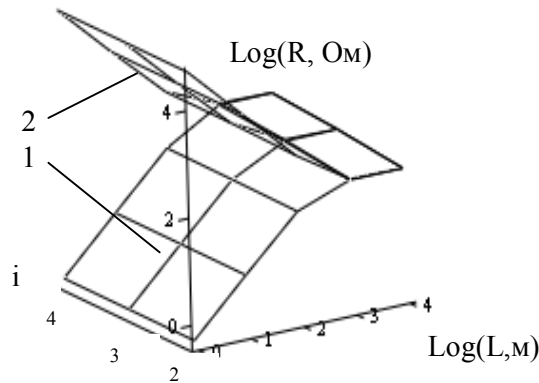
$$K = 2I \frac{\sum_{m=1}^M \left(\frac{1 - e^{2\Omega_m \zeta}}{1 + e^{2\Omega_m L}} - 1 \right) e^{-\Omega_m \zeta} \left(\cos(\mu_m (j - 0.5)) - \cos(\mu_m (z - 0.5)) \right) \Omega_m \cos(\mu_m (k - 0.5))}{\sum_{m=1}^M \frac{e^{2\Omega_m L} + e^{2\Omega_m \zeta} - e^{2\Omega_m (L - \zeta)} - 1}{1 + e^{2\Omega_m L}} \Omega_m \cos(\mu_m (k - 0.5))^2};$$

$$A_m^{(1)} = \frac{K}{M} \left(\frac{e^{2\Omega_m L}}{e^{\Omega_m \zeta} + e^{\Omega_m \zeta}} \right) \frac{\cos(\mu_m (k - 0.5))}{(1 + e^{2\Omega_m L})} + \frac{2I \left(\cos(\mu_m (j - 0.5)) - \cos(\mu_m (z - 0.5)) \right)}{M (1 + e^{2\Omega_m L})};$$

$$B_m^{(1)} = A_m^{(1)} - \frac{2I}{M} \left(\cos(\mu_m (j - 0.5)) - \cos(\mu_m (z - 0.5)) \right); \quad A_m^{(2)} = A_m^{(1)} - K \frac{1}{M e^{\Omega_m \zeta}} \cos(\mu_m (k - 0.5));$$

$$B_m^{(2)} = -A_m^{(2)} e^{2\Omega_m L}; \quad b^{(2)} = -\frac{K}{M}; \quad a^{(1)} = a^{(2)} = b^{(1)} = 0.$$

Залежність електричного опору, заміряного поміж першим та i -тим тросом, від довжини відрізка каната показана на рис. 1.



1 – канат без ушкоджень, 2 – канат з ушкодженням посередині крайнім тросом

Рисунок 1 – Залежність електричного опору, заміряного поміж першим та i -тим тросом, від довжини відрізка каната на базі тросів діаметром 1,4мм

З рисунка видно, що при зростанні відстані L електричні опори каната з ушкодженнями тросів наближаються до значень електричних опорів каната без ушкоджень, тобто діагностичний параметр – різниця опорів – зменшується. Водночас таке зменшення суттєве, коли відстань до закоротки сягає або перевищує 1000м.

Висновки. Метод контролю стану гумотросового каната за значенням електричного опору при використанні закоротки прийнятний при довжині каната на базі тросів 1,4 мм, меншій за 1000м. Отримані в замкненому вигляді аналітичні рішення можуть бути використані в системі автоматичного контролю стану тросів гумотросового каната.

ЛІТЕРАТУРА

1. Бельмас І.В., Колосов Д.Л., Білоус О.І. Динамічний вплив руйнування троса плоского гумотросового тягового органу// Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету. – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2006. – С.146-150.
2. Колосов Д.Л. Обґрунтування параметрів та конструкцій двошарових гумотросових конвеєрних стрічок для гірничих підприємств. Дис. канд. техн. наук: 05.05.06. – Дніпропетровськ. – 2002. – 164с.