

УДК 681.5: 62-83

СИНТЕЗ РОБАСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

*И.Ю. Дыбская**Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е.Жуковского «ХАИ»*

Изложен метод управления электроприводом на основе динамического компенсатора возмущений, обеспечивающий стабильные свойства привода в условиях неконтролируемых как внешних возмущений, так и изменений параметров и более высокую точность за счет компенсации неидеальностей привода.

* * *

Викладено метод управління електроприводом на основі динамічного компенсатора збурень, що забезпечує стабільні властивості приводу в умовах неконтрольованих як зовнішніх, так і параметричних збурень і більш високу точність за рахунок компенсації неідеальностей приводу.

* * *

Method for control of electric drive on the basis of dynamic compensator of disturbances is considered. Stability properties of electric drive in the presence of parametric uncertainty and uncontrolled external disturbances are guaranteed. The high accuracy is attained due to compensation of electric drive faultinesses.

1 Введение

Электроприводы широко используют в авиации для автоматизации процессов управления различными объектами. Электропривод является необходимым элементом таких устройств, как привод рулевых органов управления полетом летательных аппаратов, привод радиолокационных станций автоматического сопровождения, привод различных электромеханических установок и т.п. В процессе функционирования электропривод подвергается воздействию возмущений. Наиболее характерными внешними возмущениями являются изменение нагрузки электропривода (момент сопротивления рабочего механизма), нестабильность источников питания, а также воздействия физической среды (температура)[1]. К внутренним возмущениям относятся влияние отдельных элементов системы, возникающие вследствие их несовершенства [2], а именно: момент трения, зазоры, люфты и т.п., их старения, а также неучтенная динамика реального привода в математической модели.

Определение возмущений, действующих на систему, количественная оценка их влияния и выделе-

ние основных представляют собой довольно трудоемкий процесс и требуют наличия достоверных сведений о возмущениях. В зависимости от типа возмущения и степени его влияния на электропривод могут изменяться статические и динамические характеристики электропривода, т.е. имеется неопределенность характеристик привода. В работе [3] решается задача раскрытия неопределенности путем введения робастной обратной связи, исключающей влияние неизвестной, но ограниченной нелинейности и ограниченных параметрических возмущений, и обеспечивающей желаемые характеристики замкнутой системы по быстродействию и точности. Дополнительный сигнал управления формируется на основе метода разрывных проекций, а также использования функции Ляпунова и имеет достаточно сложную реализацию. В целях устранения неопределенности характеристик привода и обеспечения его стабильных свойств в статье предлагается алгоритм управления на основе итерационно-инверсной модели, компенсирующий влияние возмущений, в общем случае сводимое к эквивалентному возмущению.

2 Синтез компенсационного контура управления электропривода

Поскольку реальный электропривод является нелинейной системой, запишем выход электропривода

$$y(t) = W^u N(u(t)), \quad (1)$$

где $y(t)$ - скорость вращения вала; $u(t)$ - сигнал входа (входное напряжение); W^u - оператор линейной динамической части электропривода; $N(u(t))$ - оператор нелинейной статической части.

Введем номинальную линейную модель электропривода

$$y_H(t) = W^u K_H u(t), \quad (2)$$

где статическая часть представлена множителем K_H , а динамические операторы нелинейного объекта (НО) и номинальной модели (НМ) принимаем совпадающими.

Задачей управления является обеспечение

$$\|y(t) - y_H(t)\|_{L_2} \leq \Delta_y \text{ при действии на систему}$$

неконтролируемых возмущений $v(t) \in L_2$.

Представим сигнал управления в виде

$$u(t) = u_H(t) + \Delta u(t),$$

где $u_H(t)$ - сигнал управления по НМ, т.е. основного контура управления; $\Delta u(t) = -W_v(y(t) - \hat{y}(t))$ - сигнал компенсационного управления; W_v - динамический оператор; $\hat{y}(t)$ - оценка выхода объекта, полученная на основе наблюдателя состояния вида $\hat{Y}(t) = W_e^u(s)U(s) + W_e^y(s)Y(s)$ и

$$W_e^u(s) = \frac{B_H(s)}{A_H(s) + L(s)}, W_e^y(s) = \frac{L(s)}{A_H(s) + L(s)}.$$

$W_H(s) = \frac{B_H(s)}{A_H(s)}$ - передаточная функция линейной части (ЛЧ) электропривода, соответствующая номинальной (невозмущенной) модели. Коэффициенты полинома $L(s)$ определяют свойства наблюдателя состояния. Спектр восстанавливаемых возмущений определяется полосой пропускания наблюдателя.

ПФ ЛЧ электропривода с учетом неопределенностей, вызванных в силу различных причин относительно номинальной модели, запишем в виде $W_o(s) = W_H(s) + \Delta W(s)$.

Сигнал компенсационного управления $\Delta u(t) = -\hat{v}(t)$, где $\hat{v}(t)$ - оценка приведенного эквивалентного возмущения, включающего в себя как внутренние, так и внешние возмущения, действующие на электропривод.

Сигнал компенсационного управления в замкнутой системе определяется операторным уравнением

$$(I - W_v W_e^u) \Delta u(t) = W_v (I - W_e^u) * * [W^u N(u_H(t) + \Delta u(t))] - W_v W_e^u u_H(t). \quad (3)$$

Если система обратима по входу, т.е. $\exists (W_e^u)^{-1}$ и $W_v = (W_e^u)^{-1}$, уравнение (3) упрощается до взаимосвязи статических характеристик

$$N(u_H(t) + \Delta u(t)) - K_H u_H(t) = 0. \quad (4)$$

В случае, если точная инверсия невозможна на всем диапазоне частот, можно ограничиться итеративной инверсией, путем разложения обратного оператора в ряд Неймана и ограничиться конечным числом итераций [4]:

$$W_v \cong (I + (I - \alpha W_e^u) + \dots + (I - \alpha W_e^u)^{N_j}) \alpha,$$

где $\alpha = \frac{A_H(0) + L(0)}{B_H(0)}$ - масштабирующий множитель; N_j - число итераций, определяющих степень астатизма системы по возмущающему воздействию [5].

Коэффициент номинальной модели K_H выбирается из условия энергетической достижимости номинальной модели

$$J(K_H) = \arg \min_{K_H} \|\Delta u(t)\|_{R^{n_u}}^2.$$

Кроме того, сигнал компенсационного управления $\Delta u(t)$ должен быть ограниченным, поскольку

$$\Delta u(t) = -(W_o)^{-1} [W_o - W_H] u(t).$$

Докажем, что динамическая часть номинальной модели должна соответствовать линейной части НО, т.е. при выборе НМ необходимо учитывать инерционность объекта.

Пусть ПФ ЛЧ НО записывается в виде $W_o(s) = \frac{K_o}{T_o s + 1}$ (упрощенная модель электродвигателя), а ПФ НМ объекта $W_n(s) = K_n$. Оценим выражение $\mu = (W_o)^{-1} [W_o - W_n]$ по норме H_2 , поскольку эту норму можно интерпретировать как мощность выходного сигнала в установившемся состоянии при воздействии на систему “белого шума”:

$$\mu = \left(\frac{K_o}{T_o s + 1} \right)^{-1} \left(\frac{K_o}{T_o s + 1} - K_n \right) = 1 - \frac{K_n}{K_o} (T_o s + 1),$$

$$\|\mu\|_{H_2} = \inf \rightarrow \Delta u(t) = \inf .$$

Сигнал компенсационного управления не ограничен, следовательно, НМ является недостижимой.

Для НМ $W_n(s) = \frac{K_n}{T_n s + 1}$ оценим μ :

$$\mu = \left(\frac{K_o}{T_o s + 1} \right)^{-1} \left(\frac{K_o}{T_o s + 1} - \frac{K_n}{T_n s + 1} \right) = \frac{(K_o T_n - K_n T_o) s + K_o - K_n}{(T_n s + 1) K_o},$$

$$\|\mu\|_{H_2} = c < \infty, \Delta u(t) \in L_2.$$

Сигнал компенсационного управления ограничен, следовательно, НМ является достижимой. В случае, если линейная часть НО описывается ПФ высокого порядка, для выбора номинальной модели можно воспользоваться рекомендациями, приведенными в [6].

3 Экспериментальное исследование робастного управления электроприводом

Для проверки предложенного алгоритма были проведены эксперименты по управлению реальной электромеханической системой (ЭМС), состоящей из усилителя мощности, электродвигателя постоян-

ного тока с независимым возбуждением СЛ-267 и тахогенератора. Экспериментальная статическая характеристика разомкнутой системы показана на рис.1 (график 1).

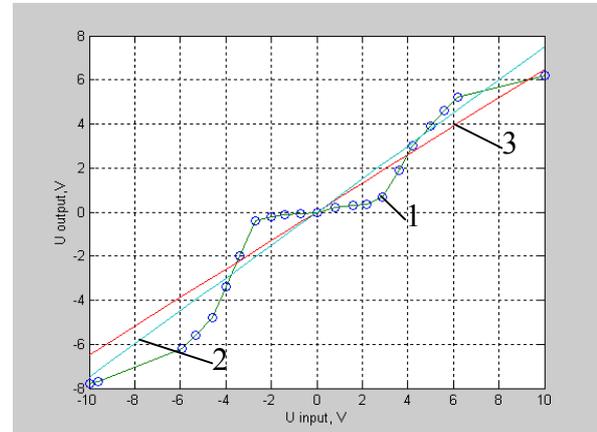


Рис. 1. Статические характеристики ЭМС

Для получения статического коэффициента номинальной модели аппроксимируем статическую характеристику ЭМС методом наименьших квадратов и по критерию энергетической достижимости. Зависимость критерия $J(K)$ показана на рис.2. График 1 представляет значения критерия $J(K) = |K_n u - y|^2$, график 2 – значения критерия

$$J(K) = \int_{-a}^a [N^{-1}(K_n u) - u]^2 du$$

энергетической достижимости. Минимальное значение критерия по методу МНК достигается при $K_n = 0.75$ (график 2 на рис.1), а по критерию достижимости – при $K_n = 0.65$ (график 3 на рис.1). Линейная НМ ЭМС выбрана в виде аperiodического звена с передаточной функцией $W_n(s) = \frac{0.65}{0.6s + 1}$. Управление осуществляется в режиме реального времени с помощью управляющего компьютера PC AMD K6-2 с тактовой частотой 500 МГц, соединенного с ЭМС посредством платы сопряжения. Передаточные функции динамического компенсатора возмущений (ДКВ) для зна-

Минимальное значение критерия по методу МНК достигается при $K_n = 0.75$ (график 2 на рис.1), а по критерию достижимости – при $K_n = 0.65$ (график 3 на рис.1). Линейная НМ ЭМС выбрана в виде аperiodического звена с передаточной функцией $W_n(s) = \frac{0.65}{0.6s + 1}$. Управление осуществляется в режиме реального времени с помощью управляющего компьютера PC AMD K6-2 с тактовой частотой 500 МГц, соединенного с ЭМС посредством платы сопряжения. Передаточные функции динамического компенсатора возмущений (ДКВ) для зна-

Управление осуществляется в режиме реального времени с помощью управляющего компьютера PC AMD K6-2 с тактовой частотой 500 МГц, соединенного с ЭМС посредством платы сопряжения. Передаточные функции динамического компенсатора возмущений (ДКВ) для зна-

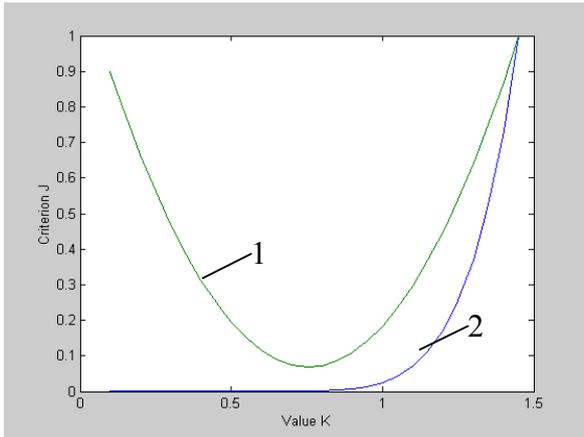


Рис. 2. Зависимость критерия J от значения K_n

чения наблюдателя $L=5$ и одной, двух и трех итераций соответственно равны

$$W_v^I(z) = \frac{18.46z - 12.9}{z - 0.3973},$$

$$W_v^{II}(z) = \frac{15z^2 - 19.78z + 6.596}{z^2 - 0.7946z + 0.1578},$$

$$W_v^{III}(z) = \frac{20z^3 - 37.53z^2 + 23.83z - 5.203}{z^3 - 1.192z^2 + 0.4735z - 0.06271}$$

при такте квантования $T_0 = 0.1$ с.

Логарифмические частотные характеристики ДКВ показаны на рис. 3. Графики 1, 2, 3 соответствуют ДКВ с числом итераций $N_j=1,2,3$ соответственно. Переходные процессы модели электромеханической системы при действии нагрузки

$$W_{нагр}(s) = \frac{1}{0.5s + 1} \text{ с 5-й секунды при входном на-}$$

пряжении $U_{вх}=4.6$ В показаны на рис.4, а оценка эквивалентного возмущения - на рис.5. Графики 1, 2, 3 соответствуют системе с ДКВ с числом итераций $N_j=1,2,3$ соответственно. Из графиков видно, что с увеличением числа итераций уменьшается время компенсации изменения скорости вращения вала электродвигателя, вызванного действием нагрузки, но в то же время увеличивается перерегулирование процесса. Уменьшить перерегулирование процесса, сохранив минимальное время переходного

процесса, можно за счет дополнительного фильтра низких частот.

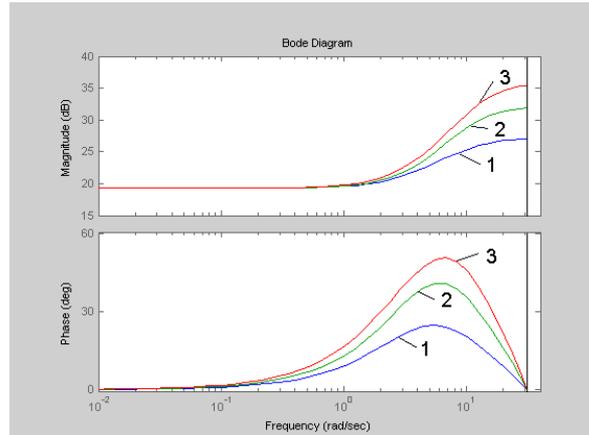


Рис. 3. Логарифмические частотные характеристики динамического компенсатора возмущений

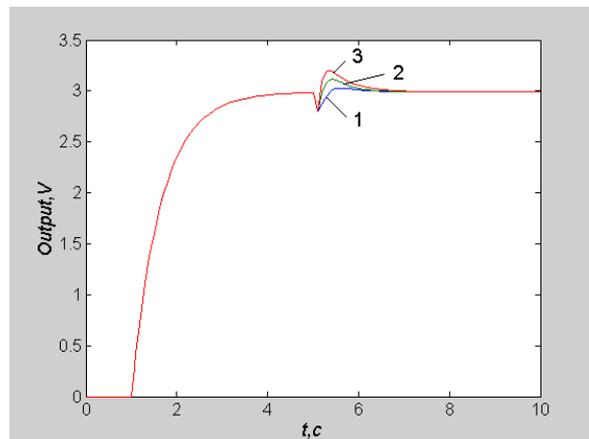


Рис. 4. Переходные процессы модели ЭМС при действии нагрузки

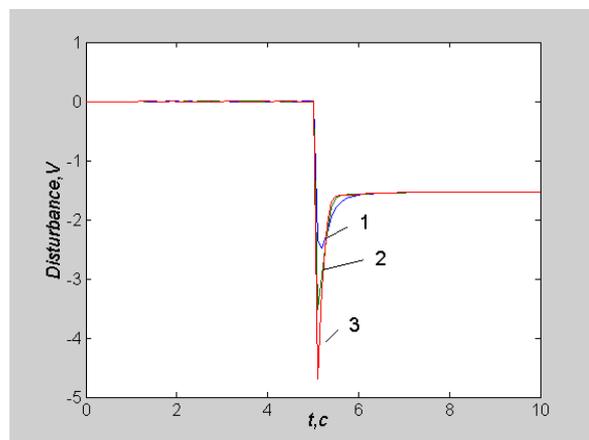


Рис. 5. Оценка эквивалентного возмущения

Переходные процессы при входном напряжении $U_{вх}=2$ В разомкнутой ЭМС без коррекции показан на рис. 6,а, а с коррекцией – на рис.6,б.

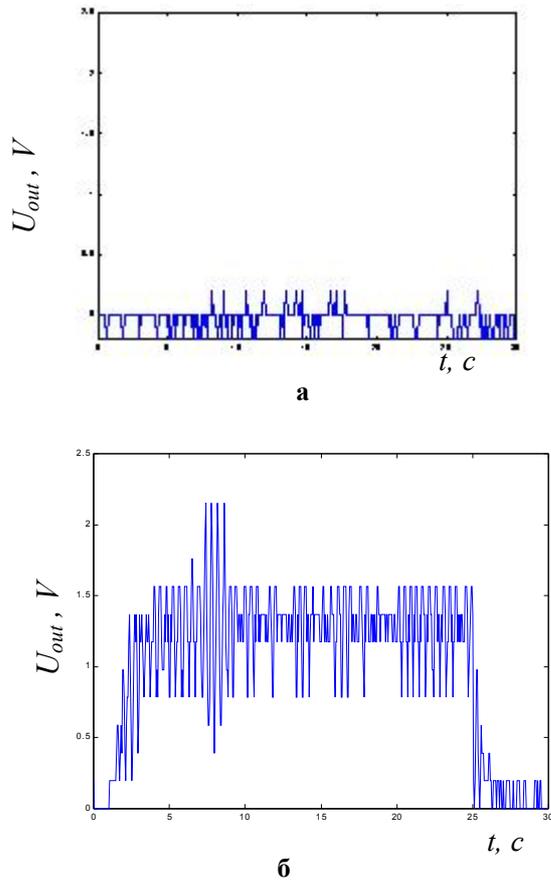


Рис.6. Переходные процессы разомкнутой ЭМС без нагрузки

Без коррекции значение выходного сигнала находится в пределах 0.2 В, что составляет погрешность измерения. Среднее значение выходного сигнала с коррекцией равно 1.3 В, пропорционально входному напряжению с коэффициентом 0.65, т.е. управление осуществляется по линейной НМ.

При исследовании замкнутой САУ угловой скоростью вращения вала электродвигателя возмущающий момент создавался за счет имитатора нагрузки, выполненного на базе генератора СЛ-267. Нагрузка подавалась с 12-й секунды после включения системы, замкнутой ПИ-регулятором и динамическим компенсатором соответственно. Графики

переходных процессов показаны на рис.7,а – с ПИ-регулятором, рис.7,б – с ДКВ.

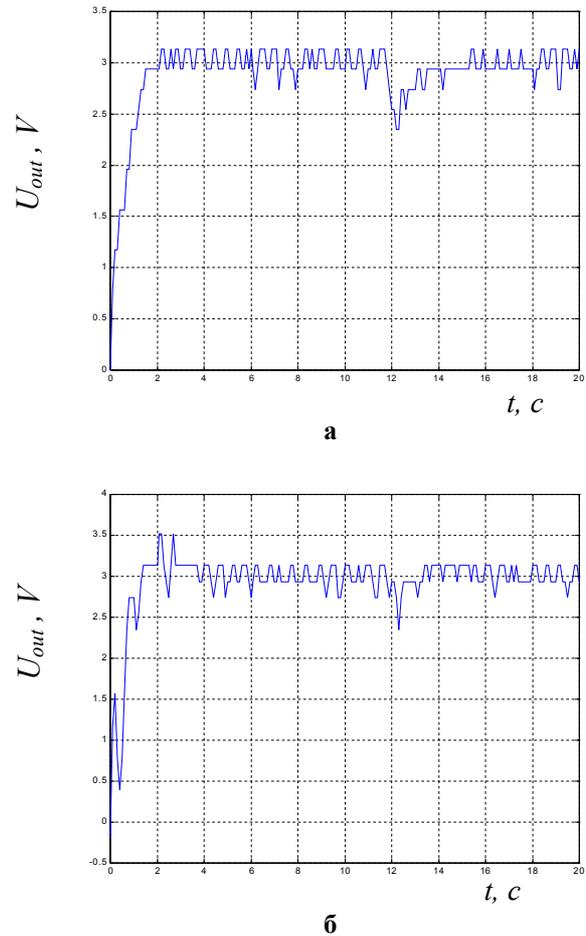


Рис.7. Переходные процессы ЭМС при действии нагрузки

По графикам видно, что система с дополнительным контуром коррекции восстанавливает выходное значение ЭМС, равное выходному значению без нагрузки, в два раза быстрее, чем система, замкнутая ПИ- регулятором, а установившееся значение одинаковое.

4 Заключение

Таким образом, для обеспечения стабильных свойств электропривода в условиях неопределенности статических и динамических характеристик предлагается создание дополнительного контура управления, использующего в качестве компенса-

онного сигнала восстановленное эквивалентное возмущение относительно номинальной модели объекта, сформированной с учетом энергетической достижимости.

Теоретические положения подтверждаются экспериментами, выполненными на реальной ЭМС. По результатам экспериментов можно сделать следующие выводы:

- контур динамической коррекции позволяет компенсировать нелинейность типа «зона нечувствительности» без идентификации величины зоны, что приводит к улучшению точностных характеристик как разомкнутых, так и замкнутых систем;

- в разомкнутой системе при действии возмущающего момента динамический компенсатор возмущений обеспечивает стабильный коэффициент передачи системы вне зависимости от величины нагрузки (речь только может идти об энергетических возможностях компенсации возмущения);

- по сравнению с системой, замкнутой ПИ-регулятором, работающей в режиме с нагрузкой, система с ДКВ компенсирует возмущение быстрее примерно в два раза.

Особенностью алгоритма является быстрая сходимость итерационного процесса благодаря свойству саморегуляризации и возможность управления в реальном масштабе времени с помощью ЭВМ либо микропроцессора.

Дальнейшие исследования предполагают определение требований к ресурсам управляющей ЭВМ, обеспечивающей достаточную точность восстановления эквивалентного возмущения в зависимости от числа итераций.

Литература

1. Ходько С.Т. Проектирование систем управления с нестабильными параметрами.-Л.: Машиностроение, Ленингр. отделение, 1987.-232 с.

2. Менский Б.М. Принцип инвариантности в автоматических системах. - М.:Машиностроение, 1972. - 248 с.

3. Yao B., Tomizuka M. Adaptive robust control of nonlinear systems : effective use of information // IFAC Symp.on System Identification. – 1997. – P. 913-918.

4. Картунов В.И. Восстановление возмущений в динамической системе с заданной точностью // Системы обробки інформації.- Харків: НАНУ, ПАНМ,ХВУ.- 2000.- Вип.3(9). - С. 55-60.

5. Картунов В.И. Дискретные фильтры восстановления возмущений с заданной степенью астатизма // Системный анализ, управление и информационные технологии: Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та: Сб. науч. тр. – Харьков: ХГПУ, 2000. - Вип.121.-С.118-123.

6. Картунов В.И., Петренко В.И., Дыбская И.Ю. Выбор номинальных моделей на основе свойств достижимости в задачах робастного управления // Системы обробки інформації: Зб. наук. праць. Вип. 2(18). – Харків : НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – С. 177-185.

Поступила в редакцию 04.04.03

Рецензенты: д-р техн. наук, доцент Соколов А.Ю., Национальный аэрокосмический университет “ХАИ”, г. Харьков; канд. техн. наук, профессор Рогачев А.И., Национальный технический университет “ХПИ”, г. Харьков.