

Днепродзержинский государственный технический университет

ФОРМИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПИ-РЕГУЛЯТОРА С НАСЫЩЕНИЕМ

Введение. Одной из приоритетных задач, связанных с успешным преодолением экономического кризиса, является совершенствование производства и его интенсификация с целью повышения качества выпускаемой продукции при одновременном снижении себестоимости и энергоемкости процесса ее производства. Решение этой задачи напрямую связано с модернизацией существующих технологических процессов в любой производственной сфере и отрасли.

Такая модернизация, наряду с совершенствованием производственных машин и установок, использованием новых материалов и технологий, создает предпосылки для уточнения существующих и разработки новых законов управления комплексами и процессами.

Анализ отечественной и иностранной научной литературы показал неослабевающий интерес к нелинейным законам управления. Одной из простейших разновидностей таких законов является классический ПИ-закон управления с ограничением [1-3]. Использование регуляторов, реализующих классический ПИ-закон управления, не только обеспечивает формирование астатических траекторий движения, но и в соответствии с [4] позволяет полностью компенсировать инерционности и внутреннюю обратную связь динамического объекта первого прядка. Однако ограничение напряжения, формируемого регулятором, приводит к возникновению в замкнутой системе достаточно больших перерегулирований, которые приводят к снижению качества процессов управления и, как следствие, ухудшению качества выпускаемой продукции. Поэтому работы, посвященные исследованию систем управления электроприводами и учитывающие ограничение на сигнал управления, являются актуальными.

Постановка задачи. Целью настоящей работы является:

1 – исследование траекторий движения интегральной составляющей выходного напряжения в замкнутой электромеханической системе с ПИ-регулятором;

2 – коррекция на основе выполненных исследований алгоритмов управления.

Результаты работы. В качестве объекта управления (ОУ) рассмотрим обобщенный электромеханический преобразователь, динамика которого описывается уравнением [1]

$$p\omega = -\frac{1}{T_m}\omega + \frac{k}{T_m}U_y, \quad (1)$$

где T_m – электромеханическая постоянная времени, k – конструктивный коэффициент, ω – скорость вращения, U_y – управляющее воздействие.

Направленное нормирование уравнения (1) и выделение траекторий фактического и программного движения позволяет описывать динамику ОУ уравнением возмущенного движения [5]

$$p\eta_1 = a_{11}\eta_1 + m_1u, \quad (2)$$

$$a_{11} = -1/T_m, \quad m_1 = 1/T_m = -a_{11}, \quad \eta_1 = y_1 - y_1^* = \frac{\omega - \omega^*}{\omega_0}, \quad (3)$$

здесь ω_0 – скорость идеального холостого хода, ω^* – желаемое значение скорости.

Синтез регулятора скорости в открытом фазовом пространстве путем решения обратной задачи динамики. Использование концепции обратных задач динамики позволяет определить передаточную функцию регулятора на основании известного математического описания фактического и желаемого движения электропривода [4].

Будем считать, что замкнутая система автоматического управления (САУ) имеет структурную схему, изображенную на рис.1.

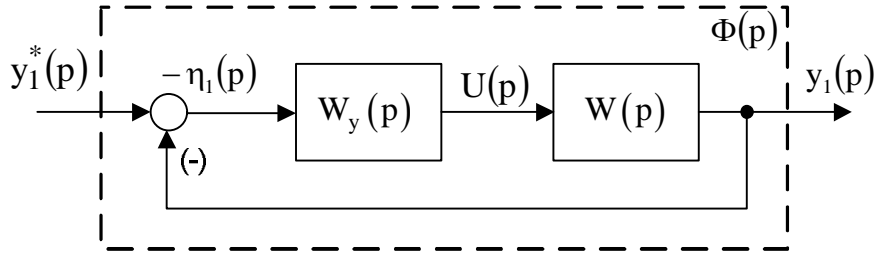


Рисунок 1 – Структурная схема замкнутой САУ

Для определения передаточной функции регулятора составим передаточную функцию ОУ

$$W(p) = \frac{y_1(p)}{U(p)} = \frac{m_1}{p - a_{11}}. \quad (4)$$

Управляющие воздействия, которые формируются искомым регулятором, обеспечивают движения замкнутой САУ по желаемым траекториям. Для рассматриваемого случая желаемую траекторию движения САУ удобно задать передаточной функцией

$$\Phi(p) = \frac{g}{p + g}. \quad (5)$$

Согласно [5] искомая передаточная функция регулятора скорости будет

$$W_y(p) = \frac{\Phi(p)}{W(p)[1 - \Phi(p)]} \quad (6)$$

или с учетом передаточных функций (4) и (5)

$$W_y(p) = \frac{g}{m_1} \left(-\frac{a_{11}}{p} + 1 \right). \quad (7)$$

Передаточная функция (7) позволяет однозначно определить алгоритм регулятора скорости

$$U = -\frac{g}{m_1} \left(-\frac{a_{11}}{p} + 1 \right) \eta_1 = -\frac{g}{m_1} \left(\frac{m_1}{p} + 1 \right) \eta_1 = -\frac{g}{p} \eta_1 - \frac{g}{m_1} \eta_1. \quad (8)$$

Синтез регулятора скорости в ограниченном фазовом пространстве с использованием модифицированного принципа симметрии. Управляющее воздействие (8) определено в открытой области, т.е. является неограниченным по модулю и поэтому при больших коэффициентах усиления g может достигать больших значений, неприемлемых для подачи на объект управления. Поэтому в работе [5] предложено вместо структурной схемы САУ, приведенной на рис.1, использовать структуру, представленную на рис.2.

Если задачу определения неизвестного алгоритма регулятора решать не в оптимизационной постановке, а с использованием аппарата передаточных функций, то эта

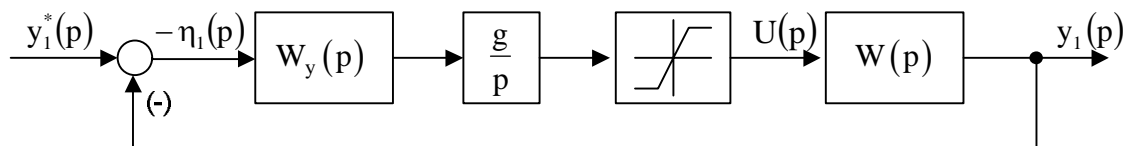


Рисунок 2 – Структурная схема замкнутой САУ, построенная в соответствии с модифицированным принципом симметрии

задача упрощается до задачи определения передаточной функции, обратной передаточной функции ОУ:

$$W_y(p) = \frac{1}{W(p)} = \frac{1}{\frac{m_1}{p - a_{11}}} = \frac{p - a_{11}}{m_1}. \quad (9)$$

На основании передаточной функции (9) и согласно структурной схеме, приведенной на рис.2, алгоритм искомого регулятора

$$U = \text{sat} \left[\left(\frac{p - a_{11}}{m_1} \right) \frac{g}{p} (y^* - y) \right] = -\text{sat} \left[\frac{g}{m_1} \eta_1 + \frac{g}{p} \eta_1 \right], \quad (10)$$

где $\text{sat}(\cdot)$ – нелинейная функция типа «насыщение».

Анализ алгоритмов (8) и (10) показывает их полную идентичность для значения выражения, стоящего в квадратных скобках выражения (10), ограниченного по модулю

$$\left| \frac{g}{m_1} \eta_1 + \frac{g}{p} \eta_1 \right| \leq U_{\max}, \quad (11)$$

где U_{\max} – напряжение насыщения регулятора, и существенное отличие в противном случае.

Анализ траекторий движения замкнутой САУ с насыщением. Траектории движения замкнутой САУ, приведенной на рис.3, в которой реализуется ограничение сигнала управления, можно разбить на два участка, которые определяются соответственно насыщенной и ненасыщенной частями нелинейности типа насыщение.

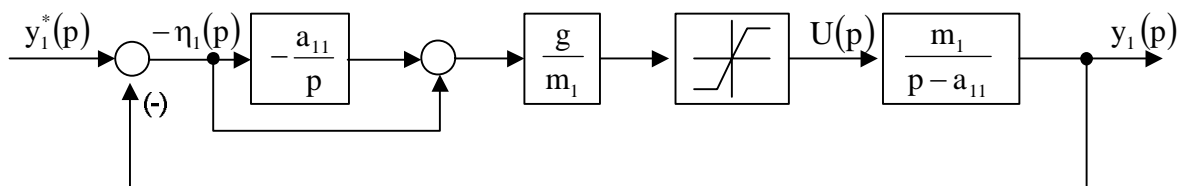


Рисунок 3 – Структурная схема исследуемой САУ

Движение на этих участках существенно отличается. При малых отклонениях управляющее воздействие не достигает уровня ограничения и обеспечивает движение, которое описывается желаемой передаточной функцией. Если в качестве желаемой выбрана передаточная функция вида (5), то в замкнутой САУ формируются асимптотические переходные процессы, а сама САУ является асимптотически устойчивой.

Для дальнейших выкладок необходимо определить передаточную функцию замкнутой САУ, в которой входной величиной является сигнал задания y_1^* , а выходной – интегральная составляющая регулятора

$$\Phi'(p) = \frac{1}{p + g}. \quad (12)$$

При больших отклонениях управляющее воздействие достигает ограничения и регулятор входит в насыщение. В этом случае на объект подается максимально возможное управляющее воздействие, которое приводит к форсированному разгону ОУ (рис.4). Поскольку этот разгон длится некоторое время, то интегральная составляющая сигнала управления (10) достигает больших значений (рис.5). Все графики переходных процессов построены для САУ со следующими параметрами: $T_m = 0,02$ с, $g = 1000$, $U_{\max} = 2$. Запуск системы осуществляется вхолостую и в момент времени $t = 0,06$ с ударно прикладывается номинальная нагрузка.

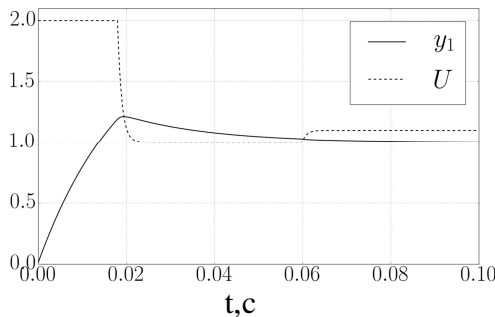


Рисунок 4 – Процесс разгона и наброса нагрузки замкнутой САУ с ограничением ПИ-регулятора

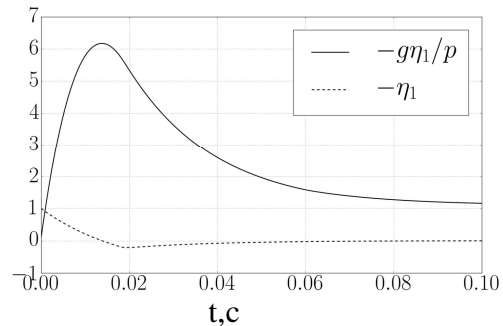


Рисунок 5 – Сигналы на входе и выходе интегратора

Анализ графиков, приведенных на рис.5, показывает, что интеграл от ошибки управления достигает максимума при нулевой ошибке управления. Определим этот максимум. Для этого запишем и исследуем следующее выражение:

$$-\frac{\eta_1}{p} = \int (y_1^* - y_1) dt. \quad (13)$$

Считая, что на вход ОУ подается постоянное управляющее воздействие, запишем выражение для выходной координаты y_1

$$y_1 = m_1 U_{\max} (1 - e^{a_{11}t}). \quad (14)$$

Подставив зависимость (14) в интеграл (13), получим

$$-\frac{\eta_1}{p} = \int (y_1^* - m_1 U_{\max} (1 - e^{a_{11}t})) dt = (y_1^* - m_1 U_{\max})t - \frac{m_1 U_{\max}}{a_{11}} e^{a_{11}t} + C, \quad (15)$$

где C – постоянная интегрирования, которая определяется из условия, что в начальный момент времени рассматриваемый интеграл имеет нулевое значение, тогда

$$-\frac{\eta_1}{p} = (y_1^* - m_1 U_{\max})t - \frac{m_1 U_{\max}}{a_{11}} e^{a_{11}t} + \frac{m_1 U_{\max}}{a_{11}}, \quad (16)$$

Приравнивание подынтегрального выражения интеграла (15) к нулю и решение получившегося уравнения позволяет определить время, при котором интегральная составляющая достигает максимума

$$t_{\max} = \frac{1}{a_{11}} \ln \left(\frac{m_1 U_{\max} - y_1^*}{m_1 U_{\max}} \right). \quad (17)$$

Подставив время t_{\max} в выражение (16), получим

$$-\frac{\eta_1}{p} = \frac{(y_1^* - m_1 U_{\max})}{a_{11}} \ln \left(\frac{m_1 U_{\max} - y_1^*}{m_1 U_{\max}} \right) + \frac{m_1 U_{\max} - y_1^*}{a_{11}}. \quad (18)$$

Анализ выражения (18) показывает, что интегральная составляющая в системе без ограничения достигает максимального значения в момент первого достижения ошибкой регулирования нулевого значения. Причем для обеспечения асимптотической устойчивости замкнутой системы значение интегральной составляющей ошибки регулирования не должно превышать значение интеграла от ошибки в установившемся режиме

$$\left(-\frac{\eta_1}{p} \right)_{\infty} = \frac{1}{g}. \quad (19)$$

Выражения (18) и (19) позволяют сформулировать следующее утверждение: для предотвращения перерегулирований в замкнутой системе с насыщением интегральная составляющая должна подчиняться неравенству

$$\left| \frac{\eta_1}{p} \right| \leq \left| \left(-\frac{\eta_1}{p} \right)_{\infty} \right|. \quad (20)$$

Неравенство (20) определяет несколько путей возможного устранения перерегулирований в замкнутой электромеханической системе.

Пути устранения перерегулирования при пуске замкнутой САУ с насыщением ПИ-регулятора. Ограничение интегральной составляющей. Простейшим способом является ограничение интегральной составляющей на уровне, который определяется выражением (19). При этом алгоритм управления (10) принимает вложенный вид

$$U = -\text{SAT} \left[\frac{g}{m_1} \eta_1 + g \text{SAT} \left(\frac{1}{p} \eta_1, \frac{1}{g} \right), U_{\max} \right]. \quad (21)$$

Нелинейная функция двух аргументов $\text{SAT}(x, U)$ является обобщением известной функции $\text{sat}(x)$ на случай сигнала ограничения, отличного от единицы

$$\text{SAT}(\eta_1, U) = \begin{cases} \eta_1 & \text{if } |\eta_1| \leq U; \\ \text{sign}(U) & \text{if } |\eta_1| \geq U. \end{cases} \quad (22)$$

Результаты математического моделирования САУ (рис.6), реализующей алгоритм (21), приведены на рис.7 и 8.

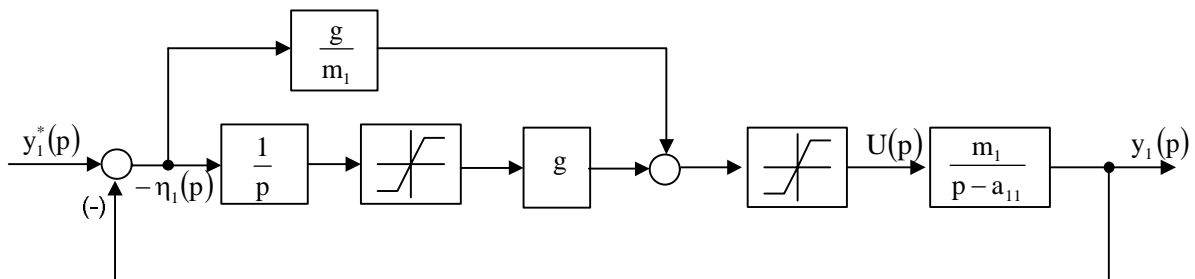


Рисунок 6 – Структурная схема исследуемой САУ, реализующей алгоритм (21)

Ограничение интегральной составляющей при больших коэффициентах усиления g приводит к практически мгновенному вхождению интегратора в насыщение. Этот

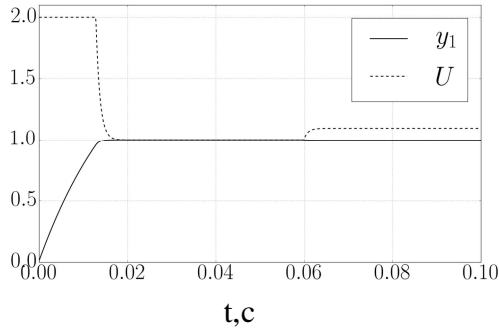


Рисунок 7 – Процесс разгона и наброса нагрузки замкнутой САУ, реализующей алгоритм (21)

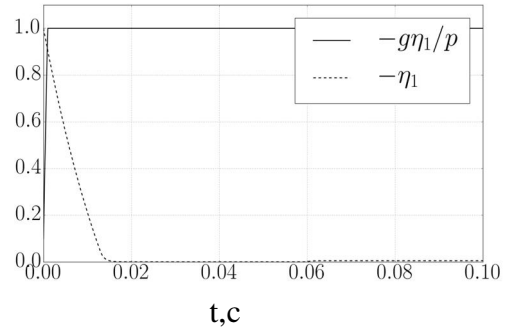


Рисунок 8 – Сигналы на входе и выходе интегратора

факт позволяет переписать алгоритм (21) следующим образом:

$$\begin{aligned}
 U &= -\text{SAT} \left[\frac{g}{m_1} \eta_1 + g \text{SIGN} \left(\eta_1, \frac{1}{g} \right), U_{\max} \right] = \\
 &= -\text{SAT} \left[\frac{g}{m_1} \eta_1, U_{\max} - 1 \right] - \text{SIGN}(\eta_1, 1).
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

Функция $\text{SIGN}(\eta_1, U)$ является обобщением функции $\text{sign}(\eta_1)$ на случай сигнала ограничения, отличного от единицы, т.е.

$$\text{SIGN}(\eta_1, U) = \begin{cases} U & \text{if } \eta_1 > 0; \\ -U & \text{if } \eta_1 < 0. \end{cases}
 \tag{24}$$

Анализ алгоритма (23) показывает, что при больших коэффициентах усиления ПИ-регулятор с насыщением превращается в параллельное включение линейного и релейного П-регуляторов с соответствующими уровнями ограничения выходных сигналов (рис.9). Поскольку для объекта первого порядка П-регулятор формирует асимптотически устойчивую траекторию, то можно утверждать, что его модификации, в том числе и вида (24), также обеспечивают асимптотическое движение ОУ (рис.10 и 11).

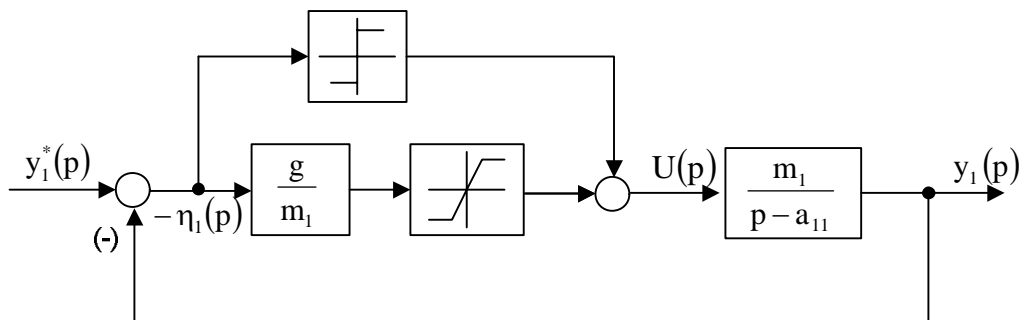


Рисунок 9 – Структурная схема САУ, реализующей алгоритм (23)

Сравнение переходных процессов, приведенных на рис.7-8 и 10-11, показывает, что динамические характеристики САУ, построенных в соответствии с алгоритмами (21) и (23), практически не отличаются.

Недостатком изложенного выше подхода является невозможность одновременного обеспечения асимптотической устойчивости системы и ее астатичности. Это объяс-

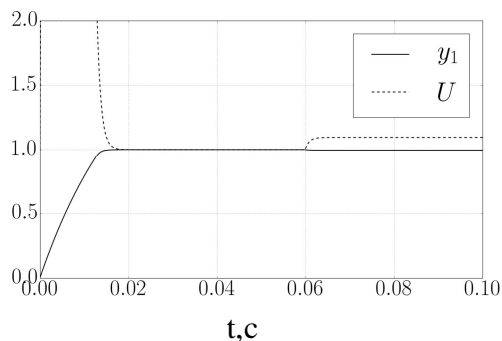


Рисунок 10 – Процесс разгона и наброса нагрузки замкнутой САУ, реализующей алгоритм (23)

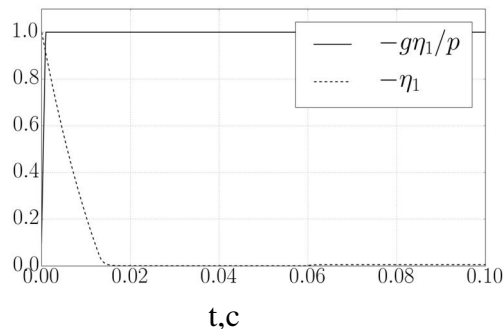


Рисунок 11 – Сигналы на входе и выходе интегратора

няется тем, что при одновременной подаче задающего и возмущающего воздействий максимальное значение интегральной составляющей управляющего воздействия в силу передаточной функции замкнутой системы по задающему (12) и по возмущающему

$$\Phi_1(p) = \frac{1}{(T_m p + 1)(T_m p + g)} \quad (25)$$

воздействиям должно быть

$$(-\eta_1 / p)_{\max} = 2 / g, \quad (26)$$

а не определяться выражением (19).

Таким образом, при ограничениях интегральной составляющей на малых значениях замкнутая система с насыщением становится статической по возмущению.

Повысить порядок астатизма по возмущению можно, если при работе системы допускаются небольшие перерегулирования. В этом случае выражение (26) может быть рекомендовано для определения уровня ограничения интегральной составляющей в алгоритме (21).

Результаты математического моделирования САУ с ограничением (26) приведены на рис.12 и 13.

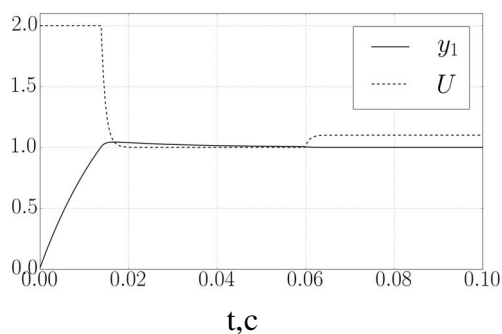


Рисунок 12 – Процесс разгона и наброса нагрузки замкнутой САУ, реализующей алгоритм (21) с ограничением интегральной составляющей на уровне $2/g$

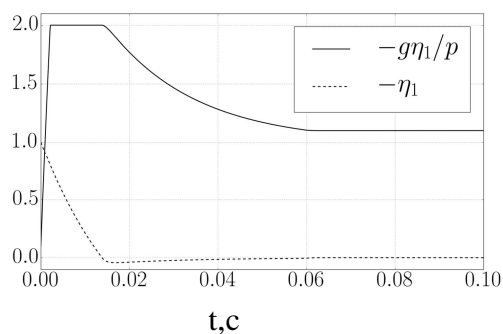


Рисунок 13 – Сигналы на входе и выходе интегратора

Такой подход позволяет не только повысить точность замкнутой САУ, но и создает предпосылки к построению системы с переключением уровня ограничения интегральной составляющей в зависимости от величины управляющего воздействия

$$U = \begin{cases} -\text{SAT}\left[\frac{g}{m_1}\eta_1 + \text{SAT}\left(\frac{g}{p}\eta_1, \frac{1}{g}\right), U_{\max}\right] & \text{if } U = U_{\max}; \\ -\text{SAT}\left[\frac{g}{m_1}\eta_1 + \text{SAT}\left(\frac{g}{p}\eta_1, \frac{2}{g}\right), U_{\max}\right] & \text{if } U < U_{\max}. \end{cases} \quad (27)$$

Результаты математического моделирования САУ с алгоритмом (27) приведены на рис.14 и 15.

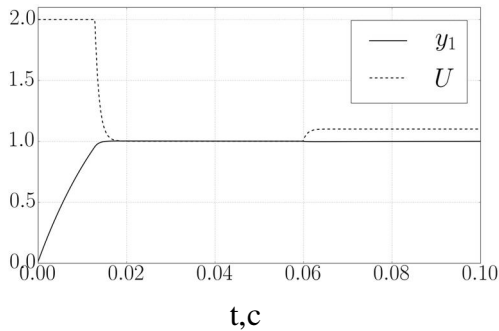


Рисунок 14 – Процесс разгона и наброса нагрузки замкнутой САУ, реализующей алгоритм (27)

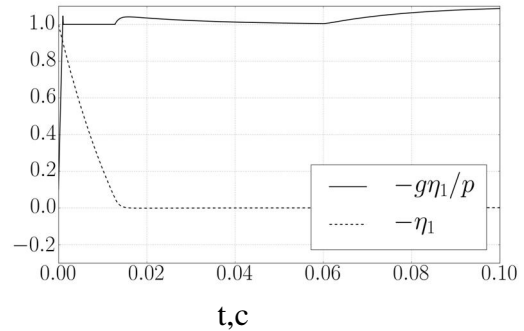


Рисунок 15 – Сигналы на входе и выходе интегратора

Анализ полученных результатов моделирования позволяет сформулировать следующее утверждение: изменение уровня ограничения интегральной составляющей в процессе функционирования системы позволяет существенно улучшить ее статические и динамические характеристики.

Пути устранения перерегулирования при пуске замкнутой САУ с насыщением ПИ-регулятора. Отключение интегральной составляющей на время разгона САУ. Одной из разновидностей алгоритма (27) является алгоритм

$$U = \begin{cases} -\text{SAT}\left[\frac{g}{m_1}\eta_1, U_{\max}\right] & \text{if } U = U_{\max}; \\ -\text{SAT}\left[\frac{g}{m_1}\eta_1 + \text{SAT}\left(\frac{g}{p}\eta_1, \frac{1}{g}\right), U_{\max}\right] & \text{if } U < U_{\max}. \end{cases} \quad (28)$$

При формировании управляющего воздействия в соответствии с алгоритмом (28) при входе регулятора в насыщение происходит отключение интегральной составляющей. Результаты математического моделирования САУ, построенной в соответствии с алгоритмом (28), показаны на рис.16-17.

Как следует из анализа приведенных переходных процессов, отключение интегральной составляющей во время разгона ОУ позволяет реализовать асимптотически устойчивую динамическую систему. Однако в этой системе наблюдается существенное увеличение времени переходного процесса, вызванное медленным достижением регулируемой координатой желаемого значения. Как следует из рис.17, это вызвано медленным ростом интегральной составляющей, который в свою очередь определяется малыми значениями отклонения η_1 , при которых начинается процесс интегрирования. Форсировать процесс интегрирования и тем самым ускорить окончание процесса разго-

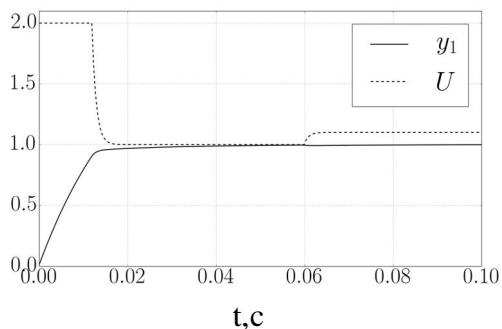


Рисунок 16 – Процесс разгона и наброса нагрузки замкнутой САУ, реализующей алгоритм (28)

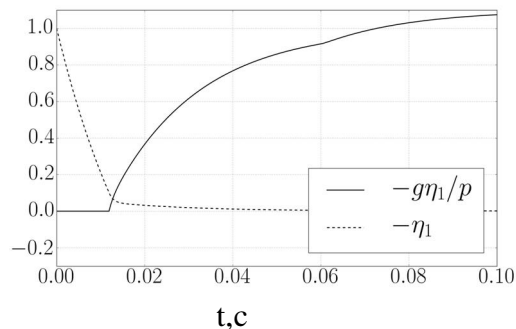


Рисунок 17 – Сигналы на входе и выходе интегратора

на САУ можно путем увеличения коэффициента усиления при интегральной составляющей

$$U = \begin{cases} -\text{SAT}\left[\frac{g}{m_1}\eta_1, U_{\max}\right] & \text{if } U = U_{\max}; \\ -\text{SAT}\left[\frac{g}{m_1}\eta_1 + g_1\text{SAT}\left(\frac{g}{p}\eta_1, \frac{1}{g}\right), U_{\max}\right] & \text{if } U < U_{\max}. \end{cases} \quad (29)$$

Соответствующие результаты моделирования приведены на рис.18-19.

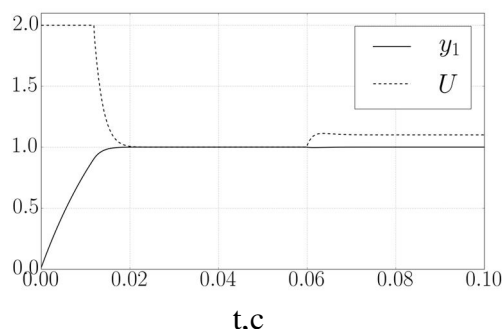


Рисунок 18 – Процесс разгона и наброса нагрузки замкнутой САУ, реализующей алгоритм (29) с отключением интегральной составляющей и форсированным интегрированием

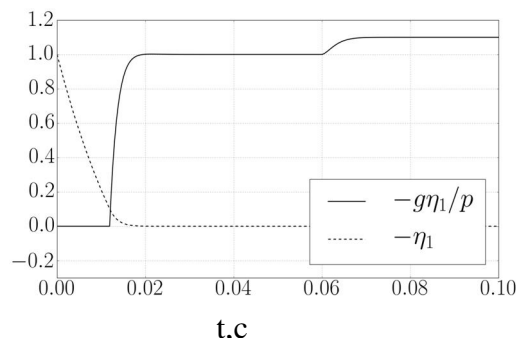


Рисунок 19 – Сигналы на входе и выходе интегратора

Приведенные графики позволяют утверждать, что увеличение коэффициента усиления интегральной составляющей в алгоритме (29) позволяет существенно улучшить статические и динамические характеристики исследуемой САУ за счет форсирования интегральной составляющей.

Пути устранения перерегулирования при пуске замкнутой САУ с насыщением ПИ-регулятора. Ослабление интегральной составляющей на время разгона САУ. Анализ приведенных выше выкладок и результатов моделирования показывает, что для исключения колебательных явлений в САУ с ПИ-регулятором, который может достигать насыщения, необходимо, чтобы интегральная составляющая удовлетворяла неравенству (20). Очевидно, что помимо ограничения интегральной составляющей обеспечить выполнение условия (20) можно путем уменьшения коэффициента усиления канала интегральной составляющей.

При этом, если максимальное значение интегральной составляющей в исследуемой САУ определяется выражением (18), то соответствующий коэффициент усиления определяется следующим образом:

$$k_1 = \left| \frac{a_{11}}{g(y_1^* - m_1 U_{\max}) \left[\ln \left(\frac{m_1 U_{\max} - y_1^*}{m_1 U_{\max}} \right) - 1 \right]} \right|. \quad (30)$$

Использование такого подхода позволяет отказаться от регуляторов со вложенными алгоритмами управления и строить регуляторы в соответствии с нижеприведенным алгоритмом

$$U = \begin{cases} -\text{SAT} \left[\frac{g}{m_1} \eta_1 + k_1 \frac{g}{p} \eta_1, U_{\max} \right] & \text{if } U = U_{\max}; \\ -\text{SAT} \left[\frac{g}{m_1} \eta_1 + \frac{g}{p} \eta_1, U_{\max} \right] & \text{if } U < U_{\max}. \end{cases} \quad (31)$$

Результаты математического моделирования САУ, в которой реализуется алгоритм (31), показаны на рис.20-21.

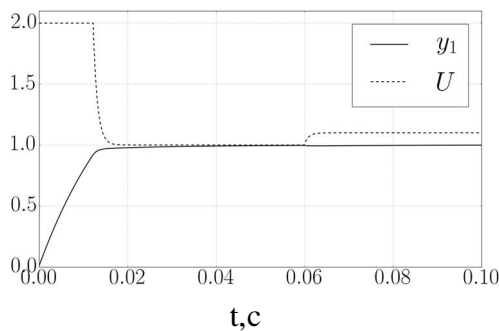


Рисунок 20 – Процесс разгона и наброса нагрузки замкнутой САУ, реализующей алгоритм (31) с ослаблением интегральной составляющей во время насыщения регулятора

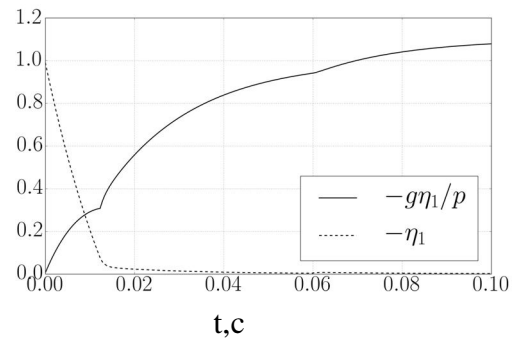


Рисунок 21 – Сигналы на входе и выходе интегратора

Анализ переходных процессов, приведенных на рис.20 и 21, показывает, что устранение перерегулирования возможно не только путем ограничения интегральной составляющей, но и уменьшением ее значения. Причем, поскольку регулятор находится в насыщении, выбор метода формирования его интегральной составляющей является несущественным. Важным является использование методов улучшения статических и динамических характеристик замкнутой САУ, в том числе базирующихся на увеличении коэффициента усиления интегральной составляющей после выхода регулятора из насыщения.

В этом случае алгоритм (31) может быть преобразован к виду

$$U = \begin{cases} -\text{SAT} \left[\frac{g}{m_1} \eta_1 + k_1 \frac{g}{p} \eta_1, U_{\max} \right] & \text{if } U = U_{\max}; \\ -\text{SAT} \left[\frac{g}{m_1} \eta_1 + g_1 \frac{g}{p} \eta_1, U_{\max} \right] & \text{if } U < U_{\max}, \end{cases} \quad (32)$$

а работа системы будет иллюстрироваться зависимостями, показанными на рис.22 и 23.

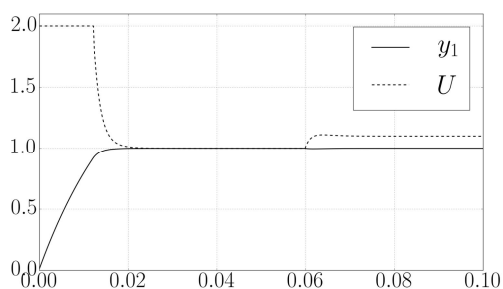


Рисунок 22 – Процесс разгона замкнутой САУ, реализующей алгоритм (32) с ослаблением интегральной составляющей во время насыщения регулятора и усилением ее при работе вне насыщения

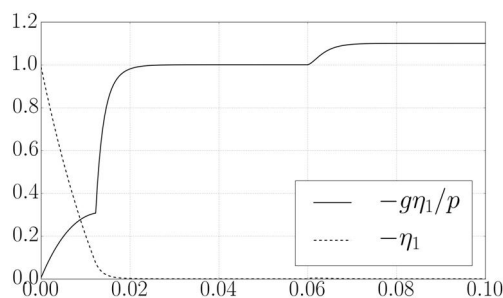


Рисунок 23 – Сигналы на входе и выходе интегратора

Обобщая приведенные в настоящем параграфе выкладки и результаты моделирования можно утверждать, что САУ с ослаблением интегральной составляющей занимают промежуточное место между САУ с ее ограничением и отключением.

Пути устранения перерегулирования при пуске замкнутой САУ с насыщением ПИ-регулятора. Определение коэффициента форсировки интегральной составляющей после выхода регулятора из насыщения. Как показали результаты выполненных исследований, для улучшения динамических и статических характеристик САУ после выхода регулятора из насыщения целесообразно повышать коэффициент усиления интегральной составляющей. Для этого последовательно с интегрирующим звеном включим усилительный элемент с коэффициентом k_1 . Соответствующая структурная схема замкнутой САУ показана на рис.24.

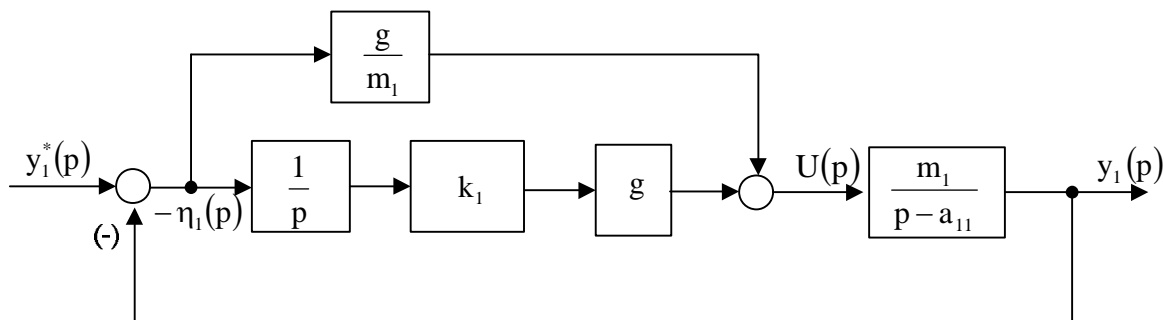


Рисунок 24 – Структурная схема замкнутой САУ после выхода регулятора из насыщения

Для определения неизвестного коэффициента форсировки на основании структурной схемы, показанной на рис.24, составим передаточную функцию САУ по задающему воздействию

$$\Phi(p) = \frac{y_1(p)}{y_1^*(p)} = g \frac{p + k_1 m_1}{p^2 + (g - a_{11})p + k_1 m_1 g} \quad (33)$$

и выполним исследование корней характеристического уравнения

$$D(\lambda) = \lambda^2 + (g - a_{11})\lambda + k_1 m_1 g = 0. \quad (34)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2}(g - a_{11}) \pm \frac{1}{2} \sqrt{a_{11}^2 - 2a_{11}g + g^2 - 4k_1 m_1 g}. \quad (35)$$

Корни характеристического уравнения (34) подчиняются распределению Ньютона и обеспечивают замкнутой системе максимальное быстродействие асимптотически устойчивых процессов при [6]

$$a_{11}^2 - 2a_{11}g + g^2 - 4k_1m_1g = 0. \quad (36)$$

Значение коэффициента форсировки определяется путем решения уравнения (36)

$$k_1 = \frac{1}{4} \frac{(g - a_{11})^2}{m_1g}. \quad (37)$$

Анализ выражения (37) позволяет утверждать, что при $g \in (0, -a_{11}]$ коэффициент k_1 обратно пропорционален коэффициенту g . При коэффициенте $g = -a_{11}$ коэффициент форсировки достигает значения $-a_{11}/m_1$, которое является минимальным. Дальнейшее увеличение коэффициента g приводит к увеличению коэффициента k_1 .

При возникновении в замкнутой САУ скользящего режима коэффициент g_1 можно считать бесконечно большим. В этом случае значение коэффициента форсировки может быть найдено путем рассмотрения предела

$$k_1 = \lim_{g \rightarrow \infty} \frac{1}{4} \frac{(T_m g + 1)^2}{T_m g} = \infty. \quad (38)$$

САУ, исследованные выше, после выхода регулятора из насыщения можно рассматривать как линейные с постоянным коэффициентом g . Однако зависимость коэффициента форсировки k_1 от коэффициента усиления g создает предпосылки для синтеза ПИ-регулятора с переменным коэффициентом усиления интегральной составляющей в случае использования регуляторов с нелинейной активационной функцией [7].

Выводы. Приведенные выше выкладки позволяют сделать ряд выводов и заключений.

1. Формирование интегральной составляющей ПИ-регулятора с насыщением целесообразно осуществлять в два этапа. На первом, когда регулятор находится в насыщении, необходимо каким-либо из изложенных способов осуществить ограничение интегральной составляющей. Второй этап характеризуется выходом регулятора из насыщения и должен сопровождаться форсировкой интегральной составляющей.

2. При вхождении регулятора в насыщение формирование интегральной составляющей осуществляется путем ее ограничения вплоть до полного отключения. Величина ограничения определяется желаемыми траекториями движения замкнутой САУ.

3. Ограничение интегральной составляющей приводит к использованию вложенных ПИ-регуляторов.

4. Форсировка интегральной составляющей позволяет улучшить динамические и статические характеристики замкнутой САУ, а ее коэффициент может быть найден любым из известных методов классической и современной теории управления, связывающих структуру и параметры системы с ее динамическими характеристиками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ключев В.И. Теория электропривода [Текст]/ В.И.Ключев // М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704с.
2. Башарин А.В. Управление электроприводами [Текст] / А.В.Башарин, В.А.Новиков, Г.Г.Соколовский // Л.: Энергоиздат, 1982. – 392с.
3. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т3. Синтез регуляторов САУ [Текст] / К.А.Пупков, Н.Д.Егупов //М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2004. – 616с.
4. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления [Текст] / П.Д.Крутько // М.: Машиностроение, 2004. – 576с.

5. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами [Текст] / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина // К.: ИСИМО, 1998. – 298с.
6. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы [Текст] / Д.П. Ким // М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288с.
7. Волянский Р.С. Синтез оптимальной системы управления с нелинейной активационной функцией [Текст] / Р.С.Волянский, А.В.Садовой // Электротехнические и компьютерные системы. – 2014. – №15 (91). – С.69-71.

Поступила в редколлегию 31.10.2016.

УДК 62-83:681.513.5

КЛЮЕВ О.В., к.т.н. доцент
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

АСИНХРОННЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ КАСКАД С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ ИСТОЧНИКОМ ТОКА В РОТОРНОЙ ЦЕПИ

Введение. Преобладающим типом силового преобразователя в электроприводе (ЭП) в течение длительного периода его развития был регулируемый источник напряжения, благодаря чему естественно регулируемой координатой является скорость ЭП. Указанный тип преобразователя предопределил и назначение каналов управления электрической машиной. В асинхронном вентильном каскаде (АВК) цепь ротора стала главным каналом, поскольку управление по этой цепи позволяет формировать требуемые механические характеристики, а цепь статора – вспомогательным каналом, позволяющим, если нужно, регулировать скорость ниже номинальной ослаблением потокосцепления статора.

Однако существует теоретически равноправная концепция – использование в ЭП регулируемых источников тока [1]. Если говорить об АВК, то источник тока в роторной цепи нейтрализует действие ЭДС ротора, т.е. исключает её влияние на момент, развиваемый асинхронной машиной. Электромагнитный момент теперь однозначно определяется током источника тока и магнитным потоком машины и является естественно регулируемой в таком ЭП координатой.

Если в цепь ротора АВК последовательно подключить через диодный выпрямитель параметрический источник тока (ПИТ), то в динамических режимах и при перегрузках ЭП ток ротора будет ограничиваться на уровне расчётного тока ПИТ. При этом отпадает необходимость регулировать ток путём изменения угла открытия тиристоринвертора и, следовательно, можно обойтись без внутреннего регулятора выпрямленного тока ротора. Таким образом, появляется возможность отказаться от классической системы подчинённого регулирования и использовать только регулятор скорости вращения ротора.

Постановка задачи. Задачей настоящей статьи является исследование на математической модели динамических режимов работы асинхронного вентильного каскада с параметрическим источником тока в роторной цепи, получившим название токопараметрического асинхронного вентильного каскада (ТПАВК).

Результаты работы. Если в роторную цепь АВК включить ПИТ, то величина выпрямленного тока I_d будет ограничиваться на расчётном для ПИТ уровне. Поэтому в системе управления достаточно ограничиться регулятором скорости, который в этом случае может быть только релейный для импульсного регулирования ЭДС ПИТ. Схема электропривода, реализующего такую идею, показана на рис.1.