

- (Германия). 2011. 102 с. ISBN 978-3-8454-3161-1.
7. Лепёшкин А.В. Активизация колес прицепного звена как способ повышения энергоэффективности автопоезда. М., «Машиностроение», журнал «Автомобильная промышленность», № 8, 2011. с. 51-59.
 8. Математическая модель установившегося прямолинейного движения автопоезда с активизированным прицепным звеном по недеформируемой опорной поверхности. Свидетельство о регистрации электронного ресурса № 16710 от 08.02.2011. Авт.: А.В. Лепешкин. Объединенный фонд электронных ресурсов «Наука и образование».
 9. Определение коэффициентов потерь в формулах оценки объемного КПД роторной гидромашины. Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 11198 от 30.07.2008. Авт. А.В. Лепешкин. Федеральное агентство по образованию. Отраслевой фонд алгоритмов и программ.
 10. Определение коэффициентов потерь в формулах оценки механического КПД роторной гидромашины. Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 11199 от 30.07.2008. Авт. А.В. Лепешкин. Федеральное агентство по образованию. Отраслевой фонд алгоритмов и программ.
 11. Петрушов В.А., Московин В.В., Евграфов А.Н. Мощностной баланс автомобиля. - М., Машиностроение, 1984, 160 с.
 12. Прокофьев В.Н. и др. Машиностроительный гидропривод. – М., Машиностроение, 1978, 259 с.
 13. Скойбеда А.Т. Автоматизация ходовых систем колесных машин. Мн., Наука и техника, 1979, 246 с.
 14. Смирнов Г.А. и др. Расчет потерь энергии в механической трансмиссии полноприводного автомобиля. – М., Известия ВУЗов. Машиностроение. 1985, № 1.
 15. Смирнов Г.А. Теория движения колесных машин. - М., Машиностроение, 2-е издание, 1990. – с. 352.

Методика синтеза системы прямого управления моментом тяговых асинхронных электроприводов

д.т.н. проф. Овсянников Е.М., к.т.н. Нгуен Куанг Тхиеу
МГТУ «МАМИ»

Тел. (495) 223-05-23, доб. (*) 1312, t3_ru@yahoo.com

Аннотация. В статье предложена методика синтеза системы прямого управления моментом тяговых асинхронных электроприводов с отдельным регулированием магнитного потока и электромагнитного момента. 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: тяговый асинхронный электропривод, прямое управление моментом.

Среди типов электродвигателей, пригодных для применения на гибридных автомобилях, электромобилях, 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] – получил широкое распространение в последнее десятилетие.

По сравнению с векторными системами управления (СУ) ЭП системы ПУМ обладают

следующими 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 составляющих вектора тока; высокой динамикой контуров регулирования потокосцепления статора и момента благодаря применению гистерезисных регуляторов и таблицы оптимальных переключений силовых ключей преобразователя частоты (ПЧ) [1, 7].

Однако внедрение релейных регуляторов порождает основной недостаток систем ПУМ: переменная частота переключения силовых ключей 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 использовании метода пространственно-векторной модуляции (ВМ) выходного напряжения ПЧ [2-6]. В англоязычной технической литературе СУ, построенные по этому принципу, носят название «direct torque control with space vector modulation» (DTC-SVM) – ПУМ-ВМ. Разумеется, вместо метода ВМ можно применить любой из существующих методов ШИМ для регулирования напряжения питания АД и его частоты.

Анализ научных трудов [2-6] показывает, что в системах ПУМ-ВМ как в классических системах ПУМ, регулируемые переменными состояниями АД являются электромагнитный момент и потокосцепление статора. На выходах регуляторов определяется вектор напряжения, который нужно подать на статорные обмотки АД, чтобы обеспечить минимальное отклонение регулируемых величин от заданных значений.

Системы ПУМ-ВМ могут быть построены по подчиненной схеме: момент регулируется внешним контуром, а потокосцепление статора – внутренним [2, 3]. Динамическое качество ЭП с такими СУ уступает ЭП с отдельным управлением моментом и потокосцеплением. Регуляторы этих переменных состояний АД могут быть выполнены в различных видах: на основе нейронных сетей, нечеткой логики, прогнозирующих регуляторов [4-6].

Метод нейро-нечеткого регулирования требует большого объема экспериментальных данных для обучения нейронных сетей. Дискретные прогнозирующие регуляторы, построенные по принципу вычисления в следующем расчетном периоде вектора управляющего напряжения, соответствующего требуемым приращениям момента и потокосцепления статора, обладают высокой вычислительной интенсивностью. Большой практический интерес представляют системы с линейными регуляторами в связи с их простотой выполнения, хорошо развитой методикой проектирования.

В данной работе предложена методика синтеза систем ПУМ с применением простых типов линейных регуляторов потокосцепления статора и электромагнитного момента АД. Суть методики заключается в установлении динамической связи между потокосцеплением статора с одной, а моментом – с другой составляющей вектора управляющего напряжения. Это позволяет отдельно регулировать момент и магнитный поток, что обеспечивает высокую динамику системы управления координатами ЭП в целом.

Уравнение динамики момента АД

Процессы энергопреобразования в трехфазном АД, при общепринятых допущениях, можно описать системой уравнений [7]:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + p \Psi_s + j \omega_k \Psi_s; \\ \mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r + p \Psi_r + j \omega_s \Psi_r; \\ \Psi_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r; \Psi_r = L_r \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_s; \\ M = 1,5 z_p \operatorname{Im} \{ \mathbf{i}_s \Psi_s^* \}, \end{cases} \quad (1)$$

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

R, L – активное сопротивление и индуктивность; индексы «s, r, m» соответствуют величинам статора, ротора и контура намагничивания;

ω_k – угловая частота вращения ортогональной системы координат;

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

z_p – число пар полюсов; $\omega_s = \omega_k - \omega_r$ – угловая частота скольжения;

M – электромагнитный момент;

p – оператор дифференцирования.

Здесь и далее жирными шрифтами обозначают векторные величины.

Исключая переменную Ψ_r в системе уравнений (1), можем ее преобразовать к виду:

$$\begin{cases} p\mathbf{i}_s = -\left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} + j\omega_s\right)\mathbf{i}_s + \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right)\frac{\Psi_s}{L_\sigma} + \frac{\mathbf{u}_s}{L_\sigma}; \\ p\Psi_s = -R_s\mathbf{i}_s - j\omega_k\Psi_s + \mathbf{u}_s; \\ M = \frac{3}{2}z_p \operatorname{Im}\{\mathbf{i}_s\Psi_s^*\}, \end{cases} \quad (2)$$

где: $T_r = L_r / R_r$ – электромагнитная постоянная времени роторной цепи;

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

$\tau_r = \sigma T_r$, $\tau_s = L_\sigma / R_s$ – переходные электромагнитные постоянные времени цепей ротора и статора; $L_\sigma = \sigma L_s$.

При разложении (2) на соответствующие оси системы координат (D, Q), ориентированной по вектору потокосцепления статора ($\Psi_{sD} = \Psi_s$, $\Psi_{sQ} = 0$), имеем:

$$\begin{cases} p\mathbf{i}_{sD} = -\mathbf{i}_{sD} / T_0 + \omega_s \mathbf{i}_{sQ} + \Psi_s / (L_\sigma T_r) + \mathbf{u}_{sD} / L_\sigma; \\ p\mathbf{i}_{sQ} = -\omega_s \mathbf{i}_{sD} - \mathbf{i}_{sQ} / T_0 - \omega_r \Psi_s / L_\sigma + \mathbf{u}_{sQ} / L_\sigma; \\ p\Psi_s = -R_s \mathbf{i}_{sD} + \mathbf{u}_{sD}; \\ 0 = -R_s \mathbf{i}_{sQ} - \omega_k \Psi_s + \mathbf{u}_{sQ}; \\ M = 1,5z_p \Psi_s \mathbf{i}_{sQ}, \end{cases} \quad (3)$$

здесь нижними индексами «D, Q» обозначены проекции векторов напряжения, тока, потокосцепления статора на соответствующие оси системы координат (D, Q);

Ψ_s – модуль вектора Ψ_s ; $T_0 = (1/\tau_s + 1/\tau_r)^{-1}$.

Продифференцировав уравнение момента в (3), можем получить новую систему дифференциальных уравнений, описывающих динамику изменения потокосцепления статора и электромагнитного момента от воздействия управляющего напряжения:

$$p\Psi_s = -R_s \mathbf{i}_{sD} + \mathbf{u}_{sD}; \quad (4)$$

$$(T_0 p + 1)M = k_M \Psi_s \mathbf{u}_{sQ} + W, \quad (5)$$

где: $k_M = 1,5z_p T_0 / L_\sigma$;

$$W = -z_p T_0 Q + k_M \omega_r \Psi_s (L_\sigma \mathbf{i}_{sD} - \Psi_s); \quad (6)$$

Q – потребляемая АД реактивная мощность:

$$Q = 1,5(\mathbf{u}_{sQ} \mathbf{i}_{sD} - \mathbf{u}_{sD} \mathbf{i}_{sQ}) = 1,5(\omega_k \Psi_s \mathbf{i}_{sD} - \mathbf{i}_{sQ} p\Psi_s). \quad (7)$$

Выведенные уравнения (4), (5) позволяют построить систему прямого управления моментом АД со структурной схемой контуров регулирования потокосцепления статора и момента, представленной на рисунке 1. ПЧ характеризуется единичным коэффициентом передачи по напряжению и чистым запаздыванием на время T_μ , равное периоду ШИМ.

Для обеспечения независимого управления потокосцеплением статора и электромагнитным моментом необходимо компенсировать перекрестную связь между контурами регулирования момента и потокосцепления статора, выражаемую слагаемым W , присутствующим в (5). По (6), (7) можно определить величину W на основании информации, необходимых для управления АД: измеренных значений токов, напряжений, электрической угловой частоты вращения ротора и оценки потокосцепления статора.

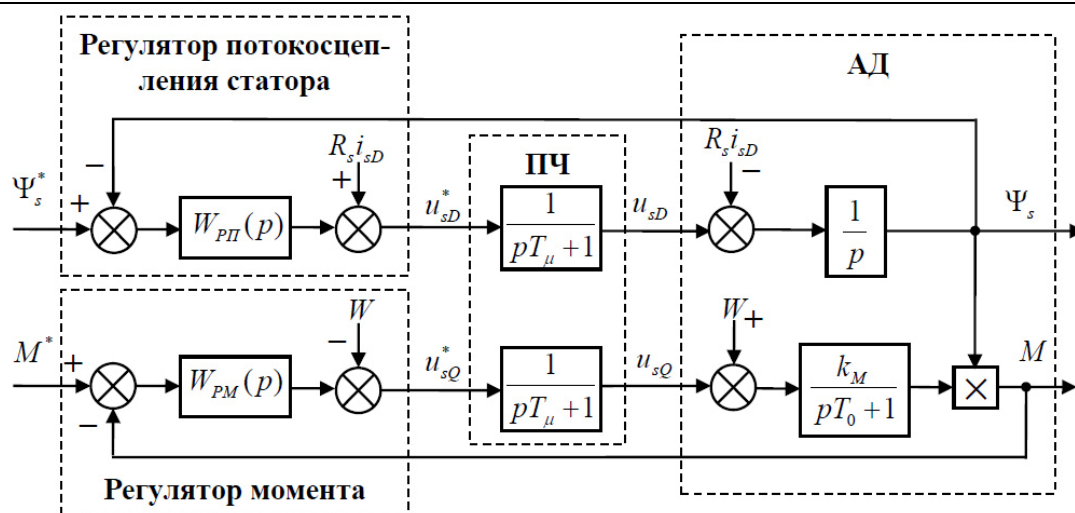


Рисунок 1 – Структурная схема замкнутых контуров регулирования потокосцепления статора и электромагнитного момента АД

Передаточные функции объекта (АД-ПЧ) по контурам момента и потокосцепления статора, имеют вид:

$$W_{\Psi_s}(p) = \frac{\Psi_s(p)}{u_{sD}^*(p)} = \frac{1}{p(T_\mu p + 1)}; \quad W_M(p) = \frac{M(p)}{u_{sQ}^*(p)} = \frac{k_M \Psi_s}{(T_0 p + 1)(T_\mu p + 1)},$$

здесь верхним индексом «звездочка» обозначены задающие величины для СУ.

При стандартной настройке регуляторов по техническому оптимуму регулятор потокосцепления статора представляет собой регулятор пропорционального (П) типа, а регулятор момента – пропорционально-интегрального (ПИ) с передаточными функциями:

$$W_{PI}(p) = 1/(2T_\mu); \quad W_{PM}(p) = K_I(T_0 + 1/p), \quad (8)$$

где: $K_I = (2k_M \Psi_s T_\mu)^{-1}$; $T_\mu^{-1} = f_{ШИМ}$ – частота модуляции.

Имитационное моделирование работы тягового асинхронного электропривода

С целью доказательства работоспособности предложенной системы ПУМ проведено в среде Matlab – Simulink моделирование системы тягового ЭП, включающей 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.м². 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 ШИМ.

На рисунке 2 приведен фрагмент модели асинхронного ЭП с ПУМ, в которой входят основные функциональные узлы СУ: регуляторы момента, потокосцепления статора; блок преобразования координат «DQ-abc» (abc – трехфазная неподвижная система координат, связанная со статором); блок дискретной синусоидальной ШИМ (Discrete PWM Generator), формирующий импульсы управления АИН.

В «блоке вычислений» на основании измеренных значений тока (I_{abc}), напряжений статора (U_{abc}), скорости вращения ротора АД (N) проводится вычисление коэффициентов регуляторов (K_P , K_I) по (8), компенсирующей составляющей W по (6). В данном блоке также выполняется вычисление модуля (Φ_s) и углового положения (θ_{Ψ_s} – Theta) вектора Ψ_s и момента согласно выражениям [7]:

$$p\Psi_{s\alpha} = -R_s i_{s\alpha} + u_{s\alpha}; \quad p\Psi_{s\beta} = -R_s i_{s\beta} + u_{s\beta}; \quad \Psi_s = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2}; \quad \theta_{\Psi_s} = \arctg(\Psi_{s\beta} / \Psi_{s\alpha});$$

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

где нижними индексами « α, β » обозначают переменные в ортогональной неподвижной системе координат, связанной со статором.

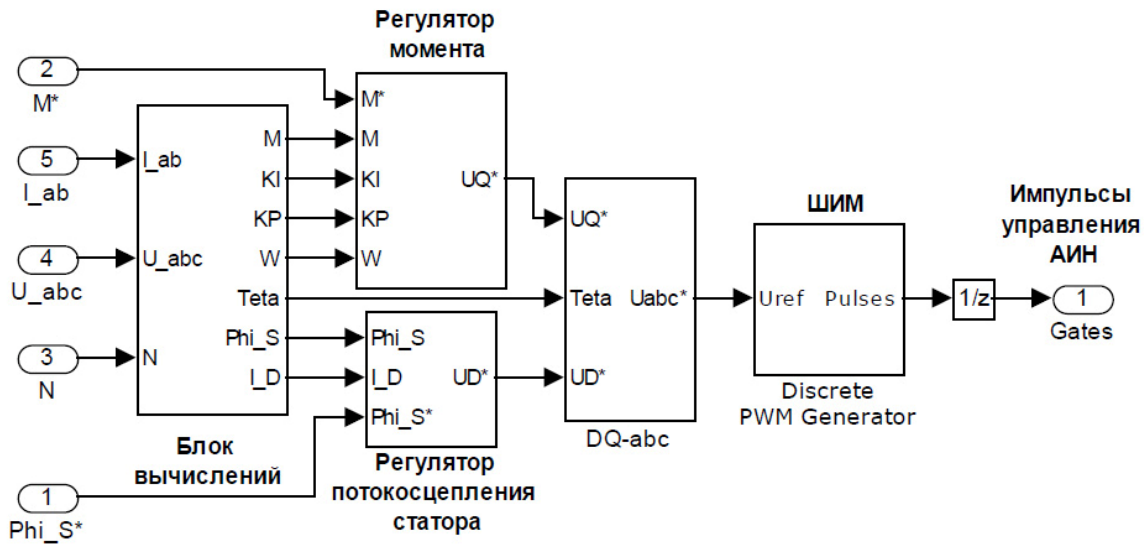


Рисунок 2 – Фрагмент модели асинхронного электропривода с ПУМ

На рисунке 3 представлены полученные результаты моделирования работы асинхронного ЭП с ПУМ: временные диаграммы электромагнитного момента M , скорости N , тока статора (i_{sa}) 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.

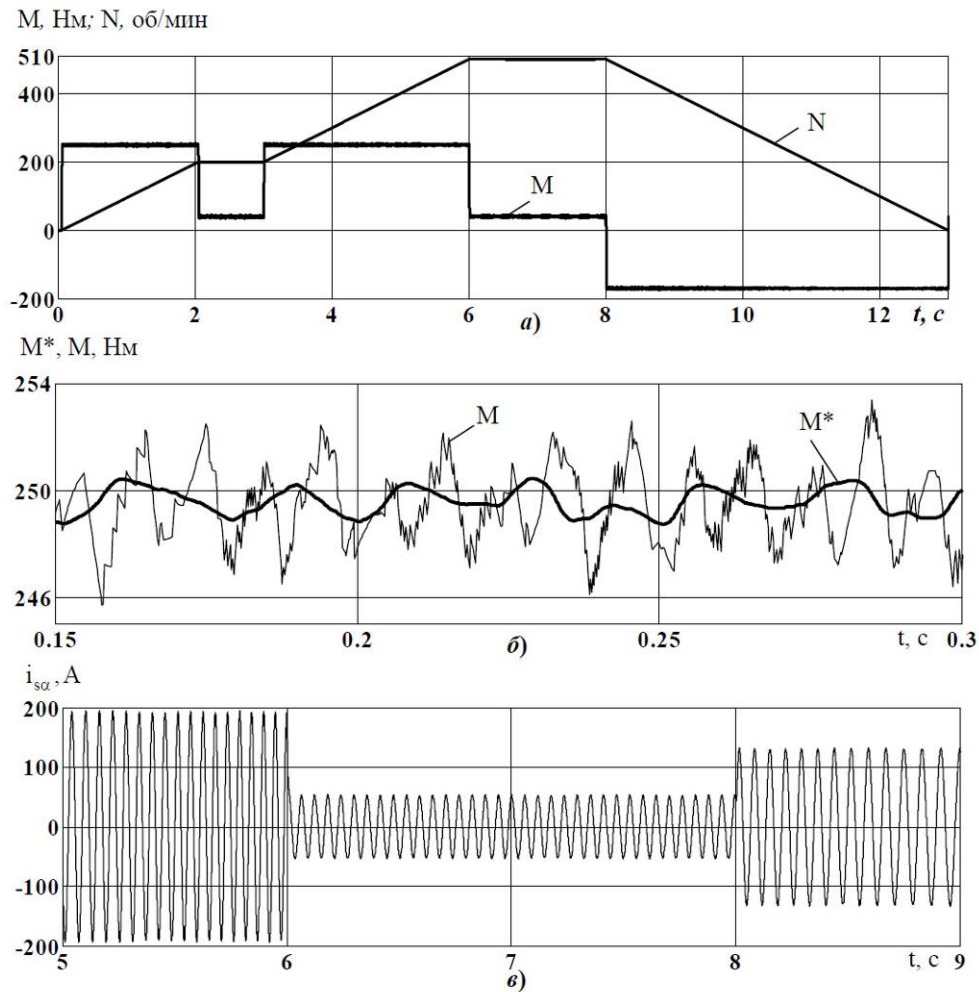


Рисунок 3 – Результаты моделирования работы асинхронного тягового ЭП с ПУМ: временные диаграммы а) момента и скорости вращения ротора; б) текущих (M) и заданных (M^*) значений момента; в) ток фазы статора при разгоне, установившемся движении и торможении электропривода

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

На основании установленной динамической связи между электромагнитным моментом, потокосцеплением и управляющим напряжением синтезирована система ПУМ АД с раздельным управлением моментом и потокосцеплением статора при применении линейных регуляторов П, ПИ типов. Это позволяет при проектировании ЭП использовать стандартные методы настройки регуляторов (по техническому оптимуму, симметричному оптимуму), что дает возможность сократить время синтеза, отладки СУ ЭП.

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.

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. 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.
3. 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.
4. 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.
5. 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.
6. H. Miranda, P. Cortes, J.I. Yuz, J. Rodriguez. Predictive torque control of induction machines based on state space models // IEEE Trans. Ind. Electronics, No. 6, 2009, pp. 1916-1924.
7. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. –М. Изд. центр «Академия», 2007. –272с.

Режимометрирование нагруженности трансмиссии легкового автомобиля при движении в городских условиях с использованием ЭСУД

к.т.н. доц. Прокопьев М.В., к.т.н. Петунин В.П., Куевда А.В., Турапин М.К., Маслов С.Н.
Волжский Автомобильный Завод, Тольяттинский Государственный Университет

Аннотация. Для повышения точности расчетов узлов и деталей трансмиссии автомобиля необходимо знать нагрузочные режимы работы трансмиссии автомобиля в процессе его эксплуатации. В статье предлагается способ режимометрирования трансмиссии с использованием информации, получаемой с контроллера управления двигателем.

Ключевые слова: режимометрирование трансмиссии, нагрузочные режимы, плотность распределения крутящего момента, время работы на передачах, средняя скорость автомобиля, количество выключений сцепления.

Современные методы расчетов узлов и деталей автомобиля на прочность, жесткость, долговечность имеют отработанную теоретическую основу, мощный математический аппарат, возможность применения разнообразных программных средств. При этом постоянно идет процесс совершенствования и уточнения расчетных методов. Однако результаты проводимых расчетов во многом зависят от достоверности исходных данных, которые определяют нагрузочные режимы работы узлов, деталей и всего автомобиля в целом.

В представляемой работе показан один из способов формирования исходных экспериментальных данных для проведения расчетов трансмиссии. Данный способ заключается в