мацию о неисправности;

- высокую скорость передачи данных в реальном масштабе времени.

Сеть CAN объединяет блоки управления через приемопередатчики (трансиверы) таким образом, что ни один из них не имеет приоритета. Такая сеть называется многоабонентской по своей архитектуре. Для обеспечения высокой помехозащищенности по внешнему полю сети она имеет второй соединительный провод, по которому сигналы передаются в обратном порядке.

Поэтому возникает необходимость создания уточненной методики с диагностическим прибором для проведения диагностики датчиков, связанных между собой мультиплексной системой связи. Поставленная задача решается созданием математического обеспечения для существующих отечественных мотор-тестеров и математических моделей состояния отказа датчика электронной системы управления.

**Литература**

1. Куликов И. Динамическое программирование как инструмент теоретического исследования силовой установки гибридного автомобиля. МГТУ «МАМИ», диссертация, 2010.
2. Набоких В.А. Диагностика электрооборудования автомобилей и тракторов. М., изд. Форум, 2013, 286 с. илл.

## *Прямое управление моментом тягового асинхронного электродвигателя*

д.т.н. проф. Овсянников Е.М., д.т.н., проф. Ивоботенко Б.А., д.т.н. проф. Юркевич В.М., д.т.н. проф. Кошеляев Е.М.
*Университет машиностроения*
*8 (495) 223-05-23, доб. 1312*

*Аннотация.* В статье предложена новая система прямого управления моментом тягового асинхронного электродвигателя с пространственно-векторной модуляцией питающего напряжения. Приведены результаты имитационного моделирования системы тягового асинхронного электропривода, показаны достоинства разработанной системы управления электроприводом: простота исполнения, высокое динамическое качество, малые пульсации электромагнитного момента.

*Ключевые слова: асинхронный двигатель, прямое управление моментом с пространственно-векторной модуляцией*

В настоящее время гибридные автомобили признаны стать автотранспортными средствами, позволяющими в ближайшем будущем решить проблемы экономии топлива и снижения токсичных выбросов традиционных автомобилей с двигателем внутреннего сгорания. Среди типов электродвигателей, пригодных для применения на гибридных автомобилях, трехфазные тяговые асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором (АД) отличаются простотой конструкции, низкой стоимостью, высокой надежностью, налаженной технологией производства и малыми затратами на обслуживание. Регулирующие качества современных тяговых асинхронных электроприводов (ЭП) не уступают ЭП постоянного тока, благодаря применению передовых методов управления электрическими машинами переменного тока, один из которых – метод прямого управления моментом (ПУМ) [1], получивший широкое распространение в последнее десятилетие. По сравнению с векторными системами управления (СУ) координатами ЭП системы ПУМ обладают достоинствами: простотой реализации из-за отсутствия операции преобразования координат из неподвижной системы во вращающуюся (и обратно), отсутствием широтно-импульсного модулятора (ШИМ) напряжения статора, исключением контуров регулирования проекций вектора тока статора; высокой динамикой контуров регулирования потокосцепления статора (ПСС) и момента благодаря применению гистерезисных регуляторов и таблицы оптимальных переключений силовых ключей преобразователей частоты (ПЧ).

Однако внедрение релейных регуляторов порождает основной недостаток систем ПУМ: частота переключения силовых ключей, зависящая от ширины петлей гистерезиса регуляторов, непостоянна, что приводит к возрастанию коммутационных потерь в ПЧ, повышенной пульсации момента АД по сравнению с методом векторного управления. Данный недостаток можно устранить путем отказа от релейных регуляторов при применении векторной модуляции выходного напряжения ПЧ вместо таблицы оптимальных переключений [2-8]. В англоязычной технической литературе СУ, построенные по этому принципу, носят название «direct torque control with space vector modulation» (DTC-SVM) – ПУМ с пространственно-векторной модуляцией (ПУМ-ВМ).

**Анализ существующих систем ПУМ-ВМ.** Анализ литературных источников показывает, что в системах ПУМ-ВМ, как в классических системах ПУМ, регулируемыми переменными являются электромагнитный момент, модуль и/или угловое состояние (угол пространственного расположения $\theta_{\Psi s}$, угловая частота вращения $\omega_1$) вектора $\boldsymbol{\Psi}_s$. Цель регулирования – обеспечение минимального отклонения регулируемых величин от заданных значений осуществляется формированием соответствующего вектора $\mathbf{u}_s$.

На рисунке 1 приведена обобщенная структура систем ПУМ-ВМ, выведенная из результатов анализа научных трудов [2-8].

Напряжение питания АД, обеспечивающее требуемый момент, формируется с помощью ПЧ, являющегося автономным инвертором напряжения (АИН) [2-7] или ПЧ с непосредственной связью [8]. Синтез алгоритма ШИМ ПЧ определяется заданием вектора $\mathbf{u}_s^*$, полученным от выхода «блока формирования вектора управляющего напряжения», входные сигналы которого являются требуемыми значениями момента $M^*$, модуля $\Psi_s^*$ вектора $\boldsymbol{\Psi}_s$, а также текущими значениями $\hat{M}$, $\hat{\Psi}_s$, $\hat{\theta}_{\Psi s}$ или $\hat{\omega}_1$, рассчитанными в модели АД на основании измеренных значений векторов тока $\mathbf{i}_s$ и напряжения $\mathbf{u}_s$ статора. Здесь и далее переменные, выделенные жирным шрифтом, обозначают векторные величины; с отметкой «^» – оцениваемые; верхним индексом «звездочка» – задающие сигналы.

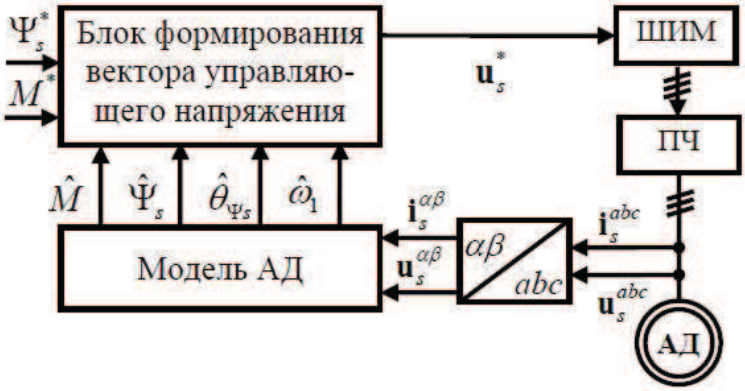


**Рисунок 1. Обобщенная структура систем ПУМ-ВМ**

Вопрос оценивания (наблюдения) состояния векторов потокосцеплений АД освящается в большом количестве работ, поэтому в системах ПУМ-ВМ можно использовать накопленные к настоящему времени результаты исследований, полученные при построении систем векторного управления и ПУМ. В связи с этим этот вопрос в статье не рассматривается.

По нашему мнению, главное отличие между существующими системами ПУМ-ВМ состоит в принципе формирования вектора управляющего напряжения ПЧ $\mathbf{u}_s^*$, который можно разделить на две основных группы.

По *первому* принципу вектор $\mathbf{u}_s^*$ формируется через вектор $\boldsymbol{\Psi}_s$ согласно уравнению статора АД в произвольной ортогональной системе координат, вращающейся со скоростью $\omega_k$:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + p\mathbf{\Psi}_s + j\omega_k \mathbf{\Psi}_s, \tag{1}$$

где: $R_s$ – активное сопротивление обмоток статора;

$p = d/dt$ – оператор дифференцирования.

Системы ПУМ-ВМ, построенные по (1), реализуются по подчиненной схеме: внешним контуром регулируется момент, а внутренним – ПСС. В этих системах обычно используют информацию об ошибке момента для определения углового состояния соответствующего вектора $\mathbf{\Psi}_s^*$, т.е. на выходе регулятора момента формируют угол положения [4], угловая частота вращения [5] вектора $\mathbf{\Psi}_s^*$ или частота скольжения двигателя [6].

*Второй* принцип синтеза вектора управляющего напряжения $\mathbf{u}_s^*$ заключается в установлении прямых связей между ним, моментом и вектора $\mathbf{\Psi}_s$, т.е. нахождение функции:

$$\mathbf{u}_s^* = f(M, \dot{M}, \mathbf{\Psi}_s, \dot{\mathbf{\Psi}}_s). \tag{2}$$

В системах ПУМ-ВМ, построенных по данному принципу, удалось раздельно регулировать момент и ПСС, что обеспечивает высокую динамику ЭП. В данных системах «блок формирования вектора управляющего напряжения» (рисунок 1) представляет собой регуляторы момента и модуля вектора $\mathbf{\Psi}_s$, выполняемые в различных видах: нелинейных регуляторах на основе нейронных сетей, нечеткой логики, дискретных прогнозирующих, линейных регуляторах пропорционального (П), пропорционально-интегрального (ПИ) типов [2, 3, 7].

Метод нейро-нечеткого регулирования требует большого объема экспериментальных данных для обучения нейронных сетей, что усложняет процедуру синтеза регуляторов в стадии их проектирования. Регуляторы, построенные по принципу прогноза (вычисления) в следующем расчетном периоде сигнала $\mathbf{u}_s^*$, соответствующего требуемые приращения момента и вектора $\mathbf{\Psi}_s$, обладают высокой вычислительной интенсивностью. Большой практический интерес представляют системы с линейными регуляторами в связи с их простотой выполнения, хорошо развитой методикой проектирования. Разработанные системы ПУМ-ВМ с линейными регуляторами зачастую построены в системе координат, ориентированной по вектору ПСС.

В статье на основании принципа формирования вектора управляющего напряжения (2) предложена новая система ПУМ-ВМ, реализуемая в неподвижной системе координат, связанной со статором, с линейными регуляторами моментом и ППС, что позволяет упростить структуру СУ ЭП, обеспечивая его высокое динамическое качество, присущее системам ПУМ.

Синтез СУ моментом трехфазного АД основан на его математической модели в ортогональной неподвижной системе координат $(\alpha, \beta)$, связанной со статором:

$$\begin{cases} p\mathbf{\Psi}_s = -R_s \mathbf{i}_s + \mathbf{u}_s; \\ p\mathbf{i}_s = -\left(\dfrac{1}{T_0} - j\omega_r\right)\mathbf{i}_s + \dfrac{\mathbf{\Psi}_s}{L_\sigma}\left(\dfrac{1}{T_r} - j\omega_r\right) + \dfrac{\mathbf{u}_s}{L_\sigma}; \\ M = 1{,}5 z_p \operatorname{Im}\{\mathbf{i}_s \mathbf{\Psi}_s^*\}, \end{cases} \tag{3}$$

где: $\mathbf{u}, \mathbf{i}, \mathbf{\Psi}$ – результирующие векторы напряжения, тока, потокосцепления;

$R, L$ – активное сопротивление и индуктивность;

индексы «$s, r, m$» соответствуют величинам статора, ротора и контура намагничивания;

$\omega$, $\omega_r = z_p \omega$ – механическая и электрическая угловые частоты вращения ротора;

$z_p$ – число пар полюсов;

$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ – коэффициент рассеяния магнитного поля АД;

$L_\sigma = \sigma L_s$; $T_r = L_r / R_r$, $\tau_r = \sigma T_r$, $\tau_s = L_\sigma / R_s$ – постоянные времени роторной и статорной цепей;

$T_0 = (1/\tau_s + 1/\tau_r)^{-1}$.

При разложении (3) на соответствующие оси системы координат $(\alpha, \beta)$, имеем:

$$\begin{cases} p\Psi_{s\alpha} = -R_s i_{s\alpha} + u_{s\alpha}; \\ p\Psi_{s\beta} = -R_s i_{s\beta} + u_{s\beta}; \end{cases} \tag{4}$$

$$\begin{cases} pi_{s\alpha} = -\dfrac{i_{s\alpha}}{T_0} - \omega_r i_{s\beta} + \dfrac{\Psi_{s\alpha}}{L_\sigma T_r} + \dfrac{\omega_r \Psi_{s\beta}}{L_\sigma} + \dfrac{u_{s\alpha}}{L_\sigma}; \\ pi_{s\beta} = \omega_r i_{s\alpha} - \dfrac{i_{s\beta}}{T_0} - \dfrac{\omega_r \Psi_{s\alpha}}{L_\sigma} + \dfrac{\Psi_{s\beta}}{L_\sigma T_r} + \dfrac{u_{s\beta}}{L_\sigma}, \end{cases} \tag{5}$$

где: $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ – коэффициент рассеяния магнитного поля АД;

$L_\sigma = \sigma L_s$; $T_r = L_r / R_r$, $\tau_r = \sigma T_r$, $\tau_s = L_\sigma / R_s$ – постоянные времени роторной и статорной цепей;

$T_0 = (1/\tau_s + 1/\tau_r)^{-1}$.

А уравнение электромагнитного момента в (3) можно представить в виде:

$$M = 1{,}5 z_p (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}). \tag{6}$$

Продифференцировав (6), можем получить дифференциальное уравнение, описывающее динамику изменения момента от воздействия управляющего напряжения:

$$pM = -M / T_0 + k_M U + k_M W_1, \tag{7}$$

где: $k_M = 1{,}5 z_p / L_\sigma$; $U$ – управляющее воздействие,

$$U = \Psi_{s\alpha} u_{s\beta} - \Psi_{s\beta} u_{s\alpha}; \tag{8}$$

$$W_1 = \omega_r L_\sigma (\Psi_{s\alpha} i_{s\alpha} + \Psi_{s\beta} i_{s\beta}) - \omega_r \Psi_s^2 - Q / k_M; \tag{9}$$

$Q = 1{,}5(u_{s\beta} i_{s\alpha} - u_{s\alpha} i_{s\beta})$ – реактивная мощность.

После умножения первого уравнения системы (4) на величину $\Psi_{s\alpha}$, второго уравнения на $\Psi_{s\beta}$ и их сложения получим:

$$(1/2) p\Psi_s^2 = V + W_2, \tag{10}$$

где: $V$ – управляющее воздействие контура регулирования ПСС,

$$V = u_{s\alpha} \Psi_{s\alpha} + u_{s\beta} \Psi_{s\beta}; \tag{11}$$

$$W_2 = -R_s (i_{s\alpha} \Psi_{s\alpha} + i_{s\beta} \Psi_{s\beta}). \tag{12}$$

Выведенные уравнения (7), (10) позволяют построить систему ПУМ АД со структурной схемой контуров регулирования ПСС и момента, представленной на рисунке 2. ПЧ характеризуется единичным коэффициентом передачи по напряжению и чистым запаздыванием на время $T_\mu$, равное периоду модуляционного сигнала.

Для обеспечения независимого управления ПСС и моментом необходимо компенсировать перекрестные связи между контурами регулирования, выражаемые слагаемым $W_1, W_2$, присутствующим в (7), (10). Эти величины можно вычислить по (9), (12) на основании информаций, необходимых для управления АД: измеренных значений токов, напряжений, электрической угловой частоты вращения ротора и оценки ПСС.

Передаточные функции объекта (АД-ПЧ) по контурам ПСС и момента имеют вид:

$$W_{\Psi}(p)=\frac{\Psi_s^2(p)}{V^*(p)}=\frac{2}{p(T_{\mu}p+1)};\ W_M(p)=\frac{M(p)}{U^*(p)}=\frac{k_M T_0}{(T_0 p+1)(T_{\mu}p+1)}.$$

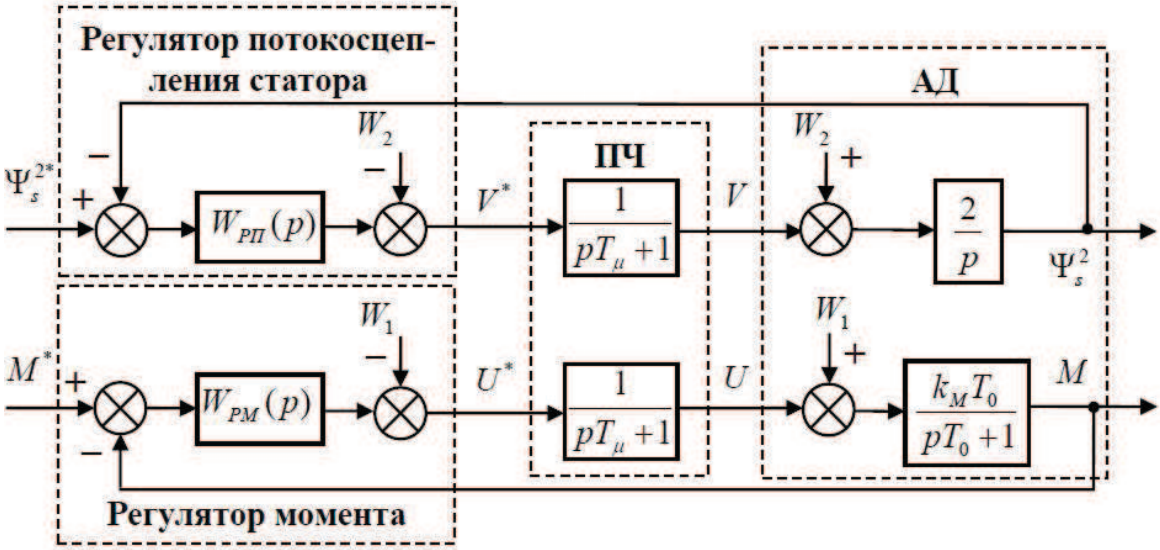


**Рисунок 2. Структурная схема замкнутых контуров регулирования потокосцепления статора и электромагнитного момента АД**

При стандартной настройке регуляторов по техническому оптимуму можно применить пропорциональный (П) регулятор ПСС и пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор момента с передаточными функциями:

$$W_{РП}(p)=1/(4T_{\mu});\ W_{РМ}(p)=K_I(T_0+1/p),$$

где: $K_I=(2k_M T_0 T_{\mu})^{-1}$.

Управляющие напряжения $u_{s\alpha}^*$, $u_{s\beta}^*$ определяются при решении (9) и (12):

$$u_{s\alpha}^*=\frac{V^*\Psi_{s\alpha}-U^*\Psi_{s\beta}}{\Psi_s^2};\quad u_{s\beta}^*=\frac{U^*\Psi_{s\alpha}+V^*\Psi_{s\beta}}{\Psi_s^2}.$$

**Имитационное моделирование работы тягового асинхронного электропривода**

С целью доказательства работоспособности предложенной системы ПУМ проведено моделирование системы тягового ЭП в среде Matlab – Simulink. Модель включает в себя АД с параметрами: $R_s$ = 0,0165 Ом, $R_r$ = 0,0107 Ом, $L_m$ = 3,2 мГн, $L_s$ = 3,3 мГн, $L_r$ = 3,38 мГн, $z_p$ = 2, номинальной мощностью 15 кВт, максимальным моментом 280 Нм, приведенным к ротору АД моментом инерции J = 20 кг.м$^2$. АД получает питание от аккумуляторной батареи номинальным напряжением 120 В и автономного инвертора напряжения (АИН) с частотой модуляции 5 кГц. При моделировании были использованы стандартные блоки библиотеки приложения SimPowerSystems: аккумуляторная батарея, АД, АИН с векторной модуляцией.

На рисунке 3 представлены полученные результаты моделирования работы асинхронного ЭП с ПУМ: временные диаграммы электромагнитного момента M, скорости N, тока статора $(i_{s\alpha})$ АД при разгоне (от нулевой до скорости 200 об/мин, и от 200 об/мин до 500 об/мин), движении с постоянной скоростью и торможении.

Как видно из полученных результатов моделирования, предложенная методика синтеза системы ПУМ АД гарантирует устойчивость СУ, высокую динамику ЭП, обеспечивая малые пульсации момента (до 1,5% от среднего значения).

**Выводы**

1. На основании анализа существующих технических реализаций систем ПУМ-ВМ предло-

жена новая структура СУ моментом АД с линейными регуляторами потокосцепления статора и электромагнитного момента.

2. Построение регуляторов предложенной системы ПУМ-ВМ основано на дифференциальных уравнениях первого порядка, описывающих аналитические связи между динамикой изменения момента, потокосцеплением статора и управляющим напряжением. Это позволяет при проектировании ЭП использовать стандартные методы настройки регуляторов (по техническому оптимуму, симметричному оптимуму), что дает возможность сократить время синтеза, отладки СУ ЭП.
3. Предложенная система ПУМ АД отличается простотой исполнения при обеспечении высоких качеств тягового ЭП (высокого быстродействия, малых пульсаций момента), что важно для применения в автомобильном транспорте.

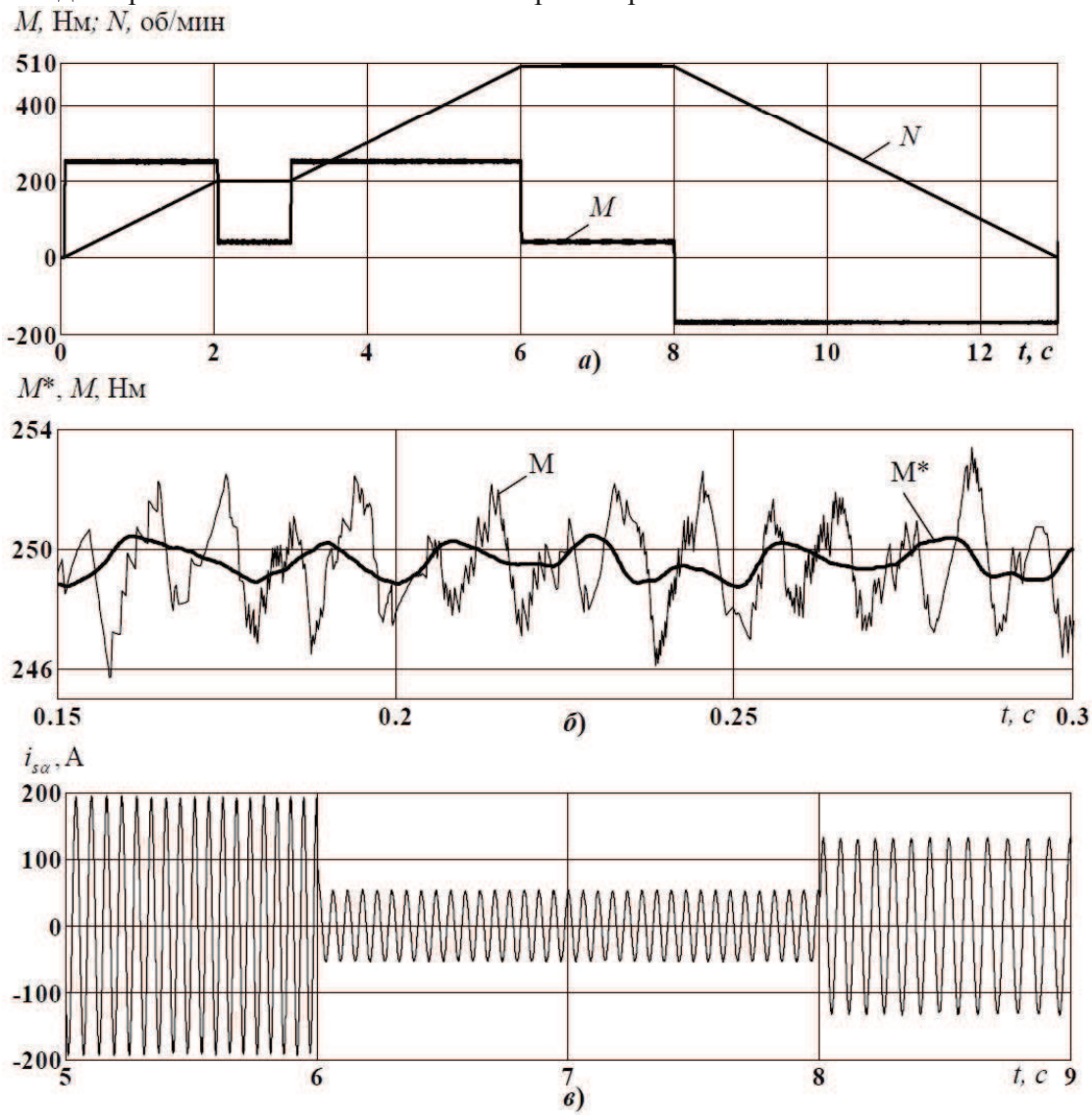


**Рисунок 3. Результаты моделирования работы асинхронного тягового ЭП с ПУМ: временные диаграммы *а*) момента и скорости вращения ротора; *б*) текущих (*M*) и заданных (*M**) значений момента; *в*) ток фазы статора при разгоне, установившемся движении и торможении электропривода**

## Литература

1. I. Takahashi, T. Noguchi. A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor // IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 22, No. 5, 1986, pp. 820-827.
2. P.Z. Grabowski, M.P. Kazmierkowski, B.K. Bose, F. Blaabjerg. A simple direct-torque neuro-fuzzy control of PWM-inverter-fed induction motor drive // IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 47, No. 4, Aug. 2000, pp. 863-870.

3. B.H. Kenny, R.D. Lorenz. Stator and rotor flux based deadbeat direct torque control of induction machines // IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 39, No. 4, 2003, pp.1093-1101.
4. Buja G.S., Kazmierkowski M.P. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – A survey // IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 51, No 4, Aug. 2004, pp. 744-757.
5. D. Stojic, S. Vukosavic. A new induction motor drive based on the flux vector acceleration method // IEEE Trans. Energy conversion, Vol. 20, No.1, Mar. 2005, pp. 173-180.
6. Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn, H.A. Toliyat. A new approach to direct torque control for induction motor drive using amplitude and angle of the stator flux vector // Journal of electrical engineering & technology, Vol. 3, No.1, Mar. 2008, pp. 79-87.
7. H. Miranda, P. Cortes, J.I. Yuz, J. Rodriguez. Predictive torque control of induction machines based on state space models // IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 56, No. 6, 2009, pp. 1916-1924.
8. K. B. Lee, F. Blaabjerg. Sensorless DTC-SVM for induction motor driven by a matrix converter using a parameter estimation strategy // IEEE Trans. Ind. Electronics, No. 2, 2008, pp. 512-521.

## *Результаты экспериментальных исследований опорной проходимости автомобилей КамАЗ-4350, КамАЗ-5350 и Урал-4320-31 с дифференциальным и блокированным приводом колёс при установившемся криволинейном движении*

к.т.н. доц. Острецов А.В.
*Университет машиностроения*
*(495) 223-05-23, доб. 1587,* avt@mami.ru

*Аннотация.* Приведены результаты экспериментальных исследований по определению коэффициента сопротивления качению при установившемся криволинейном движении автомобилей КамАЗ-4350, КамАЗ-5350 и Урал-4320-31 с дифференциальным и блокированным приводом колёс. Сделан вывод о возрастании по гиперболической зависимости коэффициента сопротивления качению с увеличением кривизны траектории поворота. Определены возможные пути улучшения маневренности полноприводных грузовых автомобилей при криволинейном движении по деформируемым грунтовым поверхностям.

*Ключевые слова: полноприводный автомобиль, маневренность, криволинейное движение, эксперимент, нагрузка на ось, привод к колесам, система регулирования давления воздуха в шинах, опорная проходимость, минимальный радиус поворота, деформируемая опорная поверхность.*

Маневренность армейских многоцелевых грузовых автомобилей является одним из важнейших свойств, определяющих общий уровень их подвижности и способность выполнения функциональных задач по транспортированию грузов в различных дорожно-климатических условиях и по местности [1]. Она характеризует способность автомобиля к изменению своего положения на ограниченной площади и в проездах заданной формы и размеров.

Маневренность зависит от ряда конструкционных параметров автомобилей, определяющих минимальный радиус поворота по оси следа переднего внешнего колеса, наружный габаритный радиус поворота и ширину коридора, занимаемого автомобилем при повороте с заданным наружным габаритным радиусом, а также способности движения в требуемых направлениях, в том числе и по деформируемым опорным поверхностям. При этом использование полноприводных автомобилей обусловлено рядом специфических условий их эксплуатации в армии, нефтяной и газовой промышленности, в сельском хозяйстве, при ликвидации последствий катаклизмов и катастроф, для чего необходимо обеспечение возможности их движения с наименьшими энергетическими затратами и наибольшим запасом силы тяги по сцеплению.