

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИНДУКЦИОННОЙ МАШИНЫ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

*Смолин В.И., Новиков С.А., Смирнов А.Ю., Становов С.И.
Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск*

Ключевые слова: индукционная машина, энергетическая модель, тяговый электропривод.

Аннотация. Рассмотрена технология преобразования трёхфазной схемы замещения асинхронной машины в энергетическую модель с учётом магнитных и механических потерь мощности во второй зоне регулирования тягового электропривода.

Введение

Нагрузочные режимы электрических машин транспортных средств существенно отличаются от режимов работы исполнительных устройств общепромышленного назначения [1-3]. Скоростной диапазон второй зоны регулирования в 4...5 раз превышает диапазон первой зоны (рис. 1).

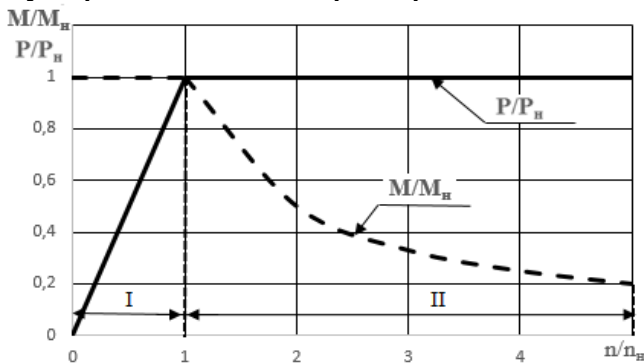


Рис. 1. Типовые режимы и характеристики тяговых электрических машин: I и II – первая и вторая зоны регулирования

магнитных и механических потерь мощности, уменьшением КПД, ухудшением качества управления тяговым моментом электропривода. В этой связи возникает потребность в разработке математических моделей и алгоритмов управления ИМ с учётом перечисленных ранее факторов.

Преобразование трёхфазной схемы замещения в энергетическую модель

Векторное управление, основанное на упрощённых линейных моделях индукционной машины, не позволяет достаточно эффективно учесть перечисленные ранее факторы [4-6]. Поставленная задача решается энергетическим методом, основанном на теории обобщённого энергетического потока трёхфазных электромеханических преобразователей [7,8].

Трёхфазная схема замещения электромагнитной системы ИМ приведена на рис. 2 [9]. Сопротивление R_M ветвей намагничивания позволяет моделировать сумму магнитных потерь мощности статора и механических потерь ротора, обусловленных трением и вентиляцией. Нелинейный характер кривой намагничивания учитывается индуктивностями L_M . Нагрузочные и скоростные режимы ИМ моделируются скольжением ротора $S = (\omega_o - \omega)/\omega_o$ и синхронной частотой ω_o .

Механическую редукцию между колесом и приводом заменяют электрической редукцией путём увеличения числа пар полюсов индукционной машины (ИМ) до $P=6...10$ [3]. Перечисленные факторы приводят к повышению частоты трёхфазного напряжения до $f_o = 600...800$ Гц.

Высокочастотные режимы электромагнитных систем ИМ сопровождаются возрастанием

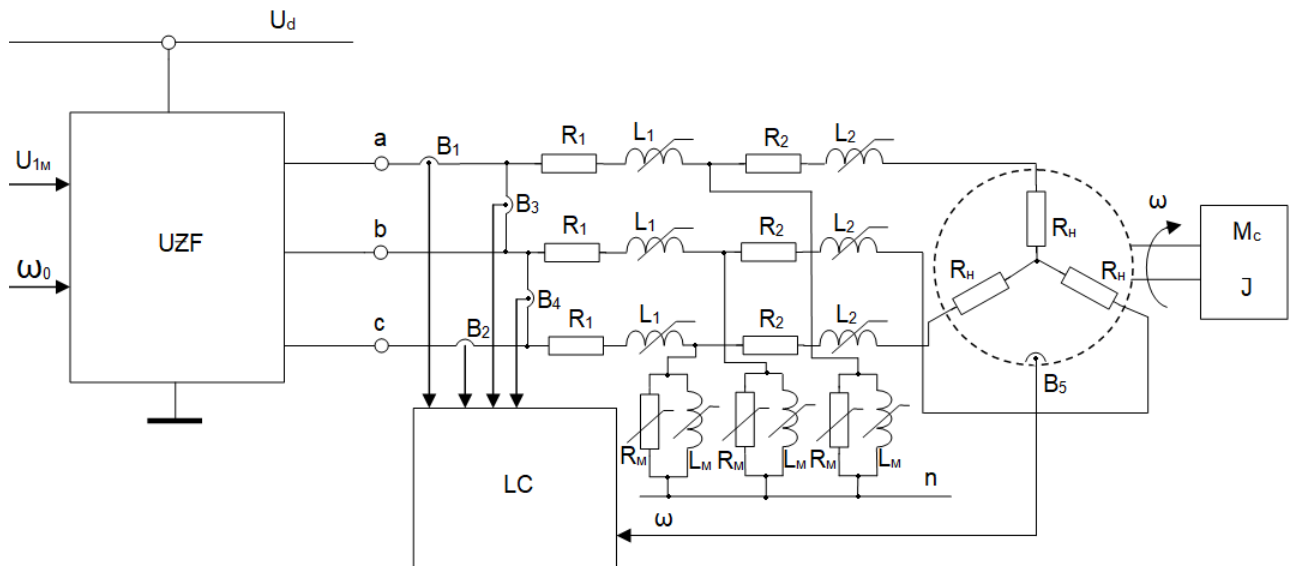


Рис. 2. Трёхфазная электромагнитная система ИМ и измерительный наблюдатель её состояния: UZF – инвертор напряжения; LC – контроллер нагрузки; B1...B4 – датчики линейных токов и напряжений; B5 – датчик угловой скорости; индексы приведения параметров ротора к статору опущены

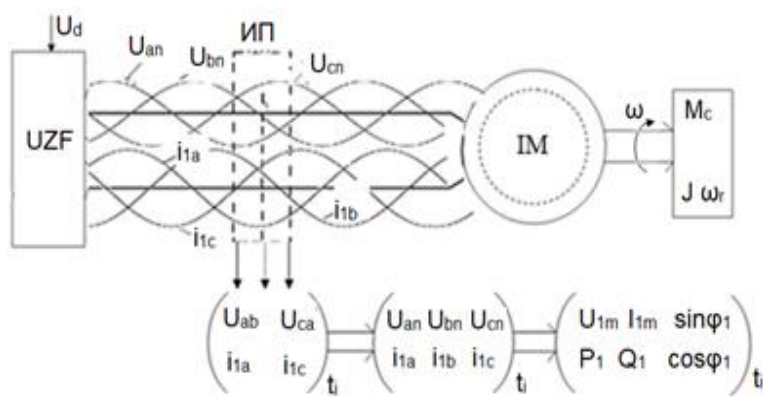


Рис. 3. Обработка мгновенной информации по технологии обобщенного энергетического потока: ИП – блок измерительных преобразователей датчиков B1...B4

Обратимся к информационно-измерительной системе тягового электропривода (рис. 2). Информационное обеспечение базируется на свойстве трёхфазных симметричных цепей, позволяющем определять параметры U_{1m} , I_{1m} , P_1 , Q_1 , $\cos\varphi_1$, $\sin\varphi_1$ мгновенного состояния по данным единичного измерения токов и напряжений датчиками $B_1 \dots B_4$ (рис. 3).

Данное свойство относится к первым гармоникам токов и напряжений инвертора. Вопросы аналого-цифровой фильтрации первичной информации и оценки вносимых задержек рассмотрены в [10]. Массив линейных токов и напряжений преобразуется в контроллере нагрузки в массив фазных величин:

$$i_{1b} = -(i_{1a} + i_{1c}), u_{bc} = -(u_{ab} + u_{ca}),$$

$$u_{an} = \frac{(u_{bc} + 2u_{ab})}{3}, u_{bn} = \frac{(u_{ca} + 2u_{bc})}{3}, u_{cn} = \frac{(u_{ab} + 2u_{ca})}{3}.$$

Индекс « t » момента измерения опущен. Далее вычисляют обобщённые величины: ток I_1 , напряжение U_1 и активную мощность P_1 :

$$I_1^2 = i_{1a}^2 + i_{1b}^2 + i_{1c}^2, U_1^2 = u_{an}^2 + u_{bn}^2 + u_{cn}^2, P_1 = u_{an}i_{1a} + u_{bn}i_{1b} + u_{cn}i_{1c}.$$

Обобщенные переменные позволяют определить искомые параметры состояния трёхфазной цепи ИМ:

$$U_{1m}^2 = 2U_1^2/3, I_{1m}^2 = 2I_1^2/3, \cos\varphi_1 = P_1/(U_1I_1), \quad (1)$$

$$\sin\varphi_1 = \frac{\sqrt{3}(\delta u_a \cos\varphi_1 - \delta i_a)}{2(\delta u_b + 0,5\delta u_a)}, \quad Q_1 = U_1 I_1 \cos\varphi_1,$$

где $\delta u_a = u_{an}/U_{1m}$, $\delta u_b = u_{bn}/U_{1m}$, $\delta i_{1a} = i_{1a}/I_{1m}$ – относительные величины фазных токов и напряжений в момент измерения t_i . Алгоритм вычисления $\sin \varphi_1$ учитывает знак фазового угла и справедлив для прямой последовательности чередования фаз, угол φ_1 не должен превышать 90° .

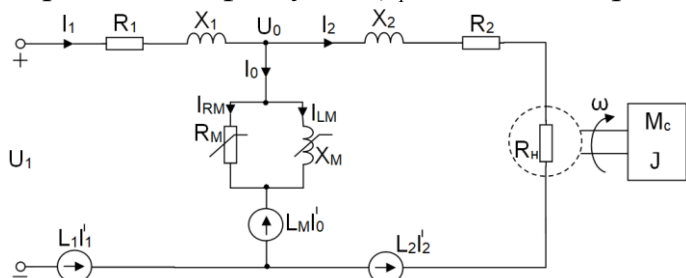


Рис. 4. Аналого-векторная модель ИМ: $R_H = R_2((1-S)/S)$, штрихом отмечены производные токов

Технология вычисления обобщённых величин распространяется далее на электромагнитную систему ИМ, что позволяет свернуть трёхфазную схему замещения в аналого-векторную модель (рис. 4). Обобщённые токи ветви намагничивания и ротора вычисляют аналогично току I_1 :

$I_o^2 = i_{oa}^2 + i_{ob}^2 + i_{oc}^2$, $I_2^2 = i_{2a}^2 + i_{2b}^2 + i_{2c}^2$. Обобщённые токи и напряжения являются аналоговыми в том смысле, что они не содержат гармонических компонент. Но их взаимосвязь остаётся в модели (рис. 4) векторной.

Энергетическая инвариантность модели достигается учётом влияния энергии намагничивания ИМ:

$$\begin{aligned} W_{L1} &= 0,5L_1(i_{1a}^2 + i_{1b}^2 + i_{1c}^2) = 0,5L_1I_1^2; \\ W_{L2} &= 0,5L_2(i_{2a}^2 + i_{2b}^2 + i_{2c}^2) = 0,5L_2I_2^2; \\ W_{L_o} &= 0,5L_M(i_{oa}^2 + i_{ob}^2 + i_{oc}^2) = 0,5L_MI_o^2; \end{aligned} \quad (2)$$

В установившихся режимах энергия полей рассеивания и основного магнитного потока постоянна. В динамических режимах энергия намагничивания развивает активную мощность

$$\sum P_{Li} = L_M I_o I_o' + L_1 I_1 I_1' + L_2 I_2 I_2'.$$

Влияние энергии намагничивания учтено в модели соответствующими ЭДС. Индуктивные элементы участвуют в электромагнитных процессах дважды: как источник динамически активной мощности $\sum P_{Li}$ и как источник реактивной мощности $Q_1 = I_1^2 x_1 + I_2^2 x_2 + I_M^2 x_M$. Резистивные элементы модели позволяют вычислить суммарную активную мощность

$$P_1 = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 + I_{RM}^2 R_{RM} + I_2^2 R_H + \sum \Delta P_{Li};$$

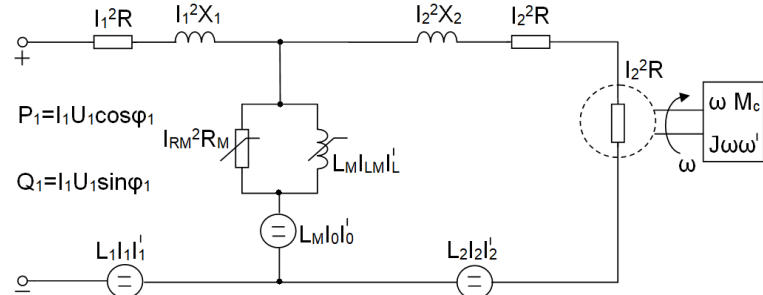


Рис. 5. Энергетическая (скалярно – фазовая) модель ИМ

Конечной целью инвариантных преобразований является энергетическая модель (рис. 5). Схемной модели, полученной путём суммирования мгновенной мощности отдельных фаз в единой энергетический поток,

соответствует математическая модель в виде уравнений баланса активной и реактивной мощности электромагнитной системы и нагрузки:

$$\begin{bmatrix} U_1 I_1 \cos \varphi_1 - I_1^2 R_1 - \sum P_{Li} \\ U_1 I_1 \sin \varphi_1 - I_1^2 x_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_M \cos^2 \varphi_o & R_2/S \\ x_M \sin^2 \varphi_o & x_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_o^2 \\ I_2^2 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$M_e \omega = \frac{I_2^2 R_2 (1-s)}{s} = \omega \left(M_c + J \frac{d\omega}{dt} \right), \quad (4)$$

где M_e – электромагнитный момент, M_c и J – статический момент инерции ротора и нагрузки, $\cos \varphi_o = g_M / G_M$, $\sin \varphi_o = b_M / G_M$, $G_M = \sqrt{g_M^2 + b_M^2}$, ($g_M = 1/R_M$, $b_M = 1/X_M$).

Математическая модель и её схемный аналог имеют чисто скалярный характер. Векторные свойства трёхфазной электромагнитной системы учитываются фазовыми соотношениями. Данные каталога электрической машины и рассмотренное ранее информационное обеспечение позволяет адаптировать энергетическую модель к реальным процессам, происходящим в ИМ и электроприводе.

Алгоритмы учёта магнитно-механических потерь

Магнитные потери на гистерезис увеличиваются в зоне магнитной цепи пропорционально $\delta U_1^{(1,3...2)}$, где $\delta U_1 = U_1 / U_{1н}$. Потери мощности на вихревые токи зависят от скоростного режима работы и увеличиваются пропорционально $\delta \omega_o^{(1,5...2)}$, где $\delta \omega_o = \omega_o / \omega_{он}$. Механические потери, обусловленные трением и вентиляцией, увеличиваются пропорционально $\delta \omega_o^2$. Перечисленные факторы позволяют аппроксимировать магнитно-механические потери $\delta P_M = \Delta P_M / \Delta P_{МН}$ квадратичной функцией трёх переменных

$$\delta P_M = \frac{\delta U_o^2}{\delta R_M} = K_1 \left(\delta U_o^2 + \frac{1 - K_1}{K_1} \delta \omega_o^2 \right),$$

где $\delta R_M = R_M / R_{МН}$, δU_o – относительная величина напряжения U_o ветви намагничивания (рис. 4), $K_1 = 0,89 \dots 0,94$ — адаптивный коэффициент, позволяющий уточнить алгоритм вычислений, если известно КПД индукционной машины в номинальном ($\omega_{он}$) и предельном ($\omega_{он max}$) скоростных режимах. Тяговые ИМ работают во второй зоне (рис 1.) при напряжении U_1 , близкому к номинальному $U_{1н}$. В этих режимах $\delta U_o \cong \delta U_1 = U_1 / U_{1н}$. Заменяв в (8) δU_o на δU_1 , получаем следующий алгоритм расчёта сопротивления потерь:

$$\delta R_M = K_1 \left(1 + \frac{1 - K_1}{K_1} \frac{\delta \omega_o^2}{\delta U_1^2} \right).$$

На рис. 6 приведены результаты моделирования характеристик индукционной машины во второй зоне регулирования, по критерию $U_1 = U_{1н} \cong const$. Расчет магнитно-механических потерь выполнен в предположении, что КПД ИМ уменьшается в режиме максимальной скорости на 4%. Исходные данные для моделирования сведены в таблицу 1.

Табл. 1. Исходные данные ИМ

P_2 , кВт	$U_{1\phi}$, В	I_1 , А	I_2 , А	I_0 , А	η_n	$\cos\varphi_{1n}$	M_n , Н·м	S_n , %
87	380	145	140	38	0,94	0,91	281	1,4
L_1 , мГн	L_2 , мГн	L_0 , мГн	R_1 , Ом	R_2 , Ом	R_0 , Ом	P	λ	m
1,023	1,667	52	0,056	0,063	1,81	1	2,5	3

P – количество пар полюсов, λ – перегрузочная способность ИМ, m – количество питающих фаз

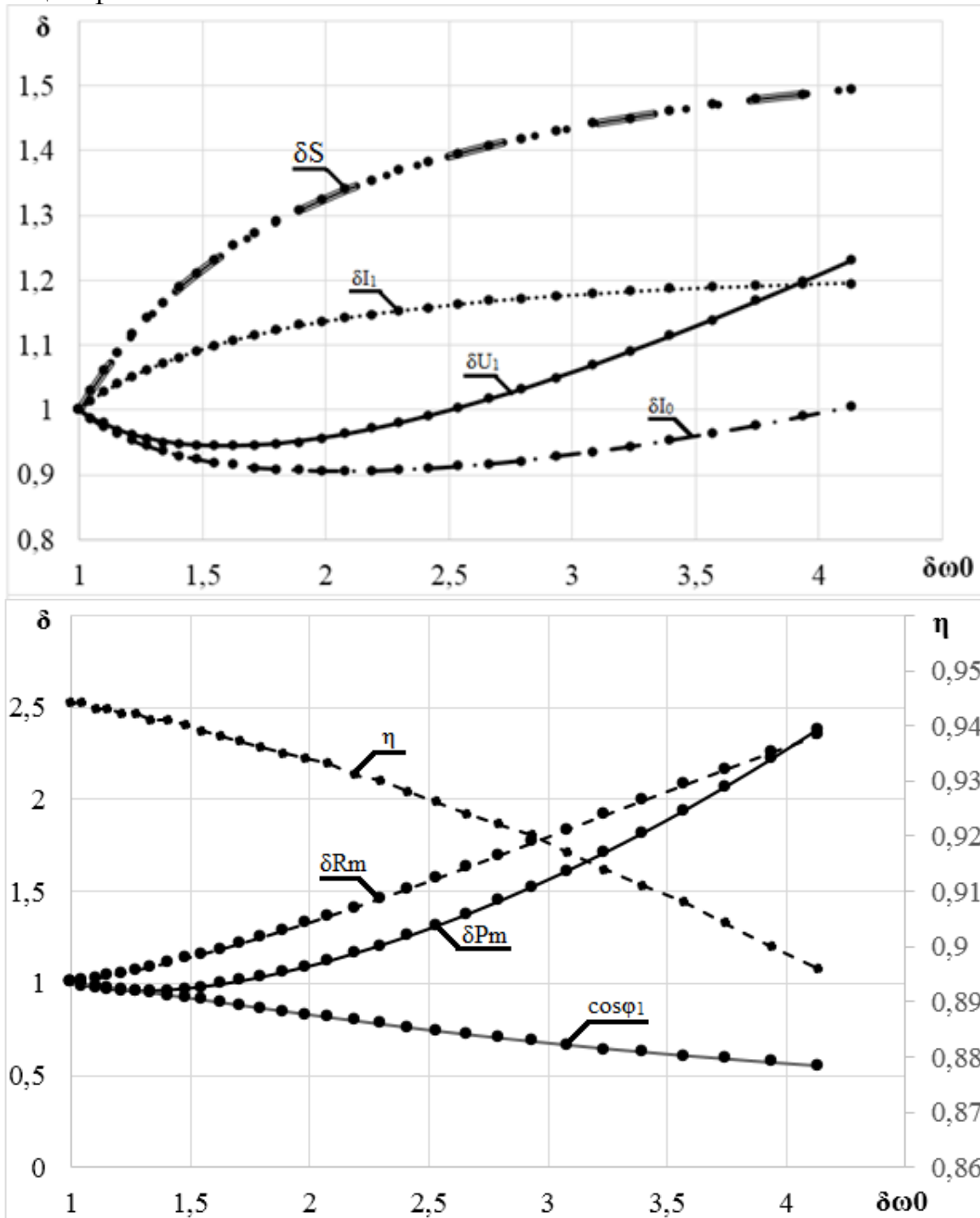


Рис. 6. Характеристики ИМ во второй зоне регулирования:
 $\delta S = S/S_n$; $\delta I_1 = I_1/I_{1n}$; $\delta I_0 = I_0/I_{0n}$; $\delta(\cos\varphi_1) = \cos\varphi_1/\cos\varphi_{1n}$

Список литературы

1. Borg Warner Inc., <https://www.borgwarner.com/en/home> , accessed Oct. 2017.
2. Remy Power Products, <https://www.remyinc.com/> , accessed Oct. 2017.
3. Кобелев А.С., Макаров Л.Н. Два концепта проектирования тягового асинхронного двигателя для электромобиля // Труды IX Международной (XX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2016 Пермь, 2016.
4. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В. И. Ленина», 2008. – 298с.
5. Vas P. Sensorless vector and direct torque control. – Oxford New York Tokyo, Oxford University, 1998. –729 p.
6. Макаров В.Г. Актуальные проблемы асинхронного электропривода и методы их решения // Вестник Казанского технологического университета. – 2011. - №6. – С. 79 – 93.
7. Смолин В.И., Топольская И.Г. Теория обобщенного энергопотока трехфазных электромеханических преобразователей в задачах управления электроприводом // Труды VIII международной (XIX всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014. Саранск, 2014.
8. Smolin V.I. Amplitude control of the moment of a three-phase asynchronous drive based on generalized energy-flow principles / V.I. Smolin, I.G. Topol'skaya // Russian Electrical Engineering. – 2014. – Vol. 85, №4. – P. 205-209.
9. Смолин В.И. Амплитудное управление моментом трехфазного асинхронного двигателя на основе принципов обобщенного энергопотока / В.И. Смолин, И.Г. Топольская // Электротехника. – 2014. – № 4. – С. 23-27.
10. Smolin, V. I., Topolskaya, I. G., Volovich, G. I. (2016). The energy method for monitoring the instantaneous state and the formation of a synchronous motor control variables // Paper presented at the 2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2016 - Proceedings, doi:10.1109/ICIEAM.2016.7911509

Сведения об авторах:

Смолин Виктор Иванович – к.т.н., доцент кафедры ТОЭ, ЮУрГУ, г.Челябинск;
Новиков Сергей Андреевич – студент, ЮУрГУ, г.Челябинск;
Смирнов Алексей Юрьевич – студент, ЮУрГУ, г.Челябинск;
Становов Станислав Игоревич – студент, ЮУрГУ, г.Челябинск.

ENERGY MODEL OF THE INDUCTION MACHINE OF THE TRACTION ELECTRIC MOTOR

Smolin V.I., Novikov S.A., Smirnov A.Yu., Stanovov S.I.

Keywords: induction machine, energy model, traction electric motor.

Abstract. The technology of converting a three-phase equivalent circuit of an asynchronous machine into an energy model is considered in the article, taking into account the magnetic and mechanical power losses in the second control zone of the traction electric motor.

References

1. Borg Warner Inc., <https://www.borgwarner.com/en/home> , accessed Oct. 2017.
2. Remy Power Products, <https://www.remyinc.com/> , accessed Oct. 2017.
3. Kobelev A.S., Makarov L.N. Two design concepts for a traction asynchronous motor for an electric vehicle // Proceedings of the IX International (XX All-Russian) conference on the automated electric drive AEP-2016 Perm, October 3–7, 2016.
4. Vinogradov A.V. Vector control of AC drives. - Ivanovo: State Educational Institution of Higher Professional Education “Ivanovo State Energy University named after V. I. Lenin”, 2008. – 298p.

5. Vas P. Sensorless vector and direct torque control. – Oxford New York Tokyo, Oxford University, 1998. –729 p.
6. Makarov V.G. Actual problems of asynchronous electric drives and methods for their solution // Ambassador of Kazan Technological University. - 2011. - №6. – P. 79 –93.
7. Smolin V.I., Topolskaya I.G. The Theory of Generalized Energy Flow of Three-Phase Electromechanical Converters in Problems of Electric Drive Control // Proceedings of the VIII international (XIX All-Russian) conference on automated electric drive AEP-2014. Saransk, October 07-09, 2014.
8. Smolin V.I. Amplitude control of the moment of a three-phase asynchronous drive based on generalized energy-flow principles / V.I. Smolin, I.G. Topol'skaya // Russian Electrical Engineering. – 2014. – Vol. 85, №4. – P. 205-209.
9. Smolin V.I. Amplitude control of the moment of a three-phase asynchronous drive based on generalized energy-flow principles / V.I. Smolin, I.G. Topolskaya // Elektrotehnika - 2014. № 4. - P. 23-27.
10. Smolin, V. I., Topolskaya, I. G., Volovich, G. I. (2016). The energy method for monitoring the instantaneous state and the formation of a synchronous motor control variables // Paper presented at the 2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2016 - Proceedings, doi:10.1109/ICIEAM.2016.7911509