

Оптимизация КПД системы векторного управления асинхронным тяговым электроприводом с идентификатором параметров

А.Б. Виноградов, Д.Б. Изосимов, С.Н. Флоренцев, Н.А. Глебов

Электротехника. – 2010. - №12.- с. 12-19.

Введение

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

1. Высокое быстродействие и динамическая точность регулирования токов, момента, напряжения. Типовые значения постоянных времени регулирования этих переменных составляют от долей до единиц миллисекунд. Для сравнения: в частотных приводах мощностью десятки и сотни кВт постоянные времени регулирования этих переменных измеряются в секундах и определяются довольно большой постоянной времени ротора.
2. Более высокие качественные показатели практически всех основных режимов работы транспортного средства: запуска, разгона, торможения, позиционирования, движения на малой скорости, работы в режиме подключения автономной станции электроснабжения и других.
3. Более простое решение вопросов согласования динамики ДВС, привода МГ и привода ТАД.
4. Возможность минимизации суммарной величины емкости звена постоянного напряжения (ЗПТ).
5. Более полное использование ресурсов силовых ключей инверторов и повышение стабильности и надежности работы привода за счет более эффективного контроля фазных токов и напряжения ЗПТ в динамических режимах, возможности максимально приблизить уровень предельного тока к уровню срабатывания программной максимальной токовой защиты.

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

1. Условия эксплуатации тягового привода и требование оптимизации режимов его работы по минимуму потерь приводит 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. В настоящее время вопросы идентификации параметров и адаптации системы векторного управления в процессе работы привода проработаны в недостаточной степени.
2. Применяемые в настоящее время в векторных системах алгоритмы оптимизации потерь, а именно: оптимизация по критериям $I_d = |I_q|$ или $I_s = \min$, существенно уступают оптимизации по критерию минимума потерь (максимума КПД). Особенно это проявляется на больших частотах и на относительно небольших нагрузках, где потери в стали значительны относительно потерь в обмотках. Методы и алгоритмы оптимизации векторных систем управления асинхронным приводом в настоящее время проработаны в недостаточной степени.

Построение систем оптимального по потерям векторного управления тяговым приводом на основе идентификации параметров двигателя в процессе работы сопряжено с рядом трудностей:

1. Практически все, работающие в реальном времени методы идентификации параметров и параметрической адаптации векторных систем управления основаны на уравнениях Парка-Горева и связанных с ними допущениях. В частности, в них не учитываются потери в стали, а подчас и эффект насыщения магнитопровода. Это является причиной появления дополнительных ошибок оценки параметров, зависящих от режима работы привода.
2. Традиционное использование в тяговых приводах датчика скорости/положения на основе зубчатого колеса с небольшим количеством зубьев определяет относительно невысокую точность вычисления скорости, что усугубляется асинхронностью прихода импульсов с датчика положения и цикла управления/обработки сигналов обратной связи.
3. Наличие в реальных инверторах «мертвого времени» и задержек переключения силовых ключей инвертора относительно сигналов управления, которые в общем случае являются функцией режима работы ключа, прежде всего величины коммутируемого тока, определяет наличие погрешности в измерении фазного напряжения на основе информации о напряжении ЗПТ и векторе управляющих воздействий инвертора. Эта ошибка зависит от эффективности работы алгоритма компенсации задержек инвертора и влияет на точность оценки параметров.
4. Процессы формирования напряжения управления инвертором и измерения фазных токов дискретизированы по времени. При этом угловой сдвиг между мгновенными значениями этих векторов является функцией режима работы привода (зависит от уровня скорости и нагрузки). Этот эффект также является причиной появления дополнительных ошибок оценки параметров.
5. Возможные ошибки в параметрах, первоначально задаваемых в расчетных формулах наблюдателя в виде констант, также как и все вышеуказанные эффекты вызывают появление дополнительных погрешностей в оцениваемых параметрах, приводящих в дальнейшем к ошибке ориентации системы векторного управления и отклонению от выбранного оптимального закона управления.
6. Отдельными серьезными задачами, требующими решения, являются анализ чувствительности оценок параметров ко всем вышеуказанным факторам, разработка методик и алгоритмов первоначального определения параметров с заданной точностью, процедуры синтеза и настройки системы оптимального векторного управления на параметры двигателя с учетом тестируемой точности каналов измерения, а также алгоритмов автоматизации этого процесса.

Основным методом решения поставленных задач является математическое моделирование с последующей проверкой полученных решений методом натурального эксперимента.

Блок-схема и методика синтеза системы управления

Блок-схема моментного контура системы оптимального векторного управления асинхронным тяговым электроприводом представлена на рис.1. Математическое описание основных элементов системы управления (за исключением алгоритма оптимального формирования компонент тока) и методика синтеза регуляторов подробно рассмотрены в [2] применительно к асинхронному векторному электроприводу серии ЭПВ. Математические основы построения идентификатора параметров двигателя рассмотрены ниже. Оптимальная система векторного управления отличается наличием блока формирования оптимального задания компонент тока по осям d и q . Рассмотрим принципы построения этого блока.

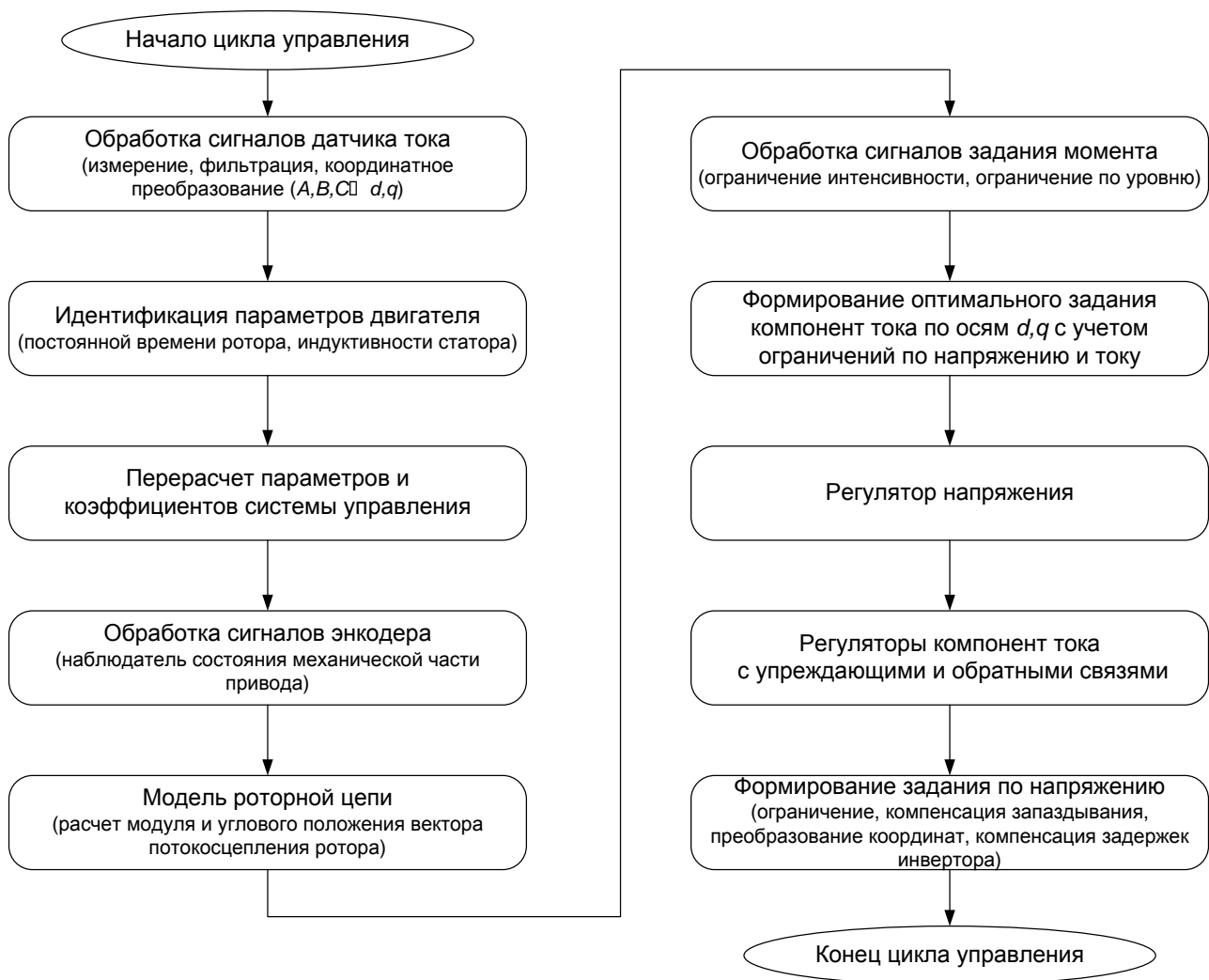


Рис. 1. Блок-схема моментного контура системы оптимального векторного управления асинхронным тяговым электроприводом

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 механизма, в частном случае 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. Точный закон оптимизации I_{dz} по потерям (КПД) является довольно сложной нелинейной функцией как минимум двух переменных. Для упрощения формирования он может аппроксимироваться зависимостями с линейным и нелинейным входением переменных. В целях упрощения формирования на практике часто применяются более простые законы оптимизации энергетических показателей привода, например, закон минимизации тока статора ($I_s = \min$), либо, применительно к векторным системам управления, близкий к нему 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 оптимальных энергетических закона в ряде режимов работы, актуальных в частности для тягового привода, существенно уступают закону минимума потерь. Этот эффект проявляется, прежде всего, из-за влияния потерь в стали, которые достаточно слабо влияют на величину тока, составляя при этом 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 КПД 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, то предпочтительным является использование именно стендовой настройки. Моделирование удобно 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 предварительно протестирована относительно расчетных и экспериментальных данных. Поле рабочих точек, в которых выполняется оптимизация, должно наиболее полно охватывать рабочие режимы привода. Оптимизация режима работы привода 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 намагничивания принимается $I_{dz} = I_{dnom} \sqrt{M / M_{nom}}$;
- регистрируется мощность на входе инвертора P_{in} (измеряется Ваттметром или рассчитывается из напряжения и тока 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. Очевидно, что 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 формирования исходного массива оптимальных точек, его сортировки, вида аппроксимирующей зависимости и минимизируемого функционала, проведенного по критерию отклонения потерь двигателя от их минимального уровня, были получены следующие результаты (имеют рекомендательный характер).

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

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

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

где $\bar{m} = \frac{|M|}{M_{max}}$, $\bar{\omega}_r = \frac{|\omega_r|}{\omega_{rmax}}$ - 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) Рекомендуемые значения скоростей и моментов при формировании массива исходных данных: $\omega_r = 0.05; 0.1; 0.2; 0.5; 0.75; 1 \omega_{r \max}$; $M = 0.05; 0.1; 0.2; 0.5; 0.75; 1 M_{nom}$.
- 3) Точность аппроксимации возрастает при введении предварительной сортировки массива исходных данных путем исключения из него точек, для которых превышение потерь в режиме $I_{dz} = I_{d nom} \sqrt{M / M_{nom}}$ над минимальными не выходит за пределы определенного порогового значения. Уровень порогового значения приблизительно определяется желаемой точностью аппроксимации.
- 4) 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.

Оценка электромагнитных параметров двигателя

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 для векторно-управляемого асинхронного двигателя 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: индуктивности 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 очень хорошо подходят по следующим причинам:

- 1) 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 не доступна.
- 2) 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.
- 3) 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, изменения которых в процессе работы существенным образом влияют на качественные характеристики системы, используем следующий подход: параметры будем вычислять по аналитическим выражениям, полученным из статических соотношений между переменными и параметрами асинхронной машины. При этом в качестве переменных будем использовать только измеряемые в приводе переменные: ток, напряжение, скорость, а в качестве параметров – по возможности парамет-

ры, которые либо мало изменяются в процессе работы (близки к константам), либо изменения которых довольно слабо влияют 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 с линейной характеристикой, 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_s 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. 2) в системе координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_k :

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

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 потокосцепления взаимоиндукции; M, M_c - моменты электромагнитный и нагрузочный; z_p - число пар полюсов двигателя.

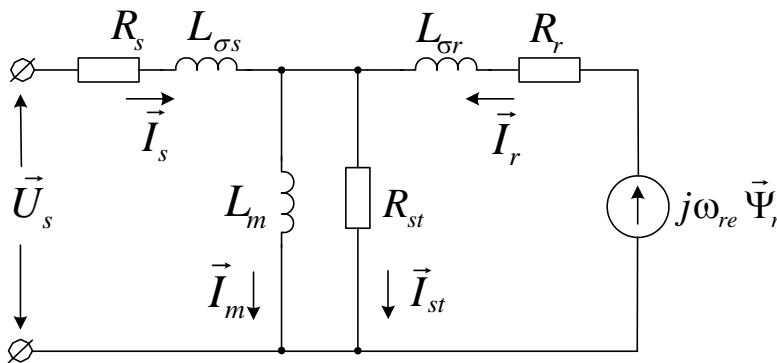


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения асинхронного двигателя с учетом потерь в стали

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

$$\begin{aligned}\bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r + \sigma L_s \bar{I}_s + \frac{L_\sigma L_m}{L_r} \bar{I}_{st} \right) + j\omega_k \left(\frac{L_m}{L_r} \bar{\Psi}_r + \sigma L_s \bar{I}_s + \frac{L_\sigma L_m}{L_r} \bar{I}_{st} \right); \\ \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} (\bar{\Psi}_r - L_m (\bar{I}_s - \bar{I}_{st})) - j(\omega_k - \omega_{re}) \bar{\Psi}_r; \\ M &= \frac{3}{2} z_p \frac{L_m}{L_r} (\bar{\Psi}_r \times (\bar{I}_s - \bar{I}_{st})).\end{aligned}\quad (4)$$

В системе координат (d, q) , ориентированной по вектору потокосцепления 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:

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

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

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

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 собой формулы для потокосцепления ротора, скольжения и момента, составляющие 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 виде:

$$\Psi_r = L_m (I_d - I_{std}); \quad \omega_s = \frac{1}{T_r} \frac{I_q - I_{stq}}{I_d - I_{std}}. \quad (8)$$

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

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

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

$$\bar{U}_s = \bar{I}_s \left(R_s + j\omega\sigma L_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \frac{j\omega}{j\omega_s + \frac{R_r}{L_r}} \right). \quad (10)$$

Выражая из (10) 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:

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

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

где U_s, I_s - модули векторов напряжения и тока статора; φ - угол между векторами напряжения и тока статора. Значения синуса и косинуса угла φ удобно выразить через проекции векторов напряжения и тока статора:

$$\sin \varphi = \frac{U_d I_q - U_q I_d}{U_s I_s}; \quad \cos \varphi = \frac{U_d I_q + U_q I_d}{U_s I_s}.$$

В общем случае учета потерь в стали выражения для T_r, L_s , записанные относительно $\vec{U}_s, \vec{I}_s, \vec{I}_{st}, R_s, \sigma L_s, L_{\sigma s}$ на основании (9), получаются довольно громоздкими и, в связи с этим, не приемлемыми для расчетов в реальном времени. Эти выражения можно существенно упростить, дополнительно введя следующие допущения:

- 1) пренебрегаем падением напряжения на $L_{\sigma r}$ от \vec{I}_{st} ;
- 2) считаем векторы \vec{I}_s и $\vec{I}_{s0} = \vec{I}_s - \vec{I}_{st}$ сонаправленными.

Заметим, что оба эти допущения не являются грубыми из-за того, что $\vec{I}_{st} \ll \vec{I}_s$. В результате преобразований (9) с учетом сделанных дополнительно допущений формулы для T_r, L_s запишутся в виде:

$$T_r = \frac{R_s I_s - U_s \cos \varphi}{\omega_s (\omega \sigma L_s I_s + U_s \sin \varphi)}; \quad (13)$$

$$L_s = \frac{1}{\omega I_{s0}} ((U_s \cos \varphi - R_s I_s) \omega_s T_r - U_s \sin \varphi - (I_s - I_{s0}) \omega \sigma L_s), \quad (14)$$

где φ - угол между векторами \vec{U}_s и \vec{I}_{s0} .

Сложность выражений (13), (14) относительно выражений (11), (12) повышается незначительно, при этом погрешность в оценках T_r, L_s от потерь в стали снижается примерно пропорционально соотношению $L_{\sigma r} / L_r$.

При использовании выражений (11)-(14) 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 (11), а при нулевом значении знаменателя результат расчета не определен. В реальных условиях необходимо ограничение порогового значения модуля знаменателя (11), ниже которого расчеты параметров не выполняются.
- 3) Точность расчета параметров по формулам (11)-(14) 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 является достаточно простым мероприятием, выполняемым 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.

Результаты моделирования

Математическое моделирование электропривода выполнялось в среде Delphi, обработка данных – в среде Mathcad. В качестве объектов моделирования использовались тяговый электропривод трактора ЭТ300ЦП мощностью 300 л.с. с электрической трансмиссией переменного-переменного тока, выпускаемого Минским тракторным заводом, и тяговый электро-

привод 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.

При исследовании энергетических показателей, выполняемых в статических режимах работы привода путем моделирования, в расчет принимаются потери в двигателе от эквивалентных (усредненных на периоде ШИМ) составляющих переменных. Очевидно, что в общие потери реального привода входят также дополнительные потери в двигателе от ШИМ составляющих процессов и потери в преобразователе, как статические, так и динамические. Динамические (коммутационные) потери преобразователя сильно зависят от частоты ШИМ, напряжения ЗПТ [4,5] и слабо зависят от закона формирования I_{dz} . Статические потери преобразователя малы относительно других составляющих потерь привода и также достаточно слабо зависят от закона формирования I_{dz} .

Поле тестовых режимов для тягового двигателя трактора ЭТ300ЦП5 сформировано согласно вышеуказанных рекомендаций в следующем виде: $\omega_r = 20,50,100,200,360 \text{ рад/с}$; $M = 60,120,300,600,900,1200 \text{ нм}$. Значение I_{dz} формируется в зависимости от реализуемого оптимального закона. Чтобы однозначно определить энергетические показатели привода при его работе в области ограничений, необходимо кроме оптимального закона, который определяет работу привода в области до наступления ограничений, задать алгоритмы работы привода в области ограничений по току и напряжению. В области ограничения по напряжению привод ведет себя одинаково при любом оптимальном законе, а именно, автоматически формирует такое значение I_{dz} , которое обеспечивает максимально допустимое напряжение статора при заданных уровнях скорости, момента и напряжения ЗПТ. При наступлении ограничения по амплитуде тока статора, ограничение выполняется за счет снижения активной составляющей тока (I_q), т.е. за счет снижения момента. При реализации оптимальных законов $I_d = |I_q|$ и $I_s = \min$ ограничение реактивной составляющей тока осуществлялось по выражению $I_{d\max} = 1.2\sqrt{2}I_{mnom} = 170 \text{ А}$.

На рис. 3 изображены графики абсолютного превышения потерь двигателя при оптимальном законе $I_d = |I_q|$ относительно оптимального закона $\text{КПД}=\max$: $\Delta P_{I_d=|I_q|} = P_{I_d=|I_q|} - P_{\min}$, в зависимости от скорости при фиксированных значениях момента.

На рис. 4 показано расположение аппроксимированных по (1) зависимостей $I_{dz}(\omega_r, M)$ (пунктирные линии) относительно оптимальных по КПД (сплошные линии). На рис. 5 показаны соответствующие графики превышения потерь над оптимальными. Получены при следующих значениях коэффициентов аппроксимации и базовых значениях скорости и момента: $I_{d0} = 26.3 \text{ А}$; $k_{i_m} = 6.485$; $k_{i_w} = -0.466$; $\omega_{r\max} = 360 \text{ рад/с}$; $M_{\max} = 1200 \text{ нм}$.

На рис. 6, 7 показаны аппроксимированные по (2) зависимости $I_{dz}(\omega_r, M)$ и графики превышения потерь над оптимальными, соответственно. Получены при следующих значениях коэффициентов аппроксимации: $I_{d0} = 27.8 \text{ А}$; $k_{i_m1} = 10.27$; $k_{i_m2} = -4.19$; $k_{i_w1} = -1.11$; $k_{i_w2} = 0.56$.

В зависимости от величины момента точки графиков на рис. 3-7, в которых проводились измерения, помечены следующими символами: + - $M=60 \text{ нм}$; ◆ - $M=120 \text{ нм}$; ● - $M=300 \text{ нм}$; Δ - $M=600 \text{ нм}$; * - $M=900 \text{ нм}$; ■ - $M=1200 \text{ нм}$.

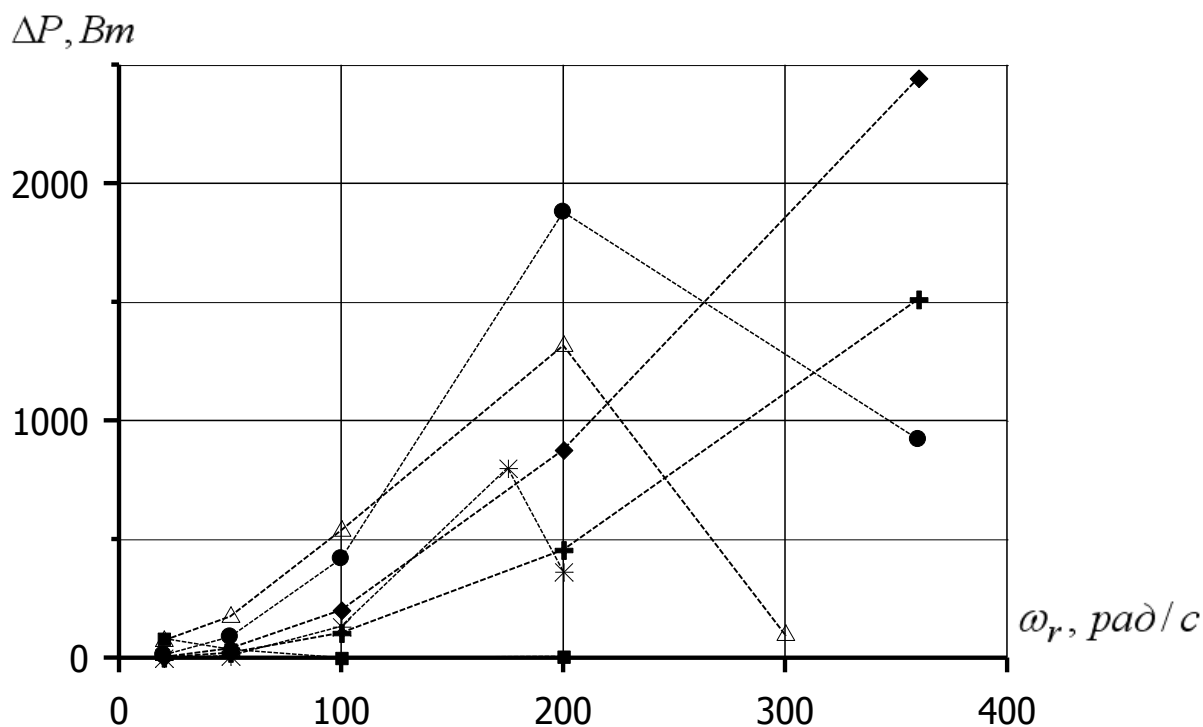


Рис. 3. Абсолютное превышение потерь двигателя при оптимальном законе $I_d = |I_q|$ относительно оптимального закона КПД=max

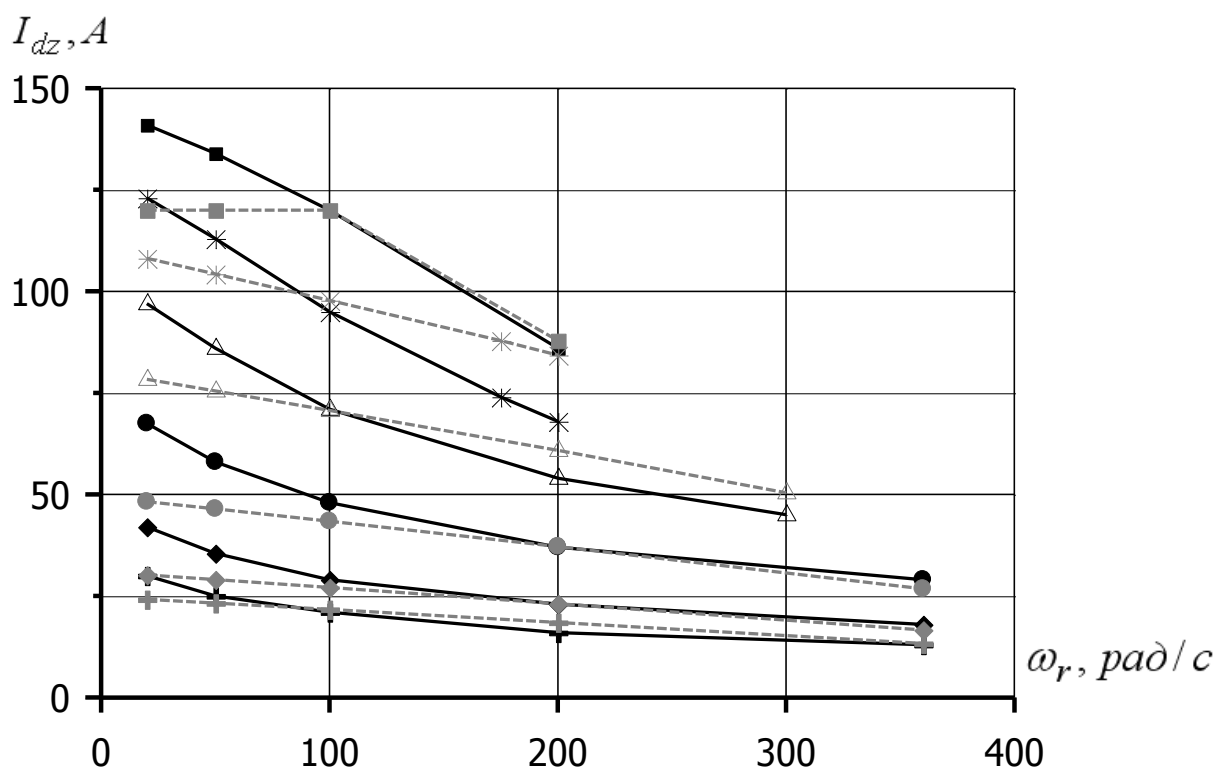


Рис. 4. Зависимости $I_{dz}(\omega_r, M)$ при оптимальном законе КПД=max (сплошные линии) и при его аппроксимации по (1) (пунктирные линии)

$\Delta P, Bm$

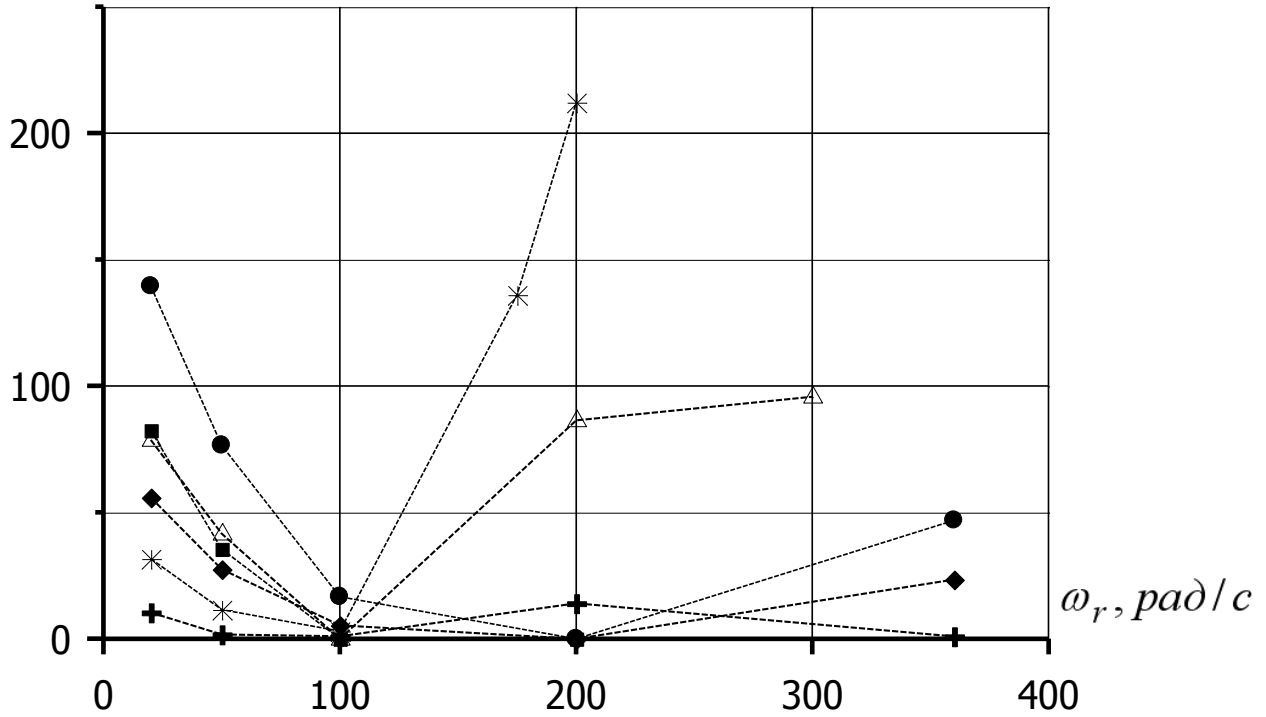


Рис. 5. Превышение потерь двигателя над минимальными потерями при аппроксимации $I_{dz}(\omega_r, M)$ по (1)

I_{dz}, A

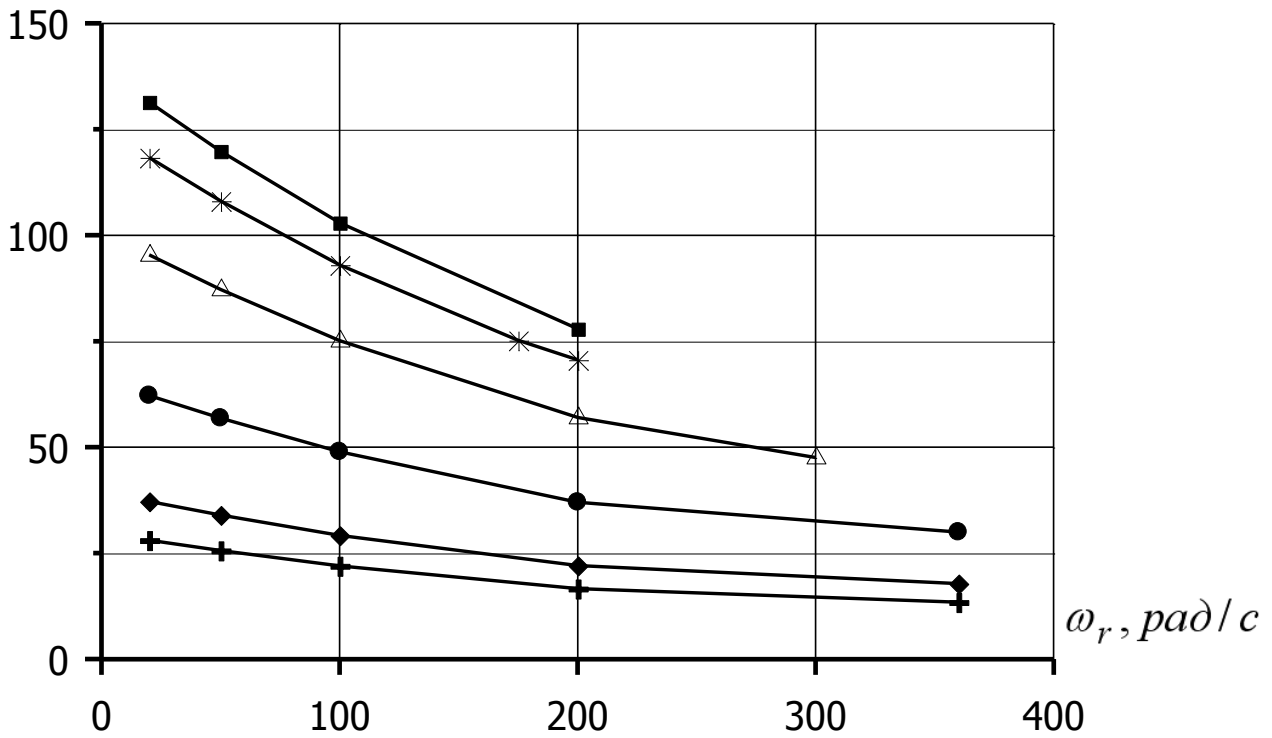


Рис. 6. Аппроксимация оптимальных по КПД зависимостей $I_{dz}(\omega_r, M)$ по формуле (2)

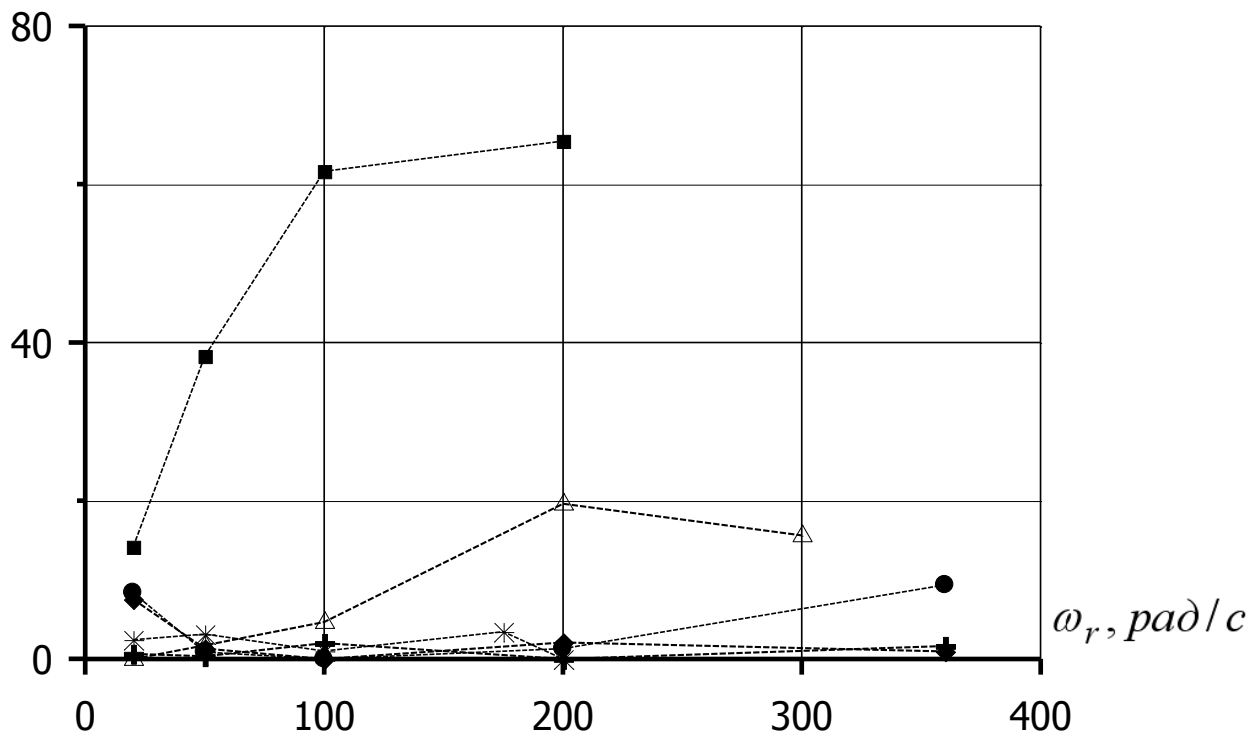
$\Delta P, \text{Вт}$ 

Рис. 7. Превышение потерь двигателя над минимальными потерями при аппроксимации $I_{dz}(\omega_r, M)$ по (2)

Аналогичные результаты были получены для тягового электропривода маршрутного городского автобуса ЛиАЗ-5292Х. Анализ результатов, полученных в процессе моделирования, показал эффективность предложенного подхода к построению оптимальной векторной системы управления тяговым асинхронным электроприводом. В отдельных характерных для тягового привода режимах работы, в частности при работе на больших и средних скоростях с небольшими нагрузками, увеличение КПД двигателя при законе $KПД=\max$ относительно оптимальных законов $I_d = |I_q|$ и $I_s = \min$ составило 5-6%. Усредненное по заданному полю тестовых режимов увеличение КПД привода при законе $KПД=\max$ составило 1.08% относительно закона $I_d = |I_q|$ и 0.99% относительно закона $I_s = \min$. Предложенная методика аппроксимации оптимальных по КПД зависимостей $I_{dz}(\omega_r, M)$ позволила в приводе с номинальной мощностью 180кВт получить на заданном поле тестовых режимов предельное значение превышения потерь над минимальными 65Вт, среднее значение – 9Вт (аппроксимация по формуле (2)). При аппроксимации $I_{dz}(\omega_r, M)$ по формуле (1) получено 212Вт и 42Вт, соответственно.

Экспериментальная апробация полученных результатов выполнена на макете тягового привода, мощностью 1.1 кВт с нагрузочным агрегатом соответствующей мощности и на полномасштабном лабораторном стенде, мощностью 200 кВт, включающем комплект тягового электрооборудования трактора ЭТ300ЦП.

Заключение

1. Разработаны алгоритмы оценки электромагнитных параметров двигателя, позволяющие в реальном времени работы привода осуществлять оценку всех параметров и коэффициентов, претерпевающих существенные изменения в связи с изменениями внешних условий и режимов работы привода.
2. Разработаны базовые принципы, структура, методика синтеза системы оптимального по КПД векторного управления приводом, учитывающие потери в стали и насыщение маг-

нитопровода. Их реализация позволила существенно снизить потери энергии в рабочих режимах привода, обеспечивая при этом высокое качество регулирования момента и скорости, параметрическую адаптацию системы управления к условиям работы привода.

3. Исследование энергетических характеристик векторного привода при следующих оптимальных законах управления: $I_d = |I_q|$; $I_s = \min$ показало, что при работе на высоких и средних скоростях и относительно небольших нагрузках превышение потерь двигателя в сравнении с оптимальным законом $KПД = \max$ является существенным (до 2.5 кВт в приводе трактора ЭТ300ЦП, номинальной мощностью 180 кВт). Отклонения энергетических показателей привода при законах $I_d = |I_q|$ и $I_s = \min$ друг от друга не существенны.
4. Выполнено моделирование и экспериментальная стендовая апробация разработанных методик и алгоритмов оптимального по КПД векторного управления, что подтвердило их эффективность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виноградов, А.Б. Системы управления электроприводами гибридных транспортных средств // Сборник материалов науч.-техн. конф. «Силовая электроника», Москва, 6 июня 2008 г., С. 89.
2. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов; 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 / А.Б. Виноградов // Электротехника. – 2005. – №5. – С. 57–61.
4. Виноградов, А.Б. Анализ энергетических показателей и методика выбора оптимальных алгоритмов широтно-импульсной модуляции для управления трехфазным инвертором напряжения / А.Б. Виноградов, Д.Б. Изосимов // Электричество.- 2009.- №5, с. 37-41.
5. Виноградов, А.Б. Температурная защита преобразователя частоты на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля / А.Б. Виноградов, А.Н. Сибирцев, И.Ю. Колодин // Электротехника. – 2008. – №6. – С.8-19.