

DOI: 10.47026/1810-1909-2023-2-128-137

УДК 621.313.3

ББК 31.261.63

Г.П. ОХОТКИН

## РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ПРЯМОГО МЕТОДА СИНТЕЗА РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

**Ключевые слова:** регулируемый электропривод постоянного тока, двигатель постоянного тока независимого возбуждения, контур тока, регулятор тока, контур скорости, регулятор скорости, синтез контуров регулирования электропривода.

Важным преимуществом систем подчиненного регулирования координат является то, что настройка регуляторов производится независимо и последовательно от внутреннего контура к внешнему. Аппроксимация полупроводникового преобразователя электроэнергии непрерывным динамическим звеном позволяет аналитически исследовать динамику регулируемого электропривода, оценить оптимальные параметры регуляторов, обеспечивающих предельные динамические показатели электропривода.

**Цель исследования** – разработка методики прямого метода синтеза регулируемых электроприводов с предельными динамическими показателями, выполненных по системе подчиненного регулирования координат.

**Материалы и методы.** На основе анализа динамических процессов разработаны математическая и имитационная модели регулируемого электропривода. Динамика электропривода описана дифференциальным уравнением третьего порядка. В работе применялась теория дифференциальных уравнений, использованы операторные методы представления систем, прямые методы синтеза систем автоматического управления, расчеты выполнялись в среде программирования MATLAB Simulink.

**Результаты исследования.** Нормирование дифференциального уравнения регулируемого электропривода позволило связать параметры уравнения с формой кривой переходной характеристики и параметрами регулятора скорости. Установлены точные значения этих параметров, обеспечивающие наилучшие формы переходных процессов при управляющих воздействиях и возмущениях по нагрузке. Предложено использовать пропорционально-интегральный регулятор для оптимизации процессов по каналу возмущения, а для оптимизации процессов по управлению – ввести пассивное звено на входе канала по управляющему воздействию. При этом обеспечивается независимая настройка контура скорости на оптимум для обоих видов воздействия. Моделирование процессов в среде программирования MATLAB Simulink полностью совпадают с показателями, приведенными в известных работах.

**Выводы.** Разработанная методика синтеза двукратно-интегрирующих систем электропривода позволила установить аналитическую связь параметров регулятора скорости с формой кривой переходной характеристики как при управляющих воздействиях, так и при возмущениях по нагрузке.

Для независимой настройки контура скорости на оптимум для обоих видов воздействия предложено использовать ПИ-регулятор для оптимизации процессов по каналу возмущения, а для оптимизации процессов по управлению – ввести пассивное звено на входе канала по управляющему воздействию.

В ходе имитационного моделирования установлено, что показатели качества переходного процесса контура скорости полностью совпадают с показателями, приведенными в известных работах.

**Введение. Постановка задачи.** Регулируемые электроприводы постоянного тока (РЭП), обладающие высокими динамическими показателями и широким диапазоном регулирования скорости, получили широкое распространение в станкостроении и робототехнике. Такие показатели электроприводом достигаются

благодаря системе подчиненного регулирования координат, представляющей собой многоконтурную систему с каскадным включением регуляторов. Применительно к регулируемому электроприводу постоянного тока система подчиненного регулирования координат содержит внешний контур регулирования скорости и внутренний, подчиненный контур регулирования тока. При этом выходной сигнал регулятора скорости (РС) является задающим для регулятора тока (РТ). Важным преимуществом системы является то, что настройка регуляторов производится независимо и последовательно от внутреннего контура к внешнему.

Регулирование скорости электродвигателя постоянного тока (ДПТ) в первой зоне производится путем изменения напряжения на якоре с помощью полупроводниковых преобразователей электроэнергии (ППЭ), являющихся дискретными и нелинейными системами. Для управления ППЭ используется специальная система управления (СУ). Схема регулируемого электропривода постоянного тока, выполненная по системе подчиненного регулирования координат [1, 2], представлена на рис. 1. Сигнал  $u_{от}(t)$ , формируемый датчиком тока (ДТ), пропорциональный току якоря электродвигателя (М), поступает на второй вход регулятора тока (РТ). Сочлененный с электродвигателем тахогенератор (BR) формирует сигнал  $u_{от}(t)$ , пропорциональный скорости вращения якоря двигателя, который подается на второй вход регулятора скорости (РС), а на первый вход РС подается сигнал задания скорости вращения двигателя  $U_{зс}(t)$ .

Задача проектирования электроприводов с предельными динамическими показателями является актуальной. Однако специфические особенности ППЭ (дискретность, нелинейность, полууправляемость) не позволяют представить модель РЭП типовыми динамическими звеньями и синтезировать систему аналитическими методами, разработанными в теории автоматического управления [1].

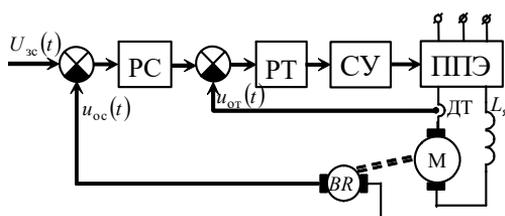


Рис. 1. Функциональная схема РЭП

Синтез нелинейных дискретных систем с точным учетом специфических особенностей полупроводниковых преобразователей электроэнергии возможен лишь с использованием вычислительной техники [3, 4]. Однако обилие рассчитанных при этом таблиц, кривых и диаграмм без специальной обработки результатов численных экспериментов не помогает установлению объективных взаимосвязей между показателями качества и параметрами системы. В связи с этим без предварительных аналитических исследований трудно организовать целенаправленный поиск оптимальных параметров системы.

Для анализа и синтеза аналитическими методами необходима линеаризованная дискретная модель регулируемого электропривода, которая справедлива лишь при малых отклонениях управляющих воздействий. Получаемые при этом

результаты справедливы лишь в локальной области параметров. При больших отклонениях управляющих воздействий характер процессов будет иным, даже могут возникнуть автоколебания. Требование их ликвидации накладывает ограничение на полосу пропускания и, как следствие, на быстродействие электропривода.

Аппроксимация полупроводниковых преобразователей электроэнергии непрерывными динамическими звеньями позволяет исследовать динамику РЭП в глобальной области изменения параметров. Аппроксимация инерционным звеном или звеном с чистым запаздыванием на время, равное половине периода дискретности, допустима лишь для относительно медленных процессов. Такая аппроксимация не соответствует физической картине динамических процессов в системе, и поэтому не может быть окончательно решена задача проектирования электроприводов с предельными динамическими показателями. В литературе вопросы аналитического синтеза регулируемых электроприводов с предельными динамическими показателями освещены недостаточно полно, поэтому данная задача является актуальной.

**Целью данной работы** является разработка методики прямого метода синтеза регулируемых электроприводов с предельными динамическими показателями, выполненных по системе подчиненного регулирования координат.

**Материалы и методы.** На основе анализа динамических процессов разработаны математическая и имитационная модели регулируемого электропривода. Динамика электропривода описана дифференциальным уравнением третьего порядка. В работе применялась теория дифференциальных уравнений, использованы операторные методы представления систем, прямые методы синтеза систем автоматического управления, расчеты выполнялись в среде программирования MATLAB Simulink.

**Результаты исследования.** *Математическая модель электродвигателя постоянного тока независимого возбуждения.* Динамические процессы в электродвигателе постоянного тока (ДПТ) независимого возбуждения (НВ) описываются дифференциальными уравнениями [1]:

$$L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}(t)}{dt} + R_{\text{я}} i_{\text{я}}(t) + E_{\text{я}}(t) = U_{\text{я}}(t), \quad M(t) - M_{\text{с}}(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt}, \quad (1)$$

где  $R_{\text{я}}$  – сопротивление якорной цепи, Ом;  $L_{\text{я}}$  – индуктивность якорной цепи, Гн;  $i_{\text{я}}$  – ток якоря, А;  $U_{\text{я}}$  – напряжение на якоре, В;  $E_{\text{я}} = k\Phi\omega$  – противо-ЭДС ДПТ НВ, В;  $k$  – конструктивный коэффициент ДПТ, Вс;  $\Phi$  – магнитный поток машины, Вб;  $\omega = \pi n/30$  – угловая скорость ДПТ, рад/с;  $n$  – частота вращения якоря, об./мин;  $M = k\Phi i_{\text{я}}$  – электромагнитный (вращающий) момент, Нм;  $M_{\text{с}} = k\Phi I_{\text{с}}$  – статический момент сопротивления, Нм;  $I_{\text{с}}$  – ток статической нагрузки, А;  $J$  – момент инерции якоря и вращающихся совместно с якорем элементов рабочего органа, кгм<sup>2</sup>.

Для создания структурной схемы электродвигателя вначале дифференциальные уравнения (1) преобразуем по Лапласу при нулевых начальных условиях к виду

$$W_1(p) = \frac{i_{\text{я}}(p)}{U_{\text{я}}(p) - E_{\text{я}}(p)} = \frac{1/R_{\text{я}}}{T_{\text{я}}p + 1}, \quad W_2(p) = \frac{\omega(p)}{i_{\text{я}}(p) - I_{\text{с}}(p)} = \frac{k\Phi}{Jp}, \quad (2)$$

где  $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}$  – электромагнитная постоянная времени ДПТ НВ. Затем на основе передаточных функций (2) изобразим структурную схему ДПТ НВ в виде, представленном на рис. 2. Структурная схема электродвигателя состоит из последовательно соединенных инерционного и интегрирующего звеньев, охваченных общей отрицательной обратной связью.

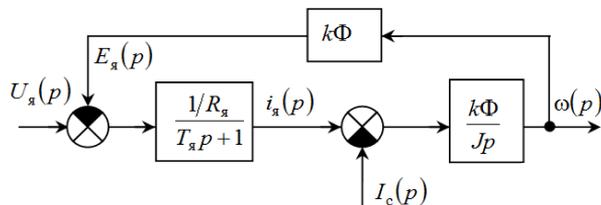


Рис. 2. Структурная схема ДПТ НВ

Схема (рис. 2) содержит два входа  $U_{\text{я}}(p)$ ,  $U_{\text{с}}(p)$  и один выход  $\omega(p)$ . Передаточная функция структурной схемы ДПТ по управлению

$$W_{\text{у}}(p) = \frac{\omega(p)}{U_{\text{я}}(p)} = \frac{1/k\Phi}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p + 1}, \quad (3)$$

а по возмущению

$$W_{\text{в}}(p) = -\frac{\omega(p)}{I_{\text{с}}(p)} = -\frac{R_{\text{я}}(T_{\text{я}}p + 1)/k\Phi}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p + 1}, \quad (4)$$

где  $T_{\text{м}} = J R_{\text{я}} / (k \Phi)^2$  – электромеханическая постоянная времени ДПТ.

Полученные соотношения позволяют разработать виртуальный прибор для исследования статических и динамических характеристик ДПТ НВ, рассчитать статические характеристики и исследовать переходный процесс пуска электродвигателя как в режиме холостого хода, так и под нагрузкой.

**Синтез регулятора тока на компенсацию постоянной времени объекта управления.** Для упрощения описания динамических процессов в контуре тока пренебрегаем влиянием противо-ЭДС двигателя, т.е.  $U_{\text{я}}(p) = 0$ . Полупроводниковый преобразователь электроэнергии аппроксимируем непрерывным динамическим звеном с коэффициентом передачи  $K_{\text{п}}$ .

Пусть для оптимизации переходного процесса тока якоря применяется пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор тока (РТ) с передаточной функцией вида

$$W_{\text{рт}}(p) = \frac{U_{\text{рт}}(p)}{U_{\text{зт}}(p) - u_{\text{от}}(p)} = K_{\text{рт}} \frac{T_{\text{рт}}p + 1}{T_{\text{рт}}p}, \quad (5)$$

где  $K_{\text{рт}}$  – коэффициент пропорциональной части РТ;  $T_{\text{рт}}$  – постоянная интегрирования регулятора.

В этом случае структурная схема контура тока принимает вид, показанный на рис. 3.

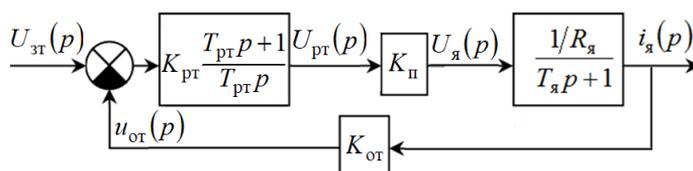


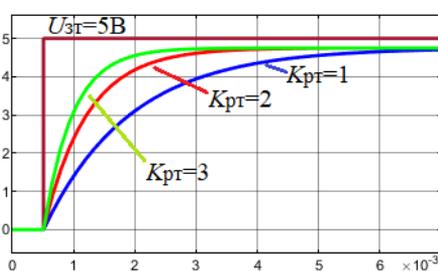
Рис. 3. Структурная схема контура тока

При настройке регулятора тока на компенсацию постоянной времени объекта управления ( $T_{рп} = T_я$ ) контур тока может быть представлен инерционным звеном первого порядка с передаточной функцией вида

$$W_{зт}(p) = \frac{i_я(p)}{U_{зт}(p)} = \frac{1/K_{от}}{T_э p + 1}, \quad (6)$$

где  $T_э = R_я T_я / (K_{рп} K_п K_{от})$  – эквивалентная постоянная времени контура тока. В устойчивой системе на выбор коэффициента пропорциональной части регулятора тока  $K_{рп}$  не накладывается никаких ограничений. Очевидно, что с увеличением коэффициента  $K_{рп}$  возрастает быстродействие системы.

Продемонстрируем это на имитационной модели при следующих параметрах:  $U_{зт} = 5$  В;  $K_п = 2,7$ ;  $R_я = 3,14$  Ом;  $T_я = 0,0064$  с;  $K_{от} = 5,26$  Ом. Обозначив  $T_э^* = R_я T_я / (K_п K_{от})$ , имеем  $T_э = T_э^* / K_{рп}$ . Тогда для эквивалентных постоянных времени контура тока  $T_э = 0,0014$  ( $K_{рп} = 1$ ),  $T_э = 0,0007$  ( $K_{рп} = 2$ ),  $T_э = 0,00047$  ( $K_{рп} = 3$ ) получаем кривые переходного процесса, приведенные

Рис. 4. Влияние  $K_{рп}$  на переходный процесс контура тока

на рис. 4, которые свидетельствуют о том, что с увеличением  $K_{рп}$  возрастает быстродействие системы.

В линейной системе диапазон изменения коэффициента усиления регулятора  $0 < K_{рп} < \infty$ .

В реальной нелинейной дискретной системе максимальное значение коэффициента усиления регулятора тока ограничивается запасом устойчивости контура тока.

**Синтез регулятора скорости.** Структурная схема контура скорости, когда в РЭП используется пропорционально-интегральный регулятор скорости и пренебрегается влиянием противо-ЭДС двигателя, представлена на рис. 5.

В структурной схеме (рис. 5) передаточная функция регулятора скорости представлена в виде

$$W_{рп}(p) = \frac{U_{рп}(p)}{U_{зс}(p) - u_{ос}(p)} = K_к \frac{T_к p + 1}{T_к p}, \quad (7)$$

где  $K_к$  – коэффициент пропорциональной части РС;  $T_к$  – постоянная интегрирования регулятора.

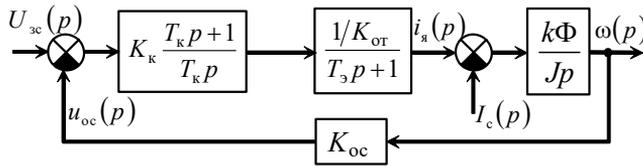


Рис. 5. Структурная схема контура скорости

Структурная схема (рис. 5) содержит два входа  $U_{зс}(p)$  и  $I_c(p)$  и один выход  $\omega(p)$ . На кривую переходного процесса  $\omega(p)$  одновременно влияют как задающее воздействие  $U_{зс}(p)$ , так и ток нагрузки  $I_c(p)$ . В линейной системе (рис. 5) справедлив принцип суперпозиции и поэтому регулируемая величина  $\omega(p)$  равна алгебраической сумме ее составляющих:

$$\omega(p) = W_y(p)U_{зс}(p) - W_b(p)I_c(p), \quad (8)$$

где  $W_y(p)$  – передаточная функция структуры по управлению

$$W_y(p) = \frac{\omega(p)}{U_{зс}(p)} = \frac{(T_k p + 1) / K_{от}}{T_3 T_H p^3 + T_H p^2 + T_k p + 1},$$

а  $W_b(p)$  – передаточная функция по возмущению

$$W_b(p) = \frac{\omega(p)}{I_c(p)} = \frac{(T_3 p + 1) T_H k \Phi p / J}{T_3 T_H p^3 + T_H p^2 + T_k p + 1},$$

где  $T_H = T_k J K_{от} / (K_k k \Phi K_{ос})$ .

Операторное уравнение (8) с учетом двух воздействий  $U_{зс}(p)$  и  $I_c(p)$  запишется в виде

$$(T_3 T_H p^3 + T_H p^2 + T_k p + 1)\omega(p) = \frac{T_k p + 1}{K_{от}} U_{зс}(p) - \frac{k \Phi T_H}{J} p (T_3 p + 1) I_c(p). \quad (9)$$

Для удобства анализа введем безразмерный оператор дифференцирования  $D = T_3 p$ , тогда  $D^2 = T_3^2 p^2$ ,  $D^3 = T_3^3 p^3$  [1]. Теперь с целью обобщения результатов исследования уравнение (9) представим в относительных единицах:

$$(D^3 + D^2 + AD + B)\omega_*(D) = (AD + B)U_{y*}(D) - D(D + 1)U_{b*}(D), \quad (10)$$

где  $A = T_3 T_k / T_H$ ,  $B = T_3^2 / T_H$ ,  $U_{y*}(D) = U_{зс}(D) / K_{от}$ ,  $U_{b*}(D) = T_3 k \Phi I_c(D) / J$ .

Решение операторного уравнения (10) дает вид кривой переходного процесса в масштабе времени в  $1/T_3$  раз больше реального, при этом форма кривой для любых воздействий определяется значениями параметров  $A$  и  $B$ . Варьируемыми параметрами при настройке системы регулирования являются лишь  $A$  и  $B$ , которые могут меняться за счет параметров регулятора  $K_k$  и  $T_k$ . Из соотношений, приведенных в (10) и (8), получаем

$$K_k = A J K_{от} / (k \Phi K_{ос} T_3), \quad T_k = A T_3 / B. \quad (11)$$

Из (11) следует, что оптимизация переходного процесса как по управлению, так и по возмущению может быть достигнута только соответствующим выбором параметров  $A$  и  $B$ , которые зависят от настройки ПИ-регулятора.

В работе [1] предложено использовать ПИ-регулятор для оптимизации процессов по каналу возмущения, а для оптимизации процессов по управлению – ввести пассивное звено на входе канала по управляющему воздействию. При этом обеспечивается независимая настройка контура скорости на оптимум для обоих видов воздействия.

В [1] установлено, что при  $A = 0,823$ ,  $B = 0,2$  и  $\tau_{оп} = 2,3$  (точка настройки 2) переходный процесс в системе имеет минимальное время регулирования  $t_{py}^* = 3,5$  и  $t_{pv}^* = 6,25$ , когда зона допустимых отклонений ограничена 5%. При этом максимальные отклонения угловой скорости электродвигателя составляют:  $\Delta\omega_y^* = 0,05$  – по управляющему воздействию и  $\Delta\omega_v^* = 0,05$  – по возмущающему воздействию.

Исходя из приведенных выше рассуждений введем на входе канала по управляющему воздействию звено с передаточной функцией

$$W_{\phi}(D) = \frac{(A - 1/\tau_{оп})D + B}{AD + B}. \quad (12)$$

Для подтверждения полученных в работе [1] результатов составим имитационную модель системы по соотношению (10) (рис. 6).

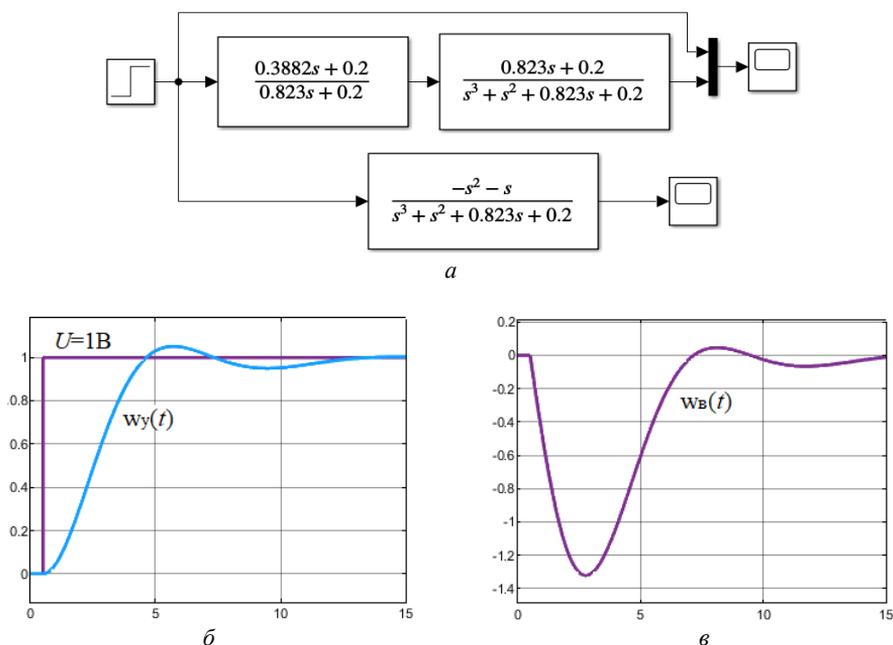


Рис. 6. Процессы имитационной модели системы по уравнению (10):  
 а – имитационная модель системы в среде программирования MATLAB Simulink;  
 б – переходной процесс по управлению;  
 в – переходной процесс по возмущению

Приведенные на рис. 6, б и в кривые переходных процессов для обоих видов воздействия подтверждают полученные в [1] результаты.

В реальном масштабе времени пассивное звено (12) имеет вид

$$W_{\phi}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, \quad (13)$$

где  $T_1 = (A - 1/\tau_{он})T_3/B$ ,  $T_2 = AT_3/B$ , а структурная схема контура скорости РЭП с пассивным звеном  $W_{\phi}(p)$  на входе канала по управлению приведена на рис. 7. Введение в структуру пассивного звена с передаточной функцией  $W_{\phi}(p)$  обеспечивает независимую настройку контура скорости на оптимальный переходный процесс для обоих видов воздействия:  $U_{зс}(p)$  и  $I_c(p)$ .

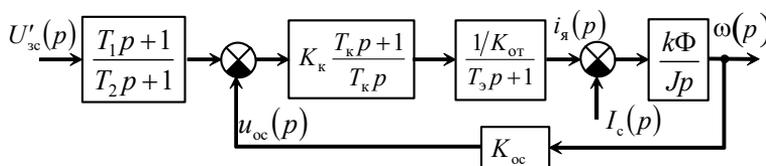
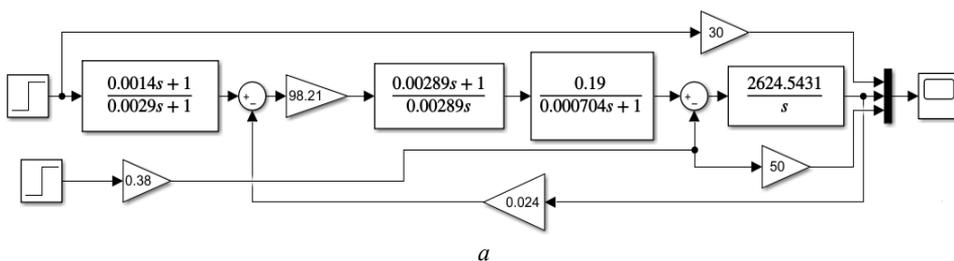
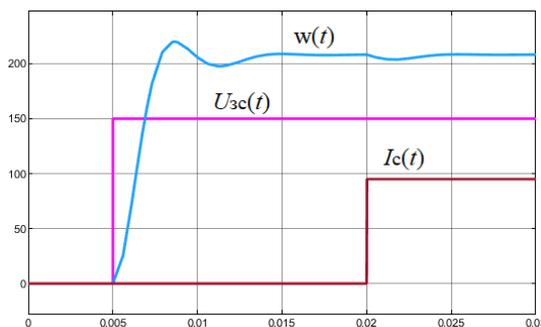


Рис. 7. Структурная схема контура скорости с звеном  $W_{\phi}(p)$

Для подтверждения полученных выше результатов разработана имитационная модель контура скорости РЭП в среде программирования MATLAB Simulink (рис. 8, а), работающая в реальном масштабе времени.



а



б

Рис. 8. Имитационная модель электропривода:

а – модель контура скорости электропривода в среде программирования MATLAB Simulink;

б – переходные процессы системы

На рис. 8, б представлены переходные процессы системы при  $K_{от} = 5,26 \text{ Ом}$ ;  $T_3 = 0,0007$  ( $K_{рт} = 2$ ) с;  $I_c = 1,9 \text{ А}$ ;  $k\Phi = 0,05026 \text{ Вс}$ ;  $J = 1,91523 \cdot 10^{-5} \text{ кгМ}^2$ ;  $\omega_n = 418,88 \text{ рад/с}$ ;  $K_{ос} = 0,024 \text{ Вс/рад}$ ;  $K_k = 98,21$ ;  $T_k = 0,00289 \text{ с}$ ;  $T_1 = 0,0014 \text{ с}$ ;  $T_2 = 0,0029 \text{ с}$ . Управляющее воздействие  $U'_{зс}(t) = 5 \text{ В}$  подается на вход системы в момент времени  $t = 0,005 \text{ с}$ , а возмущающее воздействие  $I_c(t) = 5 \text{ А}$  – в момент времени  $t = 0,02 \text{ с}$ . Здесь масштаб времени кривой угловой скорости  $\omega(t)$  электродвигателя в  $T_3$  раз меньше, чем на рис. 6, б и в. На интервале времени от  $t = 0,005 \text{ с}$  до  $t = 0,02 \text{ с}$  осуществляется разгон ДПТ вхолостую, а в момент времени  $t = 0,02 \text{ с}$  осуществляется наброс нагрузки. При этом вначале происходит провал скорости электродвигателя, а затем ПИ регулятор скорости восстанавливает заданную скорость ДПТ. Показатели качества переходного процесса полностью совпадают с показателями, приведенными в [1].

**Выводы.** 1. Разработанная методика синтеза двукратно интегрирующих систем электропривода позволила установить аналитическую связь параметров регулятора скорости с формой кривой переходной характеристики как при управляющих воздействиях, так и при возмущениях по нагрузке.

2. Для независимой настройки контура скорости на оптимум для обоих видов воздействия предложено использовать ПИ-регулятор для оптимизации процессов по каналу возмущения, а для оптимизации процессов по управлению – ввести пассивное звено на входе канала по управляющему воздействию.

3. В ходе имитационного моделирования установлено, что показатели качества переходного процесса контура скорости полностью совпадают с показателями, приведенными в известных работах.

#### Литература

1. Динамика вентильного электропривода постоянного тока / Н.В. Донской, А.Г. Иванов, В.М. Никитин, А.Д. Поздеев; под ред. А.Д. Поздеева. М.: Энергия, 1975. 224 с.
2. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.
3. Охоткин Г.П. Динамические модели контура тока ИППН с ПИ-регулятором // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы III Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2000. С. 140–148.
4. Режим пробоя коллекторной цепи транзистора в ключевых генераторах с внешним возбуждением / Г.П. Охоткин, А.Г. Чертановский, Н.В. Павлов и др. // Междунар. науч. конф. «Нигматуллинские чтения – 2018» (9–12 октября 2018 г.): тез. докл. Казань: Изд-во АН РТ, 2018. Т. 1. С. 205–208.

---

**ОХОТКИН ГРИГОРИЙ ПЕТРОВИЧ** – доктор технических наук, профессор, декан факультета радиоэлектроники и автоматики, заведующий кафедрой автоматики и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (elius@list.ru; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9410-7380>).

---

Grigory P. OKHOTKIN

#### DEVELOPMENT OF THE METHOD OF DIRECT SYNTHESIS OF ADJUSTABLE DC ELECTRIC DRIVE

**Key words:** adjustable DC electric drive, DC motor of independent excitation, current loop, current regulator, speed loop, speed controller, synthesis of electric drive control circuits.

An important advantage of subordinate coordinate control systems is that the adjustment of the regulators is performed independently and sequentially from the internal contour to the external one. The approximation of a semiconductor electric power converter by

a continuous dynamic link makes it possible to analytically investigate the dynamics of a regulated electric drive and to evaluate the optimal parameters of regulators that provide the maximum dynamic performance of the electric drive.

**The purpose of the study** is to develop a methodology for the direct synthesis method of regulated electric drives with limiting dynamic parameters, performed according to the system of subordinate coordinate regulation.

**Materials and methods.** Based on the analysis of dynamic processes, mathematical and simulation models of an adjustable electric drive have been developed. The dynamics of the electric drive is described by the differential equation of the third row. The theory of differential equations was applied in the work, operator methods of system representation, direct methods of synthesis of automatic control systems were used. Calculations were performed in the MATLAB Simulink programming environment.

**The results of the study.** The normalization of the differential equation of the regulated electric drive allowed the equation parameters to be associated with the shape of the transition characteristic curve and the parameters of the speed controller. The exact values of these parameters have been established, providing the best forms of transients under control actions and load disturbances. It is proposed to use a proportional-integral regulator to optimize the processes through the disturbance channel, and to optimize the control processes – to introduce a passive link at the channel input by the control action. At the same time, an independent adjustment of the velocity contour to the optimum for both types of exposure is ensured. Modeling processes in the MATLAB Simulink programming environment completely coincide with the indicators given in well-known works.

**Conclusions.** The developed method of synthesis of doubly integrating electric drive systems made it possible to establish the analytical relationship between the parameters of the speed controller and the shape of the transition characteristic curve under control actions and under load disturbances.

To independently adjust the velocity contour to the optimum for both types of impact, it is proposed to use a PI controller to optimize the processes by the perturbation channel, and to optimize the control processes – to introduce a passive link at the channel input by the control action. In the course of simulation modeling, it was found that the quality indicators of the transition process of the velocity contour completely coincide with the indicators used in known works.

#### References

1. Pozdeev A.D., ed., Donskoi N.V., Ivanov A.G., Nikitin V.M., Pozdeev A.D. *Dinamika ventil'nogo elektroprivoda postoyannogo toka* [Dynamics of DC valve electric drive]. Moscow, Energiya Publ., 1975, 224 p.
2. Klyuchev V.I. *Teoriya elektroprivoda* [Electric drive theory]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 2001, 704 p.
3. Okhotkin G.P. *Dinamicheskie modeli kontura toka IPPN s PI-regulyatorom* [Dynamic models of IPSN current circuit with PI regulator]. In: *Informatsionnye tekhnologii v elektrotekhnike i elektroenergetike: materialy Sh Vseros. nauch.-tekhn. konf.* [Proc. of 3<sup>rd</sup> Russ. Sci. Conf. «Information Technologies in Electrical Engineering and Electric Power Engineering»]. Cheboksary, Chuvash University Publ., 2000, pp. 140–148.
4. Okhotkin G.P., Chertanovskii A.G., Pavlov N.V. et al. *Rezhim probuya kollektornoj tsepi tranzistora v klyuchevykh generatorakh s vneshnim vzbuzhdeniem* [Breakdown mode of the collector circuit of the transistor in key generators with external excitation]. In: *Mezhdunar. nauch. konf. «Nigmatullinskiye chteniya – 2018» (9–12 oktyabrya 2018 g.): tez. dokl.* [Proc. of Int. Sci. Conf. «Nigmatullin Readings – 2018»]. Kazan, 2018, vol. 1, pp. 205–208.

---

**GRIGORY P. OKHOTKIN – Doctor of Technical Sciences, Professor, Dean of the Faculty of Radioelectronics and Automatics, Head of Department of Automation and Management in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (elius@list.ru; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9410-7380>).**

---

**Формат цитирования:** Охоткин Г.П. Разработка методики прямого метода синтеза регулируемого электропривода постоянного тока // Вестник Чувашского университета. – 2023. – № 2. – С. 128–137. DOI: 10.47026/1810-1909-2023-2-128-137.