

ДИНАМИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Иванов В.М.

Ключевые слова: метод динамической компенсации, вырожденная передаточная функция, условия компенсации возмущений.

Аннотация. Исследуются динамические свойства системы регулирования с большим коэффициентом усиления, охваченного дифференциальными связями, включающими исходные звенья, статическую и динамическую модель. Показано, что для устранения влияния параметрических возмущений и моментов нагрузки необходим дополнительный контур скорости и регулятор с зависимым ограничением интегральной составляющей.

DYNAMIC COMPENSATION OF PARAMETERS IN ELECTRIC DRIVE CONTROL SYSTEMS

Ivanov V.M.

Keywords: dynamic compensation method, degenerate transfer function, disturbance compensation conditions.

Abstract. The dynamic properties of a control system with a large gain are studied, the inverse differentiating relationships of which are represented by the original links, static and dynamic models. It is shown that to eliminate the influence of parametric disturbances and load, an additional speed loop and a regulator with a dependent limitation of the integral component are required.

В современном электроприводе широко используются многоконтурные системы управления, синтез и реализация регуляторов которых осуществляется в соответствии с принципами подчиненного регулирования параметров. Качественные показатели данных систем регулирования без принятия дополнительных мер коррекции существенно зависят от изменения параметров объекта управления. В условиях параметрической неопределенности объекта управления одним из наиболее эффективных считается метод управления, основанный на принципе «глубокой» обратной связи [1]. Данный метод предполагает разработку структур, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициентов усиления, что принципиально позволяет обеспечить робастность системы к изменению параметров и возмущений [2-5].

В настоящей работе рассматривается метод динамической компенсации параметров и его особенности связанные с охватом дифференциальными связями компенсируемых звеньев системы.

Основные свойства одноконтурной системы регулирования

В качестве объекта управления примем двигатель постоянного тока, структура которого используется как базис при синтезе регуляторов как электроприводов постоянного, так и переменного тока.

Исходные уравнений двигателя постоянного тока

$$U = R_{\text{я}} I + L_{\text{я}} \frac{dI}{dt} + E; \quad (1)$$

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}; \quad (2)$$

$$M = c \Phi I; \quad E = c \Phi \omega, \quad (3)$$

где U – напряжение на якоре двигателя; $I_{\text{я}}$ – ток якорной цепи; $L_{\text{я}}$, $R_{\text{я}}$ – индуктивность и сопротивление якорной цепи; M , M_c , J – соответственно моменты двигателя; нагрузки, инерции; E – противо-ЭДС; c – конструктивная постоянная двигателя; Φ – магнитный поток; ω – угловая частота вращения.

Структурная схема системы регулирования скорости представлена на рис. 1. При первоначальном рассмотрении в качестве основы примем одноконтурную систему регулирования скорости, выделенную непрерывными линиями. Использование принципа динамической компенсации в скоростном контуре имеет свои особенности. Для формирования корректирующего сигнала в этом случае используются две координаты замкнутого контура исходной системы.

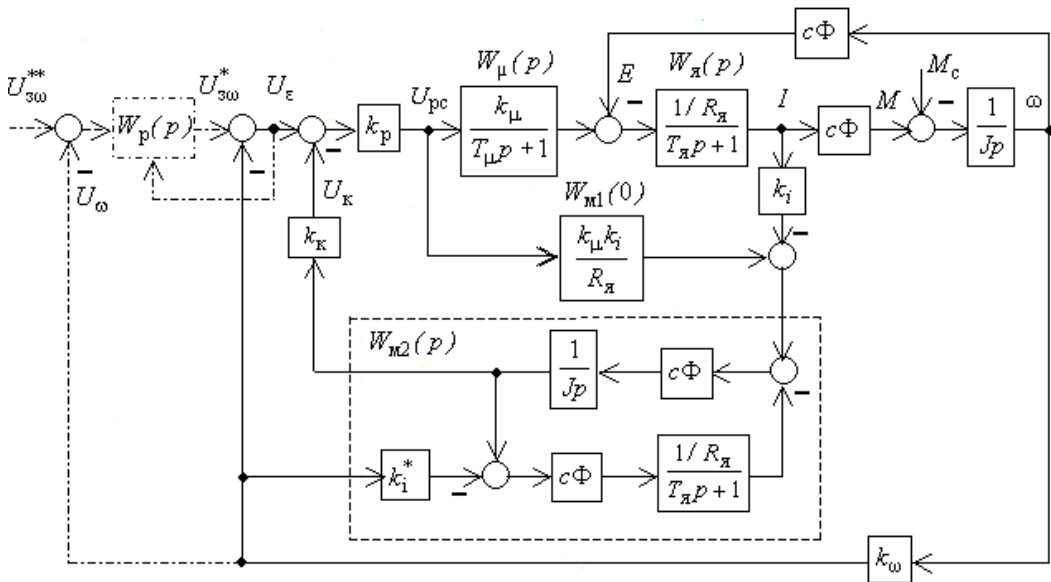


Рис. 1. Структурная схема системы регулирования скорости

Эквивалентный регулятор скорости включает в себя усилитель с большим коэффициентом k_p , дифференцирующую цепь, представленную тиристорным преобразователем с передаточной функцией $W_{\mu}(p)$, якорной цепью электродвигателя $W_{\text{я}}(p)$ и статической моделью $W_{\text{м1}}(0)$ этих звеньев, а также динамическую модель двигателя $W_{\text{м2}}(p)$. Параметры модели $W_{\text{м2}}(p)$ определяются из условия эквивалентности параметров модели и объекта. Причем, в качестве модели объекта рассматривается двигатель с

передаточной функцией относительно точки съема одной из составляющих корректирующего сигнала (тока якоря)

$$W_i(p) = \frac{\omega(p)}{I(p)} = \frac{R_{\text{я}} k_{\text{д}} (T_{\text{я}} p + 1)}{T_{\text{м}} T_{\text{я}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1},$$

где $T_{\text{м}} = \frac{R_{\text{я}} J}{(c\Phi)^2}$, $k_{\text{д}} = \frac{1}{c\Phi}$.

Для компенсации противо-ЭДС двигателя модель $W_{\text{М2}}(p)$ содержит дополнительную цепь с передаточным коэффициентом $k_i^* = \frac{k_i}{k_{\omega}}$.

Данная структурная схема соответствует одноконтурной системе регулирования с передаточной функцией регулятора скорости:

$$W_{\text{pc}}(p) = \frac{U_{\text{pc}}(p)}{U_{\varepsilon}(p)} = \frac{(T_{\mu} p + 1)[T_{\text{м}} p (T_{\text{я}} p + 1) + 1]}{m(T_{\mu} p + 1)[T_{\text{м}} p (T_{\text{я}} p + 1) + 1] + k_{\text{к}} k_{\mu} k_{\text{д}} k_i [T_{\text{я}} T_{\mu} p^2 + (T_{\text{я}} + T_{\mu}) p]},$$

где $m = \frac{1}{k_{\text{р}}}$, $k_{\text{к}} = \frac{a k_{\omega}}{k_i}$.

Вырожденная передаточная функция регулятора при $m \rightarrow 0$ будет соответствовать свойствам неявного ПИД-регулятора:

$$W_{\text{pc}}(p) = \frac{(T_{\mu} p + 1)[T_{\text{м}} p (T_{\text{я}} p + 1) + 1]}{k_{\text{к}} k_{\mu} k_{\text{д}} k_i [T_{\text{я}} T_{\mu} p^2 + (T_{\text{я}} + T_{\mu}) p]}, \quad (5)$$

а передаточная функция замкнутого контура скорости примет вид:

$$W_{\omega}(p) = \frac{1/k_{\omega}}{a T_{\text{я}} T_{\mu} p^2 + a (T_{\text{я}} + T_{\mu}) p + 1}. \quad (6)$$

Выбор коэффициента настройки a в цепи модели осуществляется из условия обеспечения требуемого демпфирования ξ для эквивалентного колебательного звена

$$W(p) = \frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}. \quad (7)$$

При настройке на модульный оптимум коэффициент $\xi = \sqrt{2}/2$.

Записывая условия эквивалентности для (7) и замкнутого скоростного контура (6), получим

$$T = \sqrt{\alpha T_{\text{я}} T_{\mu}}; \quad \xi = \frac{a(T_{\text{я}} + T_{\mu})}{2T},$$

откуда следует выражение для коэффициента настройки

$$a = \frac{4\gamma\xi^2}{(1 + \gamma)^2},$$

где $\gamma = \frac{T_{\text{я}}}{T_{\mu}}$ – соотношение малых постоянных времени.

В нижней части диапазона регулирования скорости переходные процессы по управлению соответствуют их линейному представлению. Влияния ограничения выходного напряжения преобразователя, в этом случае не наблюдается.

Передаточная функция замкнутого скорректированного контура по возмущающему воздействию

$$W_b(p) = \frac{\omega(p)}{M(p)} = \frac{R_y k_d (T_y p + 1) \{m(T_\mu p + 1)\}}{c\Phi [T_m p (T_y p + 1) + 1] \{m(T_\mu p + 1)\}} \times \\ \times \frac{[T_m p (T_y p + 1) + 1] + k_\mu k_i k_d k_k [T_y T_\mu p^2 + (T_y + T_\mu) p]}{[T_m p (T_y p + 1) + 1] + k_\mu k_i k_o k_k [T_y T_\mu p^2 + (T_y + T_\mu) p] + k_\mu k_o k_\omega}, \quad (8)$$

а вырожденная передаточная функция

$$W_b(p) = \frac{\omega(p)}{M(p)} = \frac{R_y k_d a (T_y p + 1) [T_y T_\mu p^2 + (T_y + T_\mu) p]}{c\Phi [T_m (T_y p + 1) + 1] [a T_y T_\mu p^2 + a (T_y + T_\mu) p + 1]}. \quad (9)$$

Динамика переходных процессов в соответствии с (9) обусловлена реальными дифференцирующими звеньями, которые определяют быструю и медленную составляющие переходного процесса. Отметим, что статическая ошибка по скорости в рассматриваемом случае не зависит от соотношения большой и малой постоянных времени, как в однократно интегрирующей подчиненного регулирования параметров. Действительно, при подстановке $p = 0$ из (8) можно получить уравнение для статической ошибки по скорости:

$$\Delta\omega = \Delta M \frac{R_y}{(c\Phi)^2 (1 + k_p k_\mu k_d k_\omega)},$$

откуда следует, что при увеличении k_p одновременно с более точной реализацией регулятора (5) свойства скоростного контура приближаются к астатической системе регулирования.

Исследование влияния параметрических возмущений

К числу параметрических возмущений можно отнести влияние сетевого напряжения на коэффициент передачи тиристорного преобразователя и нелинейность его регулировочной характеристики. Кроме того, в зависимости от нагрузки и продолжительности работы происходит изменение сопротивления якорной цепи двигателя и электромагнитной постоянной времени. Все это приводит к рассогласованию коэффициентов передачи статической модели $W(0)$ и охватываемых дифференциальной вилкой звеньев системы регулирования. На входе эквивалентного регулятора появляется дополнительная ошибка. Как показывают исследования при отработке управляющих воздействий, это приводит лишь к изменению характера переходных процессов. Однако, учитывая, что в реальной системе момент нагрузки не равен нулю, даже малое рассогласование коэффициентов приводят к большим статическим ошибкам. Причем, за счет охвата усилителя отрицательной обратной связи, включающей передаточные функции $W_{m1}(0)$ и

$W_{m2}(p)$, происходит выход в равновесное состояние независимо от рассогласования в сторону уменьшения или увеличения коэффициентов системы и модели. То есть явно выраженного эффекта неустойчивого состояния из-за влияния положительной обратной связи в этом случае не наблюдается.

Для компенсации статических ошибок в структуру введен дополнительный контур [5], передаточная функция регулятора которого равна

$$W_p(p) = \frac{1}{\tau p},$$

где $\tau = 2a(T_\gamma + T_\mu)$.

Передаточная функция регулятора на управляющее воздействие в этом случае соответствует условиям настройки контура на модульный оптимум, а со стороны нагрузки эквивалентна пропорционально-интегрирующему звену и условиям настройки контура на симметричный оптимум

$$W_\omega(p) = \frac{U_\varepsilon(p)}{U_\omega(p)} = \frac{1 + \tau p}{\tau p}.$$

Для оптимизации работы в зоне больших рассогласований в структуру регулятора $W_p(p)$ введена дополнительная обратная релейная связь, размыкающая процесс накопления интегральной составляющей.

Рассмотренные структуры при обработке малых управляющих и возмущающих воздействий обладают свойствами линейных систем. Однако если учитывать реальные ограничения блоков системы регулирования, то при обработке больших воздействий подобны релейным системам. Одним из требований, предъявляемых к электроприводу промышленных установок является обеспечение постоянства ускорения при пуске и торможении.

В системах подчиненного регулирования параметров это обеспечивается за счет зависимого токоограничения контура тока. Однако в системах с токоограничением динамика переходных режимов существенно зависят от изменения моментов нагрузки и инерции. Эквивалент токоограничения в рассматриваемом случае может быть обеспечен за счет введения задатчика интенсивности $W_{зи}(p)$. В рабочем диапазоне скоростей в данном случае можно обеспечить равномерность движения на участках разгона при изменении нагрузки (рис. 2,а). Переходной процесс при одновременном изменении моментов нагрузки и инерции приведен на рис. 2,б.

В рассматриваемой системе происходит зависимое изменение динамического момента от моментов инерции и нагрузки, что приближает динамические характеристики к системам предельного регулирования. При входе в насыщение (рис. 2,б) связанное с ограничением выходного напряжения преобразователя процесс выхода на установившееся значение скорости будет затянутым и определяться возрастающим значением противо-ЭДС двигателя.

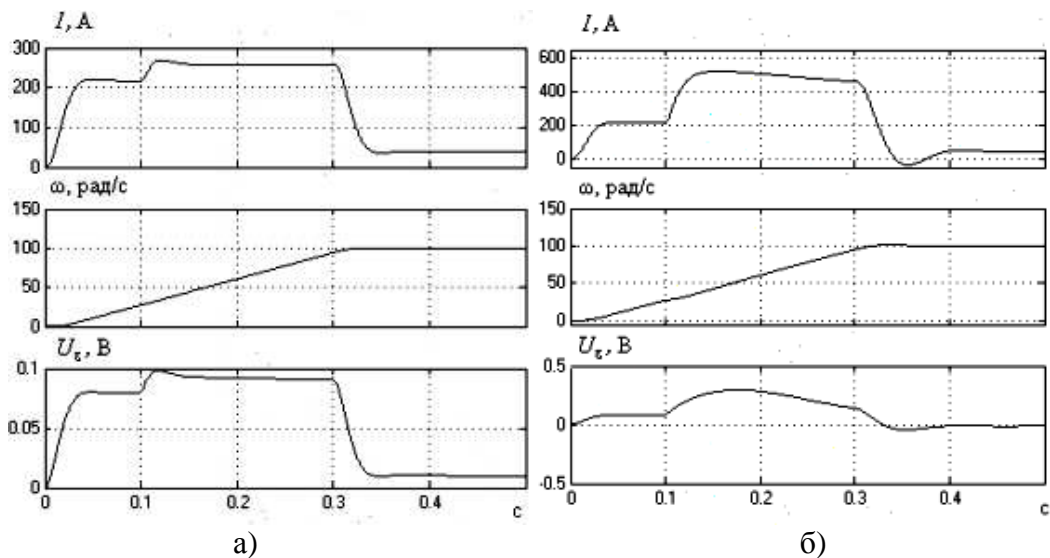


Рис. 2. Переходные процессы: а) на скачок нагрузки во время пуска; б) скачок нагрузки с одновременным увеличением в два раза момента инерции

Рассогласование параметров приводит к ухудшению качественных показателей системы регулирования. Однако в диапазоне рассогласований $\pm 30\%$ от расчетных значений существенного влияния на них не оказывает. Более того, при больших рассогласованиях происходит переход в скользящий релейный режим работы с сохранением устойчивости.

Заключение

Описание машин переменного тока в системе вращающихся координат и их структурное представление максимально приближено к машинам постоянного тока. С учетом этого рассмотренный метод управления целесообразно использовать в регулируемых электроприводах переменного тока.

Список литературы

1. Филимонов А.Б., Филимонов Н.Б. Робастное управление с «глубокой» обратной связью // XIII Всероссийское совещание по проблемам управления: Труды. – М.: ИПУ РАН, 2019. – С. 811-815.
2. Поляк Б.Т., Щербаков П.С. Робастная устойчивость и управление. – М.: Наука, 2002. – 303 с.
3. Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. – М.: Наука, 1967. – 424 с.
4. Biernacki R., Hwang H., Bhattacharyya H. Robust Stability with Structural Real Parameter Perturbation // IEEE Transactions on Automatic Control. 1987. AC-32. – P. 495-506.
5. Филимонов А.Б., Филимонов Н.Б. Робастная коррекция в системах управления с большим коэффициентом усиления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 12. С. 3-10.

References

1. Filimonov A.B., Filimonov N.B. Robust Control with "deep" feedback // XIII All-Russian Meeting on Control Problems: Proceedings: Institute of Control Sciences Academician VA Trapeznikov. 2019. P. 811-815.
2. Polyak B.T. Scherbakov P.S. Robust stability and control. Moscow: Nauka, 2002. 330 p.
3. Meerov M.V. Synthesis of structures of automatic control systems of high accuracy. Moscow: Nauka, 1967. 424 p.
4. Biernacki R., Hwang H., Bhattacharyya H.H. Robust Stability with Structural Real Parameter Perturbation // IEEE Transactions on Automatic Control. 1987. AC-32. P. 495-506.
5. Filimonov A.B., Filimonov N.B. Robust Correction in High-Gain Control Systems // Мехатроника, Автоматизация, Управление. 2014. No 12. P. 3-10.

Иванов Владимир Михайлович – кандидат технических наук, доцент, Ульяновский государственный технический университет, Ульяновск, Россия; v.ivanov@ulstu.ru	Ivanov Vladimir Mikhailovich – candidate of technical sciences, associate professor, Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, Russia; v.ivanov@ulstu.ru
--	--

Received 04.04.2020