

МОМЕНТНО-СКОРОСТНОЙ АДАПТИВНЫЙ НАБЛЮДАТЕЛЬ И ИДЕНТИФИКАТОР МОМЕНТА ИНЕРЦИИ БЕЗ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ТОКА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Gheorghe Daniel ANDREESCU, Raul RABINOVICI

Источник: http://www.acad.ro/sectii2002/proceedings/doc1_2004/12_andreescu.pdf

В статье рассмотрена высоко-динамическая робастная система управления вращающим моментом и скоростью сервопривода, с использованием адаптивного наблюдателя и самонастраивающихся методиках с on-line идентификацией момента инерции. Измеряется только положение ротора, даже при учете использования энкодера положения вала низкой точности. Мгновенная скорость и момент статического сопротивления достаточно точно оцениваются расширенным наблюдателем Люэнбергера, который адаптируется к изменению момента инерции. Токово-напряженческая развязка и упреждающая компенсация момента сопротивления способствуют быстрому управлению моментом без датчика тока с динамическим ограничением момента. Момент инерции, используемый для самонастройки регулятора скорости и наблюдателя Люэнбергера, идентифицируется дискретным рекурсивным градиентным алгоритмом в режиме on-line. Результаты моделирования предложенной структурной схемы системы управления, к которой относятся электропривод с синхронным двигателем с постоянными магнитами (СДПМ), показывают высоко-динамическую работу в широком диапазоне изменения скорости. Получена высокая надежность при изменении до 1:10 момента инерции при номинальном вращающем моменте сопротивления.

Ключевые слова: бездатчиковое измерение, адаптивный наблюдатель, рекурсивный градиентный алгоритм, идентификация момента инерции, самонастраивающийся регулятор, упреждающая развязка, управление вращающим моментом, привод с СДПМ.

1. ВВЕДЕНИЕ

Бездатчиковое управление является важной задачей в промышленности для получения хорошей производительности в расчете индексов цен [1]. Однако устойчивое и высоко-динамическое управление роботами и станками требует точного позиционирования, поэтому датчик положения всегда присутствует. Обычно робастное управление электроприводами включает в себя внутренний контур тока с использованием датчиков тока. В этом случае источник питания работает как источник тока, при этом ожидается управление крутящим моментом. Однако на реальные токи воздействует большое количество помех, например, переключение ключей инвертора, поэтому они тяжело измеримы, особенно при отсутствии нагрузки. Соединительные кабели датчиков и аналого-цифровые преобразователи являются причинами отказов. Перспективным решением является бездатчиковое измерение тока, основанное на использовании наблюдателя [2].

Оценка момента статического сопротивления и компенсация используются для получения робастности системы в случаях, когда момент статического сопротивления и параметры системы меняются. Кроме того, используются методики автонастройки, основанные на идентификации параметров [1]. За последние десять лет были разработаны разные подходы к идентификации момента инерции для самонастраивающегося регулятора скорости. Это: метод наименьших квадратов (НК) [1], расширенный рекурсивный метод наименьших квадратов (РРМНК) [3-4], дискретный рекурсивный алгоритм Ландау [5]. Чтобы оценить мгновенную скорость и момент статического сопротивления, используются

следующие решения: расширенный фильтр Калмана [3], адаптивный расширенный фильтр Калмана [4], наблюдатель Гопината минимального порядка [5]. Во всех случаях должен присутствовать контур тока с измеренными токами и датчиком положения. В большинстве случаев вычисление дается весьма тяжело.

В данной работе предложено новое робастное бездатчиковое управление для высокодинамической системы с использованием лишь датчика положения. Это решение базируется на: бездатчиковом управлении моментом, наблюдателе момента сопротивления и скорости, самонастраивающемся регуляторе скорости и on-line идентификаторе момента инерции. Представленное приложение используется для управления осью робота с эффективной компенсацией изменения момента инерции и в эквивалентных сложных многосвязных системах.

2. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ И СКОРОСТЬЮ С БЕЗДАТЧИКОВЫМ ИЗМЕРЕНИЕМ ТОКА

Предложенная система бездатчикового управления электроприводом представлена на рис.1.

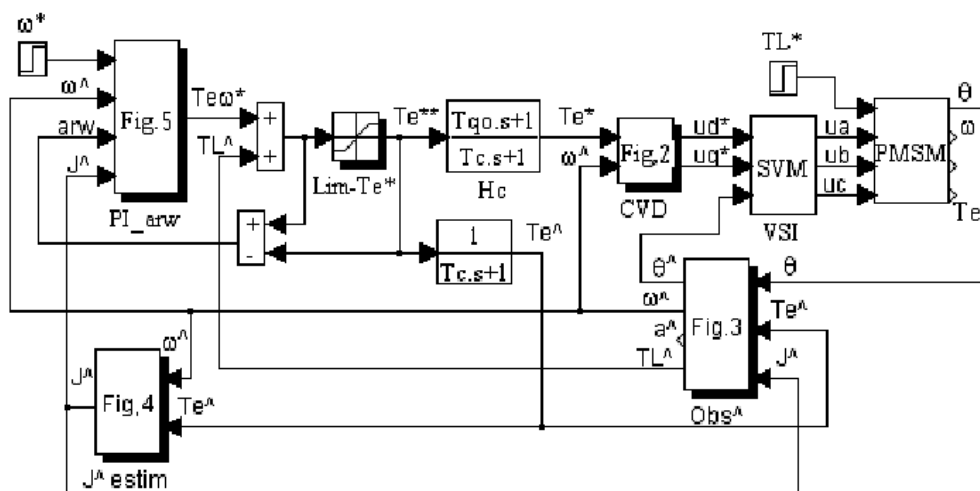


Рисунок 1 – Структура системы управления скоростью и моментом с бездатчиковым определением тока, основанная на адаптивном наблюдателе и идентификаторе момента инерции.

где:

- PMSM – СДПМ с датчиком положения ротора, VSI – автономный инвертор напряжения (АИН) с SVM – векторной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ);
- CVD – токово-напряженческая развязка для управления моментом;
- H_c – динамическая коррекция;
- Tl^{\wedge} – упреждающая компенсация момента статического сопротивления;
- Obs^{\wedge} – адаптивный расширенный наблюдатель Люэнбергера момента статического сопротивления;
- J^{\wedge}_{estim} – идентификатор момента инерции с применением дискретного рекурсивного градиентного алгоритма;
- PI-arw – самонастраивающийся регулятор скорости с анти-насыщением.

3. УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ – ТОКОВО-НАПРЯЖЕНЧЕСКАЯ РАЗВЯЗКА

Модели электрических машин разделяются на два типа: электромагнитные модели (ЭМ) и механические (М), связанные электромагнитным моментом (T_e) и механической скоростью ротора ω . М-модель представлена уравнениями (1), где θ – положение ротора, J –

момент инерции, B – коэффициент демпфирования, T_L – момент статического сопротивления.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \end{bmatrix} T_L, \quad \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \end{bmatrix}_{t=0} = \begin{bmatrix} \theta_0 \\ \omega_0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

В частном случае, например для явнополюсного СДПМ, ЭМ-модель в осях d, q является сложным МИМО-объектом с внутренними связями, представленным уравнениями (2), (3). Это предполагает синусоидальное распределение магнитного потока вдоль воздушного зазора, отсутствие демпферной обмотки и пренебрежением потерями в стали [6].

$$u_d = R i_d + L_d di_d/dt - p\omega L_q i_q, \quad i_d(0) = i_{d0} \quad (2)$$

$$u_q = R i_q + L_q di_q/dt + p\omega(\lambda_0 + L_d i_d), \quad i_q(0) = i_{q0} \quad (3)$$

$$T_e = 3/2 p i_q [\lambda_0 - (L_q - L_d) i_d], \quad L_q > L_d,$$

где: $\mathbf{i}^r(i_d, i_q)$ – вектор тока статора, $\mathbf{u}^r(u_d, u_q)$ – вектор напряжения статора, p – число пар полюсов, R – сопротивление статора, λ_0 – поток от постоянных магнитов, L_d, L_q – индуктивности по осям d, q .

Основываясь на (2), упреждающая токово-напряженческая развязка (4) используется для управления моментом.

$$u_d^* = R_o i_d^* - p L_{qo} \hat{\omega} \hat{i}_q \quad (4)$$

$$u_q^* = R_o i_q^* + p \hat{\omega} (\lambda_{0o} + L_{do} \hat{i}_d)'$$

где $\mathbf{u}^r(u_d^*, u_q^*)$ – вектор заданных напряжений статора, $\mathbf{i}^r(i_d^*, i_q^*)$ – вектор заданных токов статора, индекс « $\hat{}$ » – оценка переменной, « $\hat{}$ » – оценка параметра. Вектор \mathbf{i}^r дан оптимальным критерием от заданного момента T_e^* , полученного при помощи контроллера движения [6]. Для векторного управления током с $i_d^* = 0$, откуда $T_e^* = K_{To} i_q^*$, где $K_{To} = 3/2 p \lambda_{0o}$. В данной работе токово-напряженческая развязка представлена на рис.2.

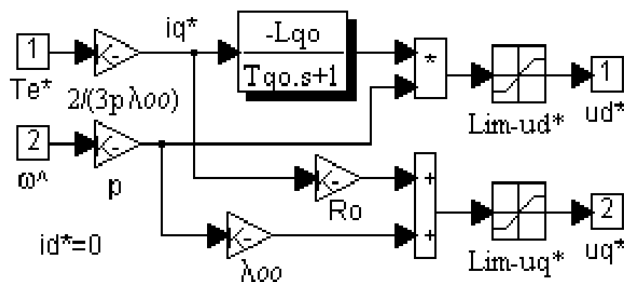


Рисунок 2 – Токово-напряженческая развязка. Управление моментом СДПМ с $i_d^* = 0$

Из (5) мы получаем результат, который выражает запаздывание, соответствующее постоянной времени статора T_{qo} . Процедура развязки является чувствительной для электромагнитных параметров СДПМ за исключением L_d .

Для идеального АИН $\mathbf{u}^r = \mathbf{u}^{r*}$. При идеальной настройке, т.е. когда оцениваемые параметры равны параметрам СДПМ, разложение по осям d, q получаем из (2) и (4). Текущие передаточные функции эквивалентны двум элементам запаздывания первого порядка (5) с

постоянными времени $T_{do}=L_{do}/R_o$ и $T_{qo}=L_{qo}/R_o$ соответственно. В случае, когда $i_d^* = 0$, передаточная функция для момента имеет вид: $T_e/T_e^* = 1/(1+sT_{qo})$, т.е. требуемое управление моментом.

$$H_d(s) = \frac{i_d}{i_d^*} = \frac{1}{1+sT_{do}}, \quad H_q(s) = \frac{i_q}{i_q^*} = \frac{1}{1+sT_{qo}}. \quad (5)$$

Динамическая коррекция H_c (рис. 1) используется для получения более быстрого отклика момента $T_e/T_e^{**} = 1/(1+sT_e)$, $T_e < T_{qo}$.

Упреждающая эквивалентная компенсация момента статического сопротивления T_L^{\wedge} необходима для быстрого управления моментом с точным ограничением динамического момента (рис. 1).

4. НАБЛЮДАТЕЛЬ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ И МОМЕНТА СТАТИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Оценка угловой скорости $\hat{\omega}$ и момента T_L^{\wedge} статического сопротивления (рис. 3) осуществляются при помощи расширенного наблюдателя Люэнбергера с адаптацией к изменению момента инерции [2], [7] (6). Предполагается, что момент статического сопротивления T_L является практически неизменным на интервале периода дискретности h . Основной вход наблюдателя T_e^{\wedge} ведет к снижению фазового запаздывания. Для разработки компенсатора используется метод необходимого распределения полюсов (7). Действительные отрицательные полюсы p_1, p_2, p_3 выбраны для быстро без колебаний. Согласно теореме о дискретизации Шеннона: $\min(1/p_i) > 2h$.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1/\hat{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/\hat{J} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{T}_e + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (\theta - \hat{\theta}), \quad \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix}_{t=0} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_0 \\ \hat{\omega}_0 \\ \hat{T}_{L0} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

$$k_1 = -(p_1 + p_2 + p_3); \quad k_2 = p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1; \quad k_3 = -p_1 p_2 p_3. \quad (7)$$

С учетом развязки и динамической коррекции, оцениваемый электромагнитный момент получаем из: $T_e^{\wedge}/T_e^{**} = 1/(1+sT_e)$. Может быть два способа оценки скорости: $\hat{\omega}$ и $\hat{\omega}_1^{\wedge}$ (рис. 3). Для высоко-динамичного отклика лучшим выбором является оценка $\hat{\omega}_1^{\wedge}$, поскольку в этом случае присутствует коррекция позиционирования k_1 .

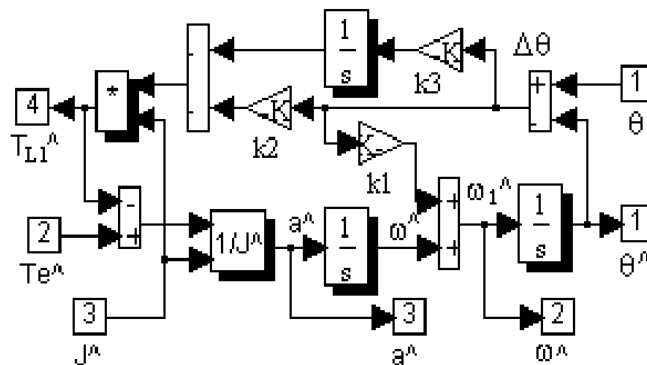


Рисунок 3 – Расширенный наблюдатель Люэнбергера, адаптивный к изменению момента инерции, для оценок: $\hat{\theta}$, $\hat{\omega}$, \hat{a} , T_L^{\wedge}

5. ИДЕНТИФИКАТОР МОМЕНТА ИНЕРЦИИ

Существуют такие сервоприводы, в которых момент инерции изменяется в достаточно широких пределах, например в робототехнике диапазон его изменения до 1:10. Отметим, что и наблюдатель Люэнбергера (6) и регулятор скорости достаточно чувствительны к отклонению значения момента инерции J , что, таким образом, влияет на динамические показатели. В данном случае оцениваемый эквивалентный суммарный момент статического сопротивления T_L^{\wedge} имеет две составляющие: момент сопротивления от нагрузки и компонента, обусловленная изменением параметров [1]. Тем не менее, из-за того, что момент сопротивления невозможно измерить непосредственно, электромагнитный момент T_e^{**} (рис. 1) в статическом и динамическом режимах ограничен некорректно. Для исключения этой проблемы используется on-line идентификация для самонастройки наблюдателя Люэнбергера и регулятора скорости.

В основу для идентификатора момента инерции заложена упрощенная дискретная механическая модель (8), полученная из (1) с использованием дискретизации методом Эйлера, то есть $s=(1-z^{-1})/z^{-1}$. Принимается, что на протяжении нескольких периодов дискретности h момент статического сопротивления не изменяется, то есть T_L является практически константой. Разность между двумя составляющими в (8) дает дискретный процесс (9), в котором момент статического сопротивления T_L отсутствует [1], [5].

$$\omega_k = \omega_{k-1} + b(T_{ek-1} - T_{Lk-1}), \quad b = h / J, \quad (8)$$

$$\omega_k = 2\omega_{k-1} - \omega_{k-2} + b\Delta T_{ek-1}, \quad \Delta T_{ek-1} = T_{ek-1} - T_{ek-2}. \quad (9)$$

On-line идентификация момента инерции базируется на дискретном рекурсивном градиентном алгоритме [8]. Согласно модели (9), где ω заменено на $\hat{\omega}$, предполагаемая адаптивная модель $\bar{\omega}$ получается из (10), где используется механизм адаптации параметров $\hat{b}(J)$ с адаптивной коррекцией C_1 (11). Стабильность гарантирована для любого усилителя $f > 0$. Замечание: любая дискретная переменная x_{k-1} обозначается как x_k .

$$\tilde{\omega} = 2\hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_2 + \hat{b}_1 \Delta \hat{T}_{e1}, \quad \hat{\omega}_1(0) = \hat{\omega}_{10}, \quad \hat{\omega}_2(0) = \hat{\omega}_{20}, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \hat{b} &= \hat{b}_1 + C_1 e, \quad C_1 = f \Delta \hat{T}_{e1} / (1 + f \Delta \hat{T}_{e1}^2), \quad \hat{b}_1(0) = \hat{b}_{10} \\ e &= \hat{\omega} - \tilde{\omega}, \Delta \hat{T}_{e1} = (\hat{T}_{e1} - \hat{T}_{e2}), \hat{T}_{e1}(0) = \hat{T}_{e10}, \quad \hat{T}_{e2}(0) = \hat{T}_{e20}. \end{aligned} \quad (11)$$

Реализация дискретного алгоритма идентификации момента инерции J^{\wedge} представлена на рис. 4. Ограничение и аperiodическое звено добавлено для исключения помех.

При корректной идентификации момента инерции появляется динамически развязанное управляющее воздействие между требуемыми компонентами электромагнитного момента (рис. 1): 1) оцениваемый момент T_L^{\wedge} , компенсирующий момент сопротивления T_L , 2) кратковременный момент на выходе регулятора скорости $T_{e\omega}^*$, который появляется на протяжении изменения заданной скорости ω^* или реальной скорости ω . Точное динамическое ограничение реального электромагнитного момента T_e при этом реализуемо.

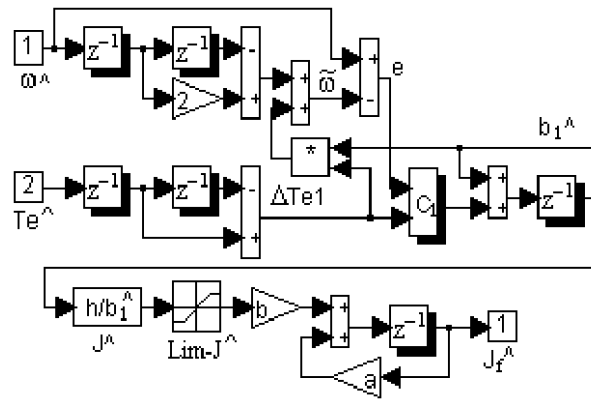


Рисунок 4 – Дискретный рекурсивный градиентный алгоритм идентификации момента инерции

6. САМОНАСТРАИВАЮЩИЙСЯ РЕГУЛЯТОР СКОРОСТИ

Упрощенная передаточная функция системы управления моментом (рис. 1) при $T_L=0$ имеет вид:

$$H(s) = \frac{\omega}{T_{e\omega}^*} = \frac{k}{s(1+sT)}, \quad k = \frac{1}{J}, \quad T = T_c. \quad (12)$$

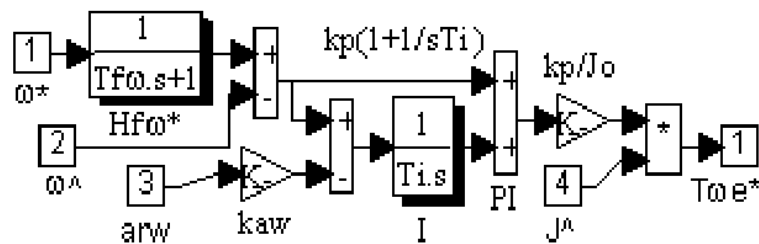


Рисунок 5 – Адаптивный к изменению момента инерции ПИ-регулятор скорости, обеспечивающий «анти-насыщение» с входным фильтром

Синтез регулятора скорости выполнен в соответствии с обобщенным методом симметричного оптимума Кесслера. Здесь присутствует параметр m , который настраивается, и для каждого выбранного решения получена максимальная величина запаса по фазе. Согласно методу, который задействован в данном случае, регулятор скорости выполнен пропорционально-интегрального (ПИ) типа с апериодическим фильтром, на который поступает сигнал заданной скорости ω^* . Динамическое ограничение $T_{e\max}$ заданного момента T_e^{**} получено с использованием процедуры «анти-насыщение», применимой к интегральной составляющей. Структура регулятора скорости показана на рис. 5. Синтез выполнен следующим образом:

$$k_p = 1/(mTk), \quad T_i = m^2T, \quad T_{fw} = T_i. \quad (13)$$

Для получения устойчивых переходных процессов скорости при вариациях момента инерции, и учитывая, что только усилитель k_p строго зависит от величины момента инерции J , k_p подстраивается, используя оценку момента инерции \hat{J} .

7. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Параметры системы управления следующие:

- номинальные данные СДПМ: $T_{eo}=2,3$ Нм, $\omega_o=1000$ об/мин, $I_{ao}=3$ А, $V_{dco}=120$ В, и параметры: $p=4$, $\lambda_{o0}=0,1$ Вб, $l_{do}=0,012$ Гн, $L_{qo}=0,02$ Гн, $R_o=1,8$ Ом, $J_o=0,005$ кгм², $B_o=0,001$ Нмс/рад.

- Наблюдатель Люэнбергера: $p_1=-300$, $p_2=-400$, $p_3=-500$, откуда $k_1=1200$, $k_2=470e3$, $k_3=60e6$.

- рекурсивный градиентный алгоритм для идентификации момента инерции: $h=1$ мс, $f=50$, $T_f=40$ мс, $a=0,975$, $b=0,025$.

- ПИ-регулятор скорости: $T_{qo}=11$ мс, $T_c=3,7$ мс, $m=2,5$, $T_i=T_{fw}=23$ мс, $k_{aw}=15$, $T_{emax}=5$ Нм, $k_p/J_o=110$.

Теоретические идеи хорошо поддерживаются цифровым моделированием. Моделирование выполнено в условиях критического изменения момента инерции от $10J_o$ до $0,5J_o$. Составленная система управления протестирована скачкообразным заданием на низкую скорость – 20 об/мин (рис. 6, 7) и высокую скорость – 400 об/мин (рис. 8, 9). Реверс скорости происходит в момент времени 0,35 с, момент сопротивления 2 Нм набрасывается в момент времени 0,85 с.

Используется пакет Matlab приложение Simulink, метод Рунге-Куты, шаг $h=1$ мс. Исследуются переходные процессы следующих координат: ω – действительная скорость, T_e – действительный электромагнитный момент, $T_{e\omega}^*$ – заданный момент на выходе регулятора скорости, T_L^{\wedge} – оцениваемый момент сопротивления, J^{\wedge} – оцениваемый момент инерции.

На рис. 6 в первые 100 мс, когда момент инерции оценивается кратковременно, скорость колеблется и суммарный момент сопротивления T_L^{\wedge} не оценивает реальный момент сопротивления на величину, соответствующую вариации момента инерции. Это происходит вследствие того факта, что регулятор скорости и наблюдатель Люэнбергера находятся в ненастроенном состоянии. С другой стороны, оценка момента инерции J^{\wedge} сходится во всех случаях и получаем точные оценки величин.

На рис. 6, 8 в момент реверса скорости момент статического сопротивления T_L^{\wedge} оценивается корректно. Более того, присутствует корректная развязка между оцененным моментом сопротивления T_L^{\wedge} и заданным моментом $T_{e\omega}^{\wedge}$. Поэтому можно получить корректное ограничение электромагнитного момента до 5 Нм в переходных режимах. При этом ожидается достаточно быстрая реакция скорости при изменении момента статического сопротивления.

На рис. 7, 9 при $J=0,5J_o$ электромагнитный момент не ограничивается. Поэтому ожидается инвариантность реакции скорости по отношению к скорости заданной. Алгоритм идентификации момента инерции предполагает вариацию значения электромагнитного момента. Поэтому, в случае когда момент меняется незначительно, идентификация замедляется (рис. 7).

На рис. 8 при большом значении заданной скорости, электромагнитный момент ограничен на долгое время. Реакция скорости в этом случае более медленная, но без перерегулирования, т.е. регулятор скорости обеспечивает возможность анти-насыщения.

Рис. 10 иллюстрирует робастность к изменению электрических параметров, используемых в схеме рис. 2, таких как сопротивление статора R_o и поток от ПМ λ_{o0} на высокой скорости 400 об/мин. При росте температуры до 50°C сопротивление растет на 20% и поток ПМ снижается на 10% в случае ферритовых магнитов. Индуктивность же не зависит от температуры. Оцениваемый $J^{\wedge}=0,03$ кгм² несколько отличается от реального $J=0,025$ кгм².

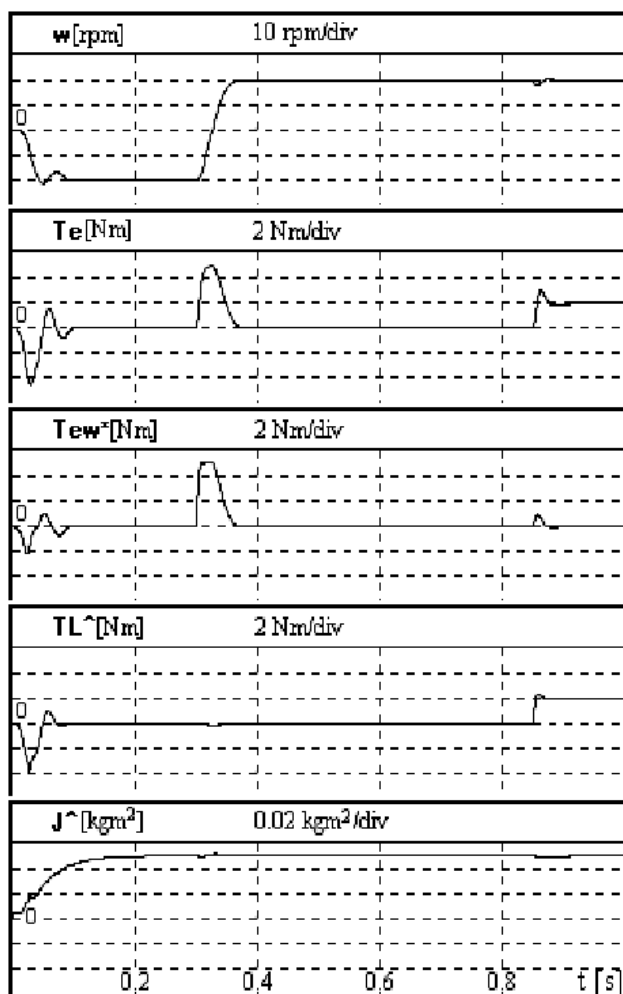


Рисунок 6 – Переходные процессы при $\omega^* = \pm 20$ об/мин, $J=10J_0$

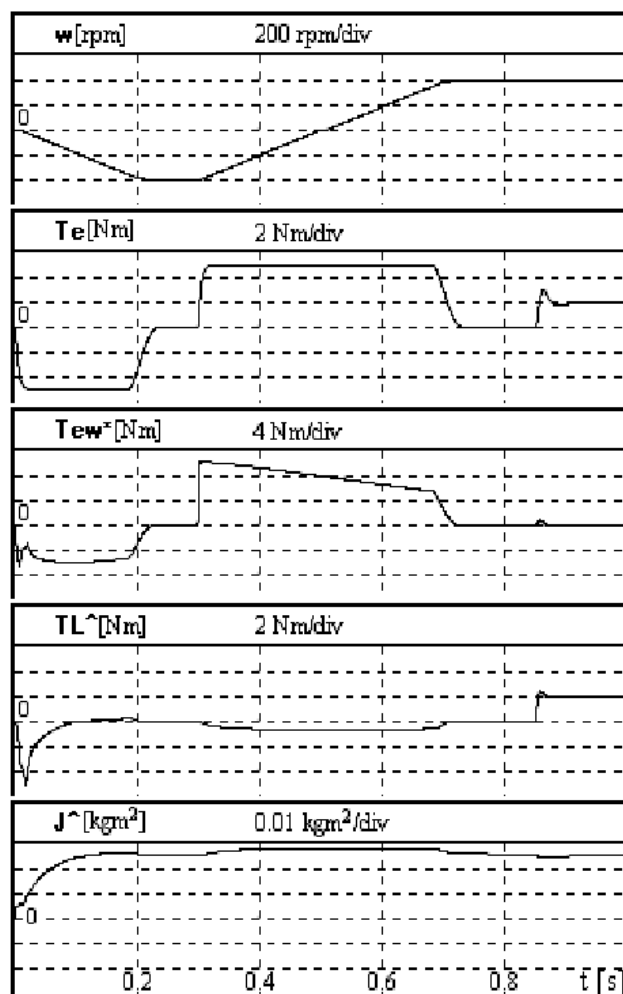


Рисунок 8 – Переходные процессы при $\omega^* = \pm 400$ об/мин, $J=5J_0$

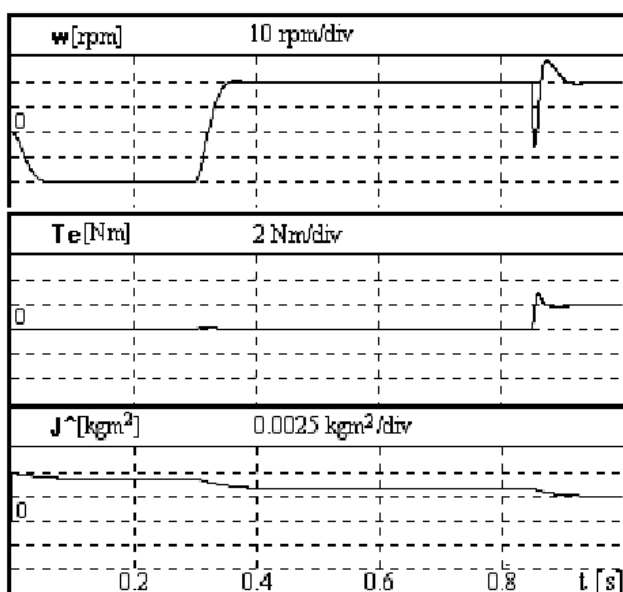


Рисунок 7 – Переходные процессы при $\omega^* = \pm 20$ об/мин, $J=0,5J_0$

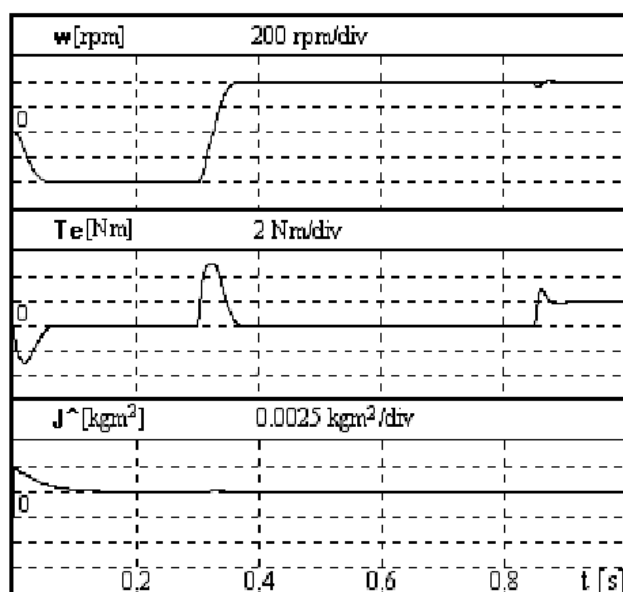


Рисунок 9 – Переходные процессы при $\omega^* = \pm 400$ об/мин, $J=0,5J_0$

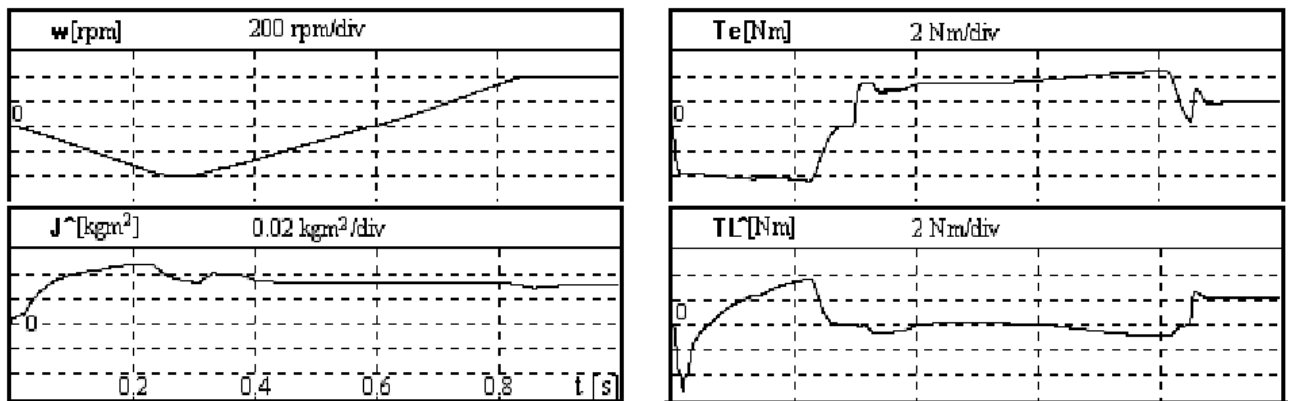


Рисунок 10 – Переходные процессы при $\omega^* = \pm 400$ об/мин, расстроенный случай: $J=0,5J_0$, $R=1,2R_0$, $\lambda_0=0,9\lambda_{00}$

8. ВЫВОДЫ

Разработана новая высоко-динамичная робастная система управления скоростью и момента с использованием адаптивного наблюдателя и on-line идентификатора момента инерции при учете измерения лишь положения ротора, для управления электроприводами, в частности для СДПМ. Основные особенности:

- Мгновенная скорость и вращающий момент статического сопротивления оценены расширенным наблюдателем Люэнбергера, адаптивным к изменению момента инерции, с быстрой конвергенцией, используя оцененный вращающий момент двигателя и измеренное положение ротора.

- Для получения высоко-динамической системы управления моментом с бездатчиковым измерением тока, применяется упреждающая токово-напряженческая развязка (для приводов с СДПМ или других специфических электроприводов) и динамическая коррекция для понижения электрической постоянной времени. Также для робастности используется упреждающая компенсация момента статического сопротивления.

- On-line идентификация момента инерции дискретным рекурсивным градиентным алгоритмом Ландау используется для адаптивной самонастройки anti-windup ПИ-регулятора скорости и расширенного наблюдателя Люэнбергера.

- При корректной идентификации момента инерции появляется динамическая развязка между компонентами заданного электромагнитного момента, т.е. между моментом на выходе регулятора скорости и компонентой, компенсирующей момент статического сопротивления. Более того, можно получить точное динамическое ограничение реального электромагнитного момента

- Полученные результаты моделирования с использованием электропривода с СДПМ доказывают высокую динамику и робастность предложенной системы управления в широком диапазоне изменения скорости при оценке момента сопротивления и широких вариациях момента инерции – до 1:10.

- Область применения предложенной структурной схемы системы управления – высоко-динамические системы сервоприводов постоянного и переменного тока, робастные при изменении параметров и момента сопротивления в широких пределах. Типичный пример – управление осью робота с эффективной компенсацией момента инерции и эквивалентные комплексные многосвязные системы.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. OHNISHI, K. MATSUI N., HORI, Y. Estimation, identification, and sensorless control in motion control system, Proceedings of IEEE, 82, 8, pp. 1253-1265, Aug. 1994.
2. ANDREESCU, G.D., RABINOVICI, R., Current sensorless control of dc motors by torque and speed observer, Proc 8 th European Conf. on Power Electronics and Applications EPE'99, Lausanne, Switzerland, CDROM, 086.pdf, pp. 1-8, Sept. 1999.
3. JI, J.-K., SUL, S.-K., DSP-based self-tuning IP speed controller with load torque compensation for rolling mill dc drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 42, 4, pp. 382-386, Aug. 1995.
4. KWEON, T.-J., HYUN, D.-S., High-performance speed control of electric machine using low-precision shaft encoder, IEEE Transactions on Power Electronics, 14, 5, pp. 838-849, Sept. 1999.
5. FUJITA, K., SADO, K., Instantaneous speed detection with parameter identification for ac servo systems, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 4, pp. 864-872, July/Aug. 1992.
6. BOLDEA, I., NASAR, S.A., Vector Control of AC Drives, Florida, CRC Press, 1992.
7. SCHMIDT, P.B., LORENZ, R.D., Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of dc drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 3, pp. 94-599, May/June 1992.
8. LANDAU, I.D., Identification et Commande des Systemes, Paris, Editions Hermes, 1993.
9. PREITL, S., PRECUP, R.-E., An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers, Automatica 35, pp. 1731-1736, 1999.