

УДК 62-83:621.313.3

УЧЕТ ПОТЕРЬ И НАСЫЩЕНИЯ СТАЛИ ПРИ ОПТИМАЛЬНОМ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ ТЯГОВЫМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

А.Б. ВИНОГРАДОВ, Н.Е. ГНЕЗДОВ, Н.А. ГЛЕБОВ, С.В. ЖУРАВЛЕВ
ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», Иваново, Россия
E-mail: vector@drive.ispu.ru

Авторское резюме

Состояние вопроса: Вопросы оптимального по потерям векторного управления асинхронным электроприводом, учитывающего потери в стали и насыщение двигателя, в настоящее время изучены недостаточно.

Материалы и методы: Оптимально-векторное управление реализовано на основе метода упрощенного учета потерь в стали с помощью двух постоянных коэффициентов динамической модели асинхронного двигателя, а также метода идентификации постоянной времени ротора и индуктивности статора в реальном времени с последующим вычислением всех электромагнитных параметров, претерпевающих существенные изменения в процессе работы электропривода.

Результаты: Разработаны структура и методика синтеза оптимальной по потерям векторной системы управления тяговым асинхронным электроприводом. Получены уравнения для векторного управления и идентификации параметров, учитывающие потери в стали. Дан анализ чувствительности векторного управления и идентификации параметров к точности исходной информации.

Выводы: Результаты моделирования, подтвержденные результатами стендовых экспериментов и испытаний на объекте, показали, что при работе привода на больших и средних скоростях с небольшими нагрузками увеличение КПД двигателя относительно критерия минимума тока составило 5–6 %. Показано, что разработанная система оптимального по потерям векторного управления тяговым асинхронным электроприводом позволяет создавать электромеханические трансмиссии транспортных средств с высокими энергетическими, массогабаритными, регулировочными характеристиками, показателями надежности и топливной эффективности.

Ключевые слова: тяговый асинхронный электропривод, векторное управление, оптимизация по потерям, идентификатор параметров.

RECORDKEEPING OF STEEL SATURATION AND LOSS IN OPTIMUM VECTOR CONTROL OF ASYNCHRONOUS TRACTION ELECTRIC DRIVE

A.B. VINOGRADOV, N.E. GNEZDOV, N.A. GLEBOV, S.V. ZHURAVLEV
Ivanovo State Power Engineering University, Ivanovo, Russia
E-mail: vector@drive.ispu.ru

Abstract

Background: Vector control of asynchronous electric drive with consideration of optimum steel losses and engine saturation has been studied insufficiently.

Materials and methods: Optimum-vector control is implemented on the basis of the method of simplified recordkeeping of steel loss by means of two fixed coefficients of IM dynamic model, and also the method of identification of rotor time constant and stator inductance in real time with the subsequent calculation of all electromagnetic parameters undergoing essential modifications in the course of electric drive operation.

Results: The structure and a procedure of synthesis of the optimum-vector control system of the asynchronous traction electric drive are developed. The equations for vector control and the identifications of parameters considering steel loss are derived. The sensitivity analysis data of vector control and parameters identification to precision of input information are presented.

Conclusions: The simulation data confirmed with stand experiments and object trials have displayed, that at drive operation on large and middle speeds of rotation with small loads increase of motor efficiency concerning the current minimum criterion has made 5–6 %. It is displayed that the designed system of optimum-vector control of the IM traction drive allows to create electromechanical transmissions of transport facilities with high energetic, weight-dimensional, adjusting characteristics, indexes of reliability and fuel efficiency.

Key words: asynchronous traction drive, vector control, losses optimization, parameter identifier.

Применение систем векторного управления в асинхронных электроприводах мотор-генераторов и тяговых двигателей транспортных средств с электромеханической трансмиссией и гибридных транспортных средств [1], по сравнению с системами, построенными на основе принципов частотного управления, имеет ряд неоспоримых преимуществ, а именно:

– высокое быстродействие и динамическую точность регулирования тока, момента, напряжения;

– более высокие качественные показатели практически всех основных режимов работы транспортного средства: пуска, разгона, торможения, позиционирования, движения на малой скорости и др.;

– более простое согласование динамики двигателя внутреннего сгорания (ДВС), приводов мотор-генераторов и тяговых двигателей;

– возможность минимизации величины емкости звена постоянного напряжения (ЗПТ);

– более полное использование ресурса силовых ключей инверторов и повышение стабильности и надежности работы привода за счет более эффективного контроля фазных токов и напряжения ЗПТ в динамических режимах, возможности максимално приблизить уровень предельного тока к уровню срабатывания токовой защиты.

Существующие на данный момент времени системы векторного управления тяговым приводом имеют следующие недостатки:

– векторное управление обычно осуществляется без учета потерь в стали, что ограничивает энергетическую эффективность привода;

– минимизация массы и габаритов электрических машин, устанавливаемых на борту транспортного средства, условия эксплуатации тягового привода и характерное для тяговых приводов требование оптимизации режимов его работы по минимуму потерь приводят к довольно широкому диапазону изменения параметров двигателя: индуктивности взаимной индукции L_m , активного сопротивления статора R_s и ротора R_r , постоянной времени ротора T_r . При отсутствии работающих в реальном времени алгоритмов адаптации параметров системы управления к изменениям параметров двигателя регулировочные и энергетические характеристики векторных приводов оказываются довольно чувствительными к этим изменениям.

Моментный контур системы оптимального по КПД векторного управления асинхронным тяговым электроприводом на основе идентификатора параметров реализует следующие функции [1]:

– обработку сигналов датчика тока (измерение, фильтрация, координатное преобразование $(A, B, C) \rightarrow (d, q)$);

– идентификацию параметров двигателя (T_r, L_s);

– перерасчет параметров и коэффициентов системы управления;

– обработку сигналов энкодера (наблюдатель состояния механической части привода);

– расчет роторной цепи (расчет модуля и углового положения вектора Ψ_r);

– обработку сигналов задания момента (ограничение по интенсивности и уровню);

– формирование оптимального задания компонент тока по осям d, q с учетом ограничений по напряжению и току;

– регулирование напряжения;

– регулирование компонент тока с упреждающими и обратными связями;

– формирование задания по напряжению (ограничение, компенсация запаздывания, пре-

образование координат $(d, q) \rightarrow (A, B, C)$; компенсация задержек инвертора).

Задачу оптимального векторного управления электроприводом сформулируем как обеспечение минимума потерь (максимума КПД) в рабочих режимах привода с учетом физических ограничений на его переменные (напряжение, ток, скорость). Полагаем, что скорость и момент определяются требованиями тягового электропривода – тягово-динамическими характеристиками транспортного средства. В пределах выбранной структуры привода при заданных значениях скорости и момента оптимизация энергетических показателей обеспечивается за счет оптимального закона формирования тока намагничивания.

Зависимость оптимального значения I_{dz} является сложной нелинейной функцией как минимум двух переменных. Для упрощения формирования зависимости может аппроксимироваться функциями с линейным и нелинейным входением переменных. В целях упрощения на практике часто применяются более простые законы оптимизации энергетических показателей привода, например закон минимизации тока статора ($I_s = \min$), вытекающий из уравнений Парка, либо, применительно к векторным системам управления, эквивалентный ему закон равенства модулей активной и реактивной составляющих тока статора: $I_{dz} = |I_q|$. В частности, именно по такому закону реализован опциональный режим «энергосбережение» в электроприводах серии ЭПВ [2]. Однако оба этих энергетических закона в ряде режимов работы, актуальных для тягового привода, существенно уступают закону минимума потерь. Этот эффект проявляется, прежде всего, из-за эффекта насыщения магнитного материала и эффекта влияния потерь в стали, которые составляют весомую долю в общих потерях привода (в отдельных режимах до 50 %).

Методика синтеза оптимальной по потерям зависимости $I_{dz}(\omega_r, M)$, полученная в результате проведенных исследований, включает в себя следующие этапы:

– формирование массива оптимальных по КПД рабочих точек привода;

– расчет коэффициентов аппроксимации оптимальной зависимости $I_{dz}(\omega_r, M)$.

Формирование массива оптимальных по потерям рабочих точек привода осуществляется методом эксперимента, выполняемого на стенде с реальным приводом, либо на компьютерной модели. Очевидно, что потенциально более точной является стендовая настройка оптимального закона управления, и, когда сама методика оптимизации уже отработана, предпочтительным является использование именно стендовой настройки (при такой настройке, разумеется, учитываются все эффекты, а не только указанные выше). Моделирование удоб-

но использовать на стадии предварительных исследований, определения эффективных методов аппроксимации оптимальных законов управления, сравнения различных оптимальных законов друг с другом по эффективности. При этом точность модели должна быть протестирована относительно расчетных и экспериментальных данных. Такое тестирование может осуществляться по сопоставлению модельной и стендовой оптимизации. Поле рабочих точек, в которых выполняется оптимизация, должно охватывать рабочие режимы привода.

Оптимизация режима работы привода при стендовой настройке выполняется в замкнутой по оценкам параметров системе векторного управления при независимом задании тока по оси d путем его вариации. В каждой рабочей точке, задаваемой скоростью и моментом, оптимизация выполняется следующим образом:

– в качестве исходного значения тока на магничивания принимается

$$I_{dz} = I_{d\text{ nom}} \sqrt{M / M_{\text{nom}}};$$

– регистрируется мощность на входе инвертора P_{in} (измеряется Ваттметром или рассчитывается по напряжению и току ЗПТ $P_{in} = U_{DC} I_{DC}$) и мощность на валу двигателя как произведение скорости на момент: $P_{out} = \omega_r M$.

– рассчитывается КПД системы «инвертор-двигатель»: $\eta = P_{out} / P_{in}$;

– вариацией значения I_{dz} обеспечивается максимальное значение КПД.

Поиск оптимального значения I_{dz} может выполняться одним из известных методов как в ручном, так и в автоматическом режиме.

Расчет коэффициентов аппроксимации оптимальной зависимости $I_{dz}(\omega_r, M)$ выполняется на основе сформированного массива оптимальных по КПД рабочих точек привода в два этапа. На первом выполняется сортировка точек массива оптимальных режимов, целью которой является повышение точности последующей аппроксимации и снижение порядка исходного массива путем отбора наиболее значимых точек. На втором этапе выполняется собственно расчет коэффициентов аппроксимирующей зависимости. Точность аппроксимации зависит от ряда факторов, среди которых: способ сортировки исходного массива оптимальных точек, вид аппроксимирующей зависимости, вид минимизируемого функционала и метод поиска решения. На основе анализа различных вариантов были получены следующие результаты (имеют рекомендательный характер):

1. Предложены рациональные способы задания аппроксимирующей зависимости $I_{dz}(\omega_r, M)$:

$$I_{dz} = I_{d0}(1 + k_{i_m} \bar{m})(1 + k_{i_w} \bar{\omega}_r); \quad (1)$$

$$I_{dz} = I_{d0}(1 + k_{i_m1} \bar{m} + k_{i_m2} \bar{m}^2) \times (1 + k_{i_w1} \bar{\omega}_r + k_{i_w2} \bar{\omega}_r^2), \quad (2)$$

где $\bar{m} = \frac{|M|}{M_{\text{max}}}$, $\bar{\omega}_r = \frac{|\omega_r|}{\omega_{r\text{max}}}$ – относительные значения момента и скорости; $I_{d0}, k_{i_m}, k_{i_w}, k_{i_m1}, k_{i_m2}, k_{i_w1}, k_{i_w2}$ – коэффициенты аппроксимации.

Точность аппроксимации по (2) превышает точность аппроксимации по (1).

2. Рекомендованы следующие значения скоростей и моментов при формировании массива исходных данных: $\omega_r = 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 0,75; 1 \omega_{r\text{max}}$; $M = 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 0,75; 1 M_{\text{пот}}$.

3. Установлено, что точность аппроксимации возрастает при введении предварительной сортировки массива исходных данных путем исключения из него точек, для которых превышение потерь в режиме $I_{dz} = I_{d\text{ nom}} \sqrt{M / M_{\text{nom}}}$ над минимальными не выходит за пределы определенного порогового значения. Уровень порогового значения приблизительно определяется желаемой точностью аппроксимации.

4. Установлено, что по критерию минимизации среднего значения превышения потерь при аппроксимированной зависимости I_{dz} относительно минимальных потерь двигателя, рассчитанного на заданном поле тестовых режимов, наиболее эффективным оказался вариант минимизации относительного среднеквадратического отклонения для массива исходных данных, предварительно отсортированного по уровню превышения потерь.

Задачу оценки параметров двигателя разобьем на две составляющие. К первой отнесем определение постоянных значений и функциональных зависимостей параметров двигателя, входящих в коэффициенты системы векторного управления в качестве исходных данных для выполнения расчетов неизвестных параметров и переменных, или кратко – определение исходных параметров. Для современных электроприводов оно выполняется путем задания исходных (паспортных или расчетных) данных и последующей их корректировки по результатам процедуры настройки (как правило, автоматической), которая выполняется с помощью определенного набора тестовых режимов на этапе настройки преобразователя на конкретный двигатель. Ко второй составляющей задачи оценки параметров отнесем автоматический перерасчет (идентификацию) параметров двигателя в процессе его работы. Последнее необходимо в том случае, если параметр в процессе работы привода может претерпевать изменения, которые существенным образом сказываются на его качественных показателях. В качестве примера можно привести активное сопротивление ротора, изменяющееся в зависимости от температуры, взаимную индуктивность, изменяющуюся в зависимости от насыщения магнитопровода. Сюда же можно отнести все производные от них параметры и коэффициенты: ин-

дуктивности статора и ротора, постоянную времени ротора.

Заметим, что известные алгоритмы автоматической настройки и адаптации к изменению параметров двигателя, применяемые, например, в приводах серии ЭПВ [2], для тягового привода не подходят по следующим причинам:

– они предназначены преимущественно для использования в преобразователях частоты универсального исполнения, подходящих для управления широким классом объектов и допускающих подключение самых разных двигателей, точные параметры которых зачастую неизвестны, а реализация процедуры их стендового определения недоступна;

– из-за универсализации подхода и отсутствия возможности выполнять стендовую настройку точность процедуры автоматической настройки параметров и диапазон действия алгоритмов адаптации к изменению параметров в процессе работы весьма ограничены;

– в тяговых приводах требования к точности исходной настройки на параметры и к диапазону действия алгоритмов адаптации существенно возрастают из-за расширения диапазона изменения самих параметров и предъявления более жестких требований к энергетическим характеристикам привода.

Применительно к тяговому приводу для расчета параметров, изменение которых в процессе работы существенным образом влияет на качественные характеристики системы, используем следующий подход: параметры будем вычислять по аналитическим выражениям, полученным из статических соотношений между переменными и базовыми параметрами асинхронной машины. При этом в качестве переменных будем использовать только измеряемые в приводе переменные: ток, напряжение, скорость, а в качестве базовых параметров – те параметры, которые либо мало изменяются в процессе работы (близки к константам), либо их изменение слабо влияет на процессы в системе. К таким параметрам можно отнести эквивалентную индуктивность рассеяния на зажимах статора σL_s , которая мало изменяется при невысоких кратностях перегрузки по току, и активное сопротивление статора R_s , температурные изменения которого достаточно слабо влияют на процессы в приводе и на точность определения других параметров. Температурное изменение сопротивления статора легко учитывается при наличии встроенного в обмотку статора датчика температуры либо косвенно, по оценке температурного изменения активного сопротивления ротора.

Наиболее простые аналитические выражения, записанные относительно напряжения и тока статора, частоты скольжения и частоты поля, при исходных параметрах R_s и σL получаются для постоянной времени ротора и индуктивности статора. Получим их для общего

случая, учитывающего потери в стали, с последующим переходом к частному случаю пренебрежения этими потерями. Запишем систему дифференциальных уравнений, соответствующую эквивалентной схеме замещения асинхронного двигателя с учетом потерь в стали (рис. 1) в системе координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_k :

$$\begin{aligned} \vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + d\vec{\Psi}_s/dt + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \\ 0 &= R_r \vec{I}_r + d\vec{\Psi}_r/dt + j(\omega_k - \omega_{re}) \vec{\Psi}_r; \\ \vec{I}_m &= \vec{I}_s + \vec{I}_r - \vec{I}_{st}; \\ \vec{\Psi}_s &= L_{\sigma s} \vec{I}_s + L_m \vec{I}_m = L_s \vec{I}_s + L_m (\vec{I}_r - \vec{I}_{st}); \\ \vec{\Psi}_r &= L_{\sigma r} \vec{I}_r + L_m \vec{I}_m = L_r \vec{I}_r + L_m (\vec{I}_s - \vec{I}_{st}); \\ M &= 3/2 z_p (\vec{I}_r \times \vec{\Psi}_m), \end{aligned} \quad (3)$$

где \vec{U}_s, \vec{I}_s – векторы напряжения и тока статора; \vec{I}_r, \vec{I}_{st} – векторы тока ротора и контура потерь в стали; ω_{re} – электрическая частота вращения ротора; L_s, L_r, L_m – индуктивности статора, ротора, взаимная; $L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$ – индуктивности рассеяния статора и ротора; R_s, R_r, R_{st} – активные сопротивления статора, ротора, эквивалентного контура потерь в стали; Ψ_m – модуль вектора потока сцепления взаимоиндукции; M, M_c – моменты электромагнитный и нагрузочный; z_p – число пар полюсов двигателя.

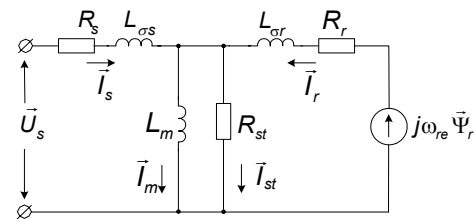


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения асинхронного двигателя с учетом потерь в стали

Записывая эту систему уравнений относительно $\vec{I}_s, \vec{\Psi}_r, \vec{I}_{st}$, получим

$$\begin{aligned} \vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r + \sigma L_s \vec{I}_s + \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} \vec{I}_{st} \right) + \\ &+ j\omega_k \left(\frac{L_m}{L_r} \vec{\Psi}_r + \sigma L_s \vec{I}_s + \frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} \vec{I}_{st} \right); \\ \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} (\vec{\Psi}_r - L_m (\vec{I}_s - \vec{I}_{st})) - j(\omega_k - \omega_{re}) \vec{\Psi}_r; \end{aligned} \quad (4)$$

$$M = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m}{L_r} (\vec{\Psi}_r \times (\vec{I}_s - \vec{I}_{st})).$$

В системе координат (d, q) , ориентированной по вектору потока сцепления ротора, из 2-го и 3-го уравнений системы (4) с учетом того, что $T_r = L_r / R_r$; $\omega_k = \omega_{\psi}$, будем иметь

$$T_r \frac{d\Psi_r}{dt} = -\Psi_r + L_m(I_d - I_{std}); \quad (5)$$

$$\omega_s = \frac{L_m I_q - I_{stq}}{T_r \Psi_r}; \quad (6)$$

$$M = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r (I_q - I_{stq}), \quad (7)$$

где $\omega_s = \omega_{\psi} - \omega_{re}$ – частота скольжения; I_{std}, I_{stq} – компоненты вектора тока эквивалентного контура потерь в стали.

Уравнения (5)–(7) представляют основу построения векторного управления при ориентации по полю ротора с учетом потерь в стали. Их отличия от аналогичных уравнений, не учитывающих потери в стали [2], очевидны.

Для частного случая установившегося режима работы привода выражения (5), (6) записываются в следующем виде:

$$\Psi_r = L_m(I_d - I_{std});$$

$$\omega_s = \frac{1}{T_r} \frac{I_q - I_{stq}}{I_d - I_{std}}.$$

Записывая первые два уравнения системы (4) для установившегося режима работы при $\omega_k = 0$ и исключая из них $\bar{\Psi}_r$, получим

$$\begin{aligned} \bar{U}_s = \bar{I}_s \left(R_s + j\omega\sigma L_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \frac{j\omega}{j\omega_s + R_r/L_r} \right) + \\ + j\omega \bar{I}_{st} \left(\frac{L_{\sigma r} L_m}{L_r} - \frac{L_m^2}{L_r^2} \frac{R_r}{j\omega_s + R_r/L_r} \right). \end{aligned} \quad (8)$$

При пренебрежении потерями в стали ($\bar{I}_{st} = 0$)

$$\bar{U}_s = \bar{I}_s \left(R_s + j\omega\sigma L_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \frac{j\omega}{j\omega_s + R_r/L_r} \right). \quad (9)$$

Выражая из (9) T_r, L_s , с учетом того, что $T_r = L_r / R_r$; $L_m^2 / L_r = L_s - \sigma L_s$, получим

$$T_r = \frac{R_s I_s - U_s \cos \varphi}{\omega_s (\omega \sigma L_s I_s + U_s \sin \varphi)}; \quad (10)$$

$$L_s = \frac{1}{\omega I_s} ((U_s \cos \varphi - R_s I_s) \omega_s T_r - U_s \sin \varphi), \quad (11)$$

где U_s, I_s – модули векторов напряжения и тока статора; φ – угол между векторами напряжения и тока статора.

В общем случае при учете потерь в стали выражения для T_r, L_s , записанные относительно $\bar{U}_s, \bar{I}_s, \bar{I}_{st}, R_s, \sigma L_s, L_{\sigma s}$ на основании (8), получаются довольно громоздкими и в связи с этим не приемлемыми для расчетов в реальном времени. Эти выражения можно существенно упростить при пренебрежении падением напряжения на $L_{\sigma r}$ от \bar{I}_{st} и допущении о сонаправленности векторов \bar{I}_s и $\bar{I}_{s0} = \bar{I}_s - \bar{I}_{st}$. Заметим, что оба эти допущения не являются грубыми, так как $\bar{I}_{st} \ll \bar{I}_s$. В результате преобразований (8) с учетом сделанных дополнительно допущений

получим, что уравнение для T_r остается без изменений, а уравнение для L_s принимает следующий вид:

$$L_s = \frac{1}{\omega I_{s0}} ((U_s \cos \varphi - R_s I_s) \omega_s T_r - U_s \sin \varphi - (I_s - I_{s0}) \omega \sigma L_s), \quad (12)$$

где φ – угол между векторами \bar{U}_s и \bar{I}_{s0} .

Сложность (12) относительно выражения (11) повышается незначительно, при этом погрешность в оценках T_r, L_s от потерь в стали снижается примерно пропорционально соотношению $L_{\sigma r} / L_r$, где L_r – индуктивность ротора.

При использовании выражений (10)–(12) для расчета T_r, L_s нужно учитывать следующие ограничивающие факторы:

1. Эти формулы получены для статических режимов работы привода. В динамических режимах они могут приводить к довольно большим погрешностям, для снижения которых требуется вводить ограничения на их использование в динамических режимах. Дополнительным способом повышения точности оценок параметров является их автономная фильтрация.

2. Точность расчетов снижается по мере приближения к нулю знаменателя выражения (10), а при нулевом значении знаменателя результат расчета не определен. В реальных условиях необходимо ограничение порогового значения модуля знаменателя (10), ниже которого расчеты параметров не выполняются.

3. Точность расчета параметров по формулам (10)–(12) зависит от точности задания исходных параметров $R_s, \sigma L_s$, от точности каналов измерения скорости, напряжения и тока, от режима работы привода. По результатам анализа чувствительности оценок T_r, L_s ко всем этим факторам должны накладываться дополнительные ограничения на диапазон режимов работы привода, допустимых для оценки T_r, L_s .

Если наложение ограничений по первым двум пунктам достаточно просто реализуемо и выполняется в процессе настройки системы векторного управления, то для корректного наложения ограничений по третьему пункту требуется информация о чувствительности оценок параметров к перечисленным в нем факторам и точности каналов измерения привода.

Для учета при векторном управлении электроприводом изменения параметров двигателя, связанного с насыщением магнитной системы основным магнитным потоком, параметры T_r, L_m, L_r уравнений (5)–(7) должны изменяться при изменении потокосцепления. Эти параметры непосредственно рассчитываются из оценок T_r, L_s , полученных при идентификации параметров согласно (10)–(12), и могут дополнительно уточняться по экспериментально полученной зависимости $L_m(\Psi_m)$. Последнее при-

меняется в случае, когда точность экспериментальной зависимости $L_m(\Psi_m)$ превышает точность вычисления L_m через оценку L_s .

Эквивалентное сопротивление потерь в стали R_{st} в общем случае является сложной нелинейной многомерной функцией состояния двигателя. В реальном времени работы электропривода с векторным управлением целесообразно использование приближенного метода учета потерь в стали с помощью введения в динамическую модель двигателя двух постоянных коэффициентов [3]: коэффициента потерь от вихревых токов R_{ec} , Ом, и коэффициента потерь от гистерезиса k_h , Гн. Он предполагает, что суммарные потери от гистерезиса пропорциональны квадрату потокосцепления взаимной индукции и частоте основной гармоники поля, а суммарные потери от вихревых токов пропорциональны квадрату потокосцепления взаимной индукции и квадрату частоты.

Апробация представленных выше теоретических положений была проведена на математических моделях и опытных образцах тягового электропривода колесного трактора «БЕЛАРУС–3023» мощностью 300 л.с., гусеничного трактора «БЕЛАРУС-1502Э» мощностью 160 л.с. с электромеханической трансмиссией переменного-переменного тока, а также в тяговом электроприводе маршрутного городского автобуса ЛиАЗ-5292Х с гибридной энергоустановкой.

Математическая модель двигателя выполнена с учетом потерь в стали и насыщения магнитопровода [3] и протестирована на сходимость с расчетными и экспериментальными данными, предоставленными разработчиком двигателей (ОАО «НИПТИЭМ», г. Владимир). При моделировании инвертора учтено «мертвое время» и другие задержки переключения силовых ключей, определенные в результате эксперимента на реальном приводе с преобразователем SKAI 3001GD12-1452W фирмы SEMIKRON. Векторный алгоритм формирования ШИМ, алгоритмы системы векторного управления соответствуют алгоритмам управления реальным приводом.

На математической модели приводов выполнен анализ чувствительности оценки T_r, L_s к точности задания исходных параметров ($R_s, \sigma L_s$), точности входных переменных (скорости, фазных токов и напряжений), к пренебрежению потерями в стали, к дискретности измерений и управления по времени, к режиму работы привода, однозначно задаваемому уровнем скорости, момента, тока намагничивания. Он показал следующее:

– желаемые максимальные погрешности измерительных каналов составляют: для тока – 1 % от номинального; для напряжения – 1 В; для скорости – 2 % от номинального скольжения;

– оценки параметров малочувствительны к температурным изменениям R_s и требуют довольно высокой точности задания σL_s при работе под нагрузкой на средних и больших скоростях (рекомендуемая величина допустимой погрешности – 1–2 %);

– погрешность, связанная с потерями в стали, растет со снижением момента нагрузки, с увеличением скорости и тока намагничивания и может достигать примерно 20 % в неоптимизированных по минимуму потерь режимах и 10 % в оптимизированных по потерям режимах (для тягового привода интересны последние);

– погрешность от дискретности измерения и управления растет примерно пропорционально квадрату периода модуляции и максимальна на максимальных рабочих частотах. Ее дополнительное снижение может обеспечиваться центрированием относительно нуля в рабочем диапазоне частот за счет коррекции углового взаимоположения векторов напряжения и тока.

Превышение указанных погрешностей исходной информации приводит к сужению области идентификации параметров с желаемой точностью. Для функционирования векторной системы управления тяговым приводом без существенного снижения качественных показателей регулирования переменных погрешность оценки T_r не должна выходить за пределы ± 20 %.

Посредством моделирования выполнена оценка эффективности использованного метода оптимизации по КПД, по сравнению с широко применяемым оптимальным законом $I_d = |I_q|$, и точности предложенных вариантов аппроксимации оптимальных зависимостей $I_{dz}(\omega_r, M)$. При работе привода на больших и средних скоростях с небольшими нагрузками увеличение КПД двигателя составило 5–6 %. Усредненное по рекомендованному выше полю тестовых режимов увеличение КПД привода составило около 1 %. Предложенная методика аппроксимации оптимальных по КПД зависимостей $I_{dz}(\omega_r, M)$ позволила в приводе с номинальной мощностью 180 кВт получить в заданном поле тестовых режимов предельное значение превышения потерь над минимальными 65 Вт, среднее значение – 9 Вт (аппроксимация по формуле (2)). При аппроксимации $I_{dz}(\omega_r, M)$ по формуле (1) получено 212 Вт и 42 Вт соответственно.

На рис. 2 показаны графики измеренных скоростей и вычисленных с погрешностью менее 10 % моментов приводов мотор-генератора (N_{mg}, M_{mg}) и тягового двигателя (N_{td}, M_{td}) трактора «БЕЛАРУС–3023», полученные при его пахоте в режиме максимальной мощности. Полученное опытным путем среднее значение КПД электрической трансмиссии трактора составляет 88 %. По топливной эффективности трактор «БЕЛАРУС–3023» не уступает лучшим образцам трактора с механической трансмиссией.

сией, превосходя по показателям надежности, шума, стоимости и качественным показателям управления режимами работы.

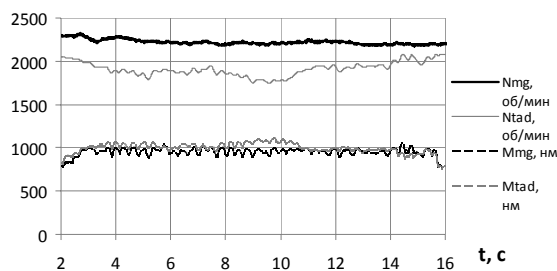


Рис. 2. Временные диаграммы работы трактора «БЕЛАРУС–3023» в режиме пахоты с максимальной мощностью

Заключение

Разработанная система оптимального по потерям векторного управления тяговым асинхронным электроприводом, построенная с учетом потерь в стали и насыщения двигателя, позволяет создавать электромеханические трансмиссии транспортных средств с высокими энергетическими, массогабаритными, регулировоч-

ными характеристиками, показателями надежности и топливной эффективности.

Список литературы

1. Система оптимально-векторного управления асинхронным электроприводом на основе идентификатора параметров / А.Б. Виноградов, Д.Б. Изосимов, С.Н. Флорентцев, Н.А. Глебов // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2010. – Вып. 3. – Ч. 1. – С. 66–72.
2. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 320 с.
3. Виноградов А.Б. Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе // Электротехника. – 2005. – № 5. – С. 57–61.

References

1. Vinogradov, A.B., Izosimov, D.B., Florentsev, S.N., Glebov, N.A. Sistema optimal'no-vektornogo upravleniya asinkhronnym elektroprivodom na osnove identifikatora parametrov [The system of optimum vector control of asynchronous electric drive on the basis of parameter identifier], in *Izvestiya TulGU, Tekhnicheskie nauki*, 2010, issue 3, ch.1, pp. 66–72.
2. Vinogradov, A.B. Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka [Vector control of alternating current electric drives], Ivanovo: IGJeU, 2008, 320 p.
3. Vinogradov, A.B. *Elektrotehnika*, 2005, issue 5, pp. 57–61.

Виноградов Анатолий Брониславович,

ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
кандидат технических наук, доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок,
телефон (4932) 26-97-08,
e-mail: vector@drive.ispu.ru

Гнездов Николай Евгеньевич,

ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
кандидат технических наук, доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок,
телефон (4932) 26-97-08.

Глебов Николай Алексеевич,

ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
инженер-проектировщик,
телефон (4932) 26-97-08.

Журавлев Сергей Вячеславович,

ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
инженер-проектировщик,
телефон (4932) 26-97-08.