

ИНФОРМАТИКА И ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ COMPUTER SCIENCE AND ENGINEERING SCIENCES

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ MODELLING OF PROCESSES AND MANAGEMENT IN TECHNICAL SYSTEMS

УДК 681.53

Д. А. Гринюк, Н. М. Олиферович, И. Г. Сухорукова,
Т. А. Дейнека, М. В. Клютко

Белорусский государственный технологический университет

УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА НА ЗАМКНУТУЮ СИСТЕМУ РЕГУЛИРОВАНИЯ

В статье проведено исследование по применению управляемых ограничителей для подавления помех в измерительном канале замкнутых контуров регулирования. Наличие шумов в измерительном канале при управлении технологических процессов затрудняет использование дифференцирования для улучшения динамики, а также способствует снижению срока эксплуатации исполнительных механизмов систем управления.

Для уменьшения влияния шумов измерительного канала на процесс регулирования в качестве фильтра был использован управляемый ограничитель. Предложены различные точки установки и варианты рассматриваемой структуры. С целью оценки эффективности структуры для подавления помех была проведена настройка для объектов с различной динамикой. На основании анализа литературы и предварительных исследований был выбран интегральный критерий для ПИД-регулятора и найдены параметры при различном уровне шумов.

Проведена оценка потенциальных возможностей управляемого ограничителя со статическим уровнем ограничения. Приведены зависимости влияния параметров ограничителя на время переходного процесса и величину дисперсии шумов на выходе регулятора. Динамическое изменение уровня ограничения обеспечило еще большее снижение шумов. Сделан вывод о более устойчивой работе ограничителя с динамическим уровнем при изменении параметров системы. Каскадное применение управляемых ограничителей позволяет повысить качество подавления шумов, но не так, как динамическое изменение уровня ограничения. Приведен алгоритм настройки системы с управляемым ограничителем для получения субоптимального подавления шумов.

Ключевые слова: нелинейная фильтрация, управляемый ограничитель, ПИД-регулятор.

Для цитирования: Гринюк Д. А., Олиферович Н. М., Сухорукова И. Г., Дейнека Т. А., Клютко М. В. Уменьшение влияния помех измерительного канала на замкнутую систему регулирования // Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика. 2023. № 2 (272). С. 58–70. DOI: 10.52065/2520-6141-2023-272-2-10.

**D. A. Hryniuk, N. M. Oliferovich, I. G. Suhorukova,
T. A. Deineka, M. V. Kliutko**
Belarusian State Technological University

**REDUCING THE INFLUENCE OF MEASURING CHANNEL INTERFERENCE
IN A CLOSED-LOOP CONTROL SYSTEM**

In the article, a study of the use of controlled limiters to suppress interference in the measuring channel of closed control loops was carried out. The presence of noise in the measuring channel during the control of technological processes makes it difficult to use differentiation to improve the dynamics, and also helps to reduce the life of the actuators of control systems.

To reduce the effect of measuring channel noise on the regulation process, a controlled limiter was used as a filter. Various installation points and variants of the considered structure are proposed. In order to evaluate the effectiveness of the noise suppression structure, tuning was carried out for objects with different dynamics. Based on the analysis of the literature and preliminary studies, an integral criterion for the PID controller was chosen and the parameters were found at different noise levels.

An assessment of the potential capabilities of a controlled limiter with a static level of limitation has been carried out. The dependences of the influence of the limiter parameters on the time of the transient process and the magnitude of the noise dispersion at the controller output are given. Dynamically changing the clipping level provided even more noise reduction. The conclusion is made about more stable operation of the limiter with a dynamic level when changing the system parameters. Cascading the use of controlled limiters improves the quality of noise suppression, but not as much as dynamically changing the clipping level. An algorithm for tuning a system with a controlled limiter to obtain suboptimal noise suppression is presented.

Keywords: non-linear filtering, controlled limiter, PID controller.

For citation: Hryniuk D. A., Oliferovich N. M., Suhorukova I. G., Deineka T. A., Klyutko M. V. Reducing the influence of measuring channel interference in a closed-loop control system. *Proceedings of BSTU, issue 3, Physics and Mathematics. Informatics*, 2023, no. 2 (272), pp. 58–70. DOI: 10.52065/2520-6141-2023-272-2-10 (In Russian).

Введение. В области автоматического управления в последние годы получили распространение разнообразные встроенные компьютеры и программируемые устройства, которые потенциально могут улучшить качество управления. Однако наблюдается большое различие между теорией и практикой. По этой причине наиболее часто используемыми структурами регулирования по-прежнему остаются различные варианты ПИД-регуляторов, несмотря на множество ограничений и недостатков данного алгоритма. Здесь сказывается длительная история применения, универсальность, а также наличие устойчивых методик настройки, которые легко применимы инженерами без углубленных знаний теории управления. Однако это приводит к тому, что очень часто ПИД-регуляторы используются не оптимально. Это, в свою очередь, обусловлено целым комплексом проблем:

- нехватка времени и сил у технического персонала;
- отсутствие необходимых знаний для эффективного проектирования используемых контроллеров;
- сложность формирования критериев, поскольку в каждом случае создание параметров критерия должно привязываться к технологиям [1];

– недостатки самого ПИД-регулятора, которые требуют внесения коррекции классического и т. д. [2].

На сегодняшний день многие практические приложения последних технологических достижений выполняются без соответствующей теоретической проработки (проектирования). Ситуацию также усугубляет еще и тот факт, что длительное развитие теории автоматического управления создало огромное количество различных подходов, детальное изучение и оценка которых требует сверхчеловеческих усилий.

Требования к формированию постоянного потока научных статей от исследователей в университетах создает множество модных решений, которые не всегда оптимальны при применении в технических решениях.

Постановка задачи. Сегодня появилось много решений по улучшению динамики регулирования за счет введения в структуру регулирования ПИД-регулятора элементов ускоренного реагирования на изменения разности между выходным сигналом от измерительного преобразователя и сигналом задания [2–6]. Здесь проявился недостаток классического ПИД-регулирования: сложность обеспечения быстродействия при наличии высокого уровня шумов в измерительном канале [7]. Эта проблема еще больше усугубляется

преобразованием аналогового сигнала в цифровой в технических устройствах регулирования [8]. По этой причине большинство типичных алгоритмов ПИД-регулирования имеют различные варианты встроенных решений по сглаживанию тренда от измерительного устройства. В некоторых присутствует фильтр низкой частоты (ФНЧ) первого порядка. В аналоговых устройствах это было реализовано на резисторах и конденсаторах. В цифровых устройствах автоматизации можно встретить или цифровую реализацию ФНЧ, или фильтр бегущего среднего [9].

Как отмечают авторы большинства работ, которые занимаются поиском рациональных решений проблемы наличия шумов в измерительном канале, параметры фильтра влияют на оптимальные настройки ПИД-регулятора [10, 11]. Фильтр всегда формирует временную задержку, т. е. влияет на общую динамику канала управления. Повышение порядка фильтра, даже за счет простоты настройки фильтра Баттерворта, не решает проблему ухудшения динамики.

В прикладных работах предлагаются простые решения по выбору постоянной времени фильтра [12]. Другая часть исследователей концентрирует усилия на поиск критериев, алгоритмов совместной или последовательной настройки этих двух динамических звеньев в канале управления. Последовательная настройка не позволяет получить оптимальные характеристики, а совместная требует временных затрат вычислительных устройств для поиска большого количества параметров.

Перспективным решением является использование фильтра Калмана для подавления помех в измерительном тракте [13, 14]. Однако применение данного решения и ему подобных связано с необходимостью точного знания динамики канала управления. Объект должен иметь допустимую нелинейность, а шумы в измерительном тракте должны быть близки по параметрам к гауссовским. Это очень часто затруднительно для многих прикладных задач. Однако в случае наличия вышеуказанных условий использование фильтра Калмана является перспективным.

Выбор критерия настройки параметров систем – это комплексная задача, и здесь нет одного решения. Шум в измерительном канале обостряет разные проблемы регулирования. Необходимость подавления шумов может быть вызвана желанием иметь минимальные отклонения на выходе для технологических объектов. Это обычно характерно для динамических задач. В случае высокой инерционности объекта он сам выступает в качестве сглаживающего фильтра и наличие шумов в измерительном тракте приводит к динамической работе исполнительных устройств, что снижает надежность

их эксплуатации. При этом особенность данных динамических объектов такова, что желание увеличить быстродействие системы приводит к значениям времени дифференцирования значительно больше 1, что многократно увеличивает амплитуду шумов сигнала управления исполнительным механизмом.

В каждом из этих двух случаев критерий будет свой. Если брать за основу интегральные критерии, то в первом случае можно рекомендовать критерии вида [15]

$$I_{10} = \int_0^{tm} t^n |e(t)| dt; \quad (1)$$

$$I_{12} = \int_0^{tm} t^n e(t)^2 dt, \quad (2)$$

где $e(t) = (SP - y)$ – сигнал ошибки между сигналом задания и выходным сигналом; SP – сигнал задания; y – выходное значение замкнутой системы; t – время; tm – время моделирования; n – показатель штрафа, который в зависимости от целей может иметь значение 0, 1, 2, ...

Когда надежность работы исполнительного механизма является первоочередной задачей, то лучше использовать критерии вида

$$I_{20} = \int_0^{tm} t^n (c|e(t)| + d|u(t)|) dt; \quad (3)$$

$$I_{21} = \int_0^{tm} t^n (ce(t)^2 + du(t)^2) dt, \quad (4)$$

где c , d – коэффициенты перераспределения влияния $e(t)$ и $u(t)$ на результат настройки; $u(t)$ – сигнал управления с регулятора или разница между текущим сигналом управления и его стационарным значением.

Коэффициенты c и d обычно принимают одинаковыми.

Следует отметить, что интегральные критерии не являются единственным показателем, который используется для поиска оптимальных параметров ПИД-регулятора.

Нелинейные фильтры. Использование нелинейных фильтров для решения проблемы шумов не является редким. Как уже отмечалось выше, некоторые технические устройства имеют встроенный фильтр бегущего среднего. Иногда там же присутствует функция исключения из текущих значений значения с наибольшим отклонением. Фильтр Калмана тоже по сути является нелинейным. Используют его для фильтрации с применением метода наименьших квадратов ФМНК [16–18].

Как показано в источнике [15], фильтр бегущего среднего и ФМНК демонстрируют лучшую

динамику на переходных процессах. Однако следует отметить, что для них характерен проигрыш ФНЧ по цене и качеству при стационарных режимах. И как отмечалось в работе [16], выходом может быть комбинация работы ФНЧ и ФМНК в зависимости от текущей динамики.

При необходимости ограничения скорости регулирования ПИД-регулятора применяются структуры с ограничителями [19]. Фактически они также представляют собой нелинейные фильтры. Ранее уже были предложены структуры (рис. 1) динамического управления ограничением по уменьшению действия помех [20, 21]. Их можно применить и для улучшения работы ПИД-регулятора в условиях помех.

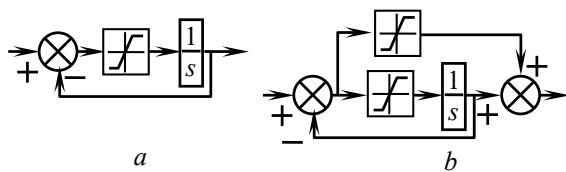


Рис. 1. Ограничитель скорости (а) и ограничитель скорости и амплитуды (b)

Фильтр на основе управляемого ограничителя (ФУО). Управляемый ограничитель является нелинейным прибором, поэтому эффективность места его установки во многом зависит от целей и динамики объекта управления.

В случае необходимости обеспечить снижение шумов не только для повышения надежности работы исполнительного механизма, но и для удобства наблюдения за техническим параметром, ФУО следует располагать после измерительного преобразователя. При необходимости обеспечить легкий режим работы только исполнительного механизма ФУО можно установить уже после вычисления ошибки. Частным случаем такого варианта может быть установка управляемого ограничителя уже после усиления сигнала ошибки. Особенно, если коэффициент усиления регулятора значительно больше 1. Это улучшит его работу, поскольку всегда существуют ограничения, связанные с цифровой обработкой информации. Как вариант, можно использовать ФУО только для пропорциональной kp и дифференциальной td составляющих регулятора, поскольку интегральная часть ti сама по себе хорошо снижает влияние шума. Фильтрацию с помощью управляемого ограничителя лучше производить только для контура обратной связи, так как он может вносить существенные нелинейные искажения в измерительный канал. Для контроля за параметрами лучше применять классические подходы к фильтрации.

Может быть предложено несколько вариантов структур управляемого ограничителя (рис. 2),

в которых коэффициент a формирует некоторое компромиссное значение между уровнем снижения амплитуды помех и временными задержками.

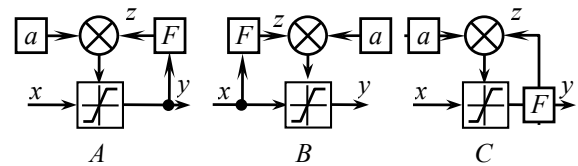


Рис. 2. Структуры ФУО:

F – сглаживающий фильтр; z – сигнал после фильтра

Значение z в самом простом случае может представлять параметр на выходе фильтра с управлением уровнем ограничения функции верхней и нижней границы:

$$\begin{cases} s_{up} = \bar{x} + a, \\ s_{down} = \bar{x} - a. \end{cases} \quad (5)$$

Для уменьшения временных задержек при динамическом изменении входного параметра x рациональным будет учитывать и скорость изменения входного параметра.

Например, формировать уровень ограничения по функции

$$\begin{cases} s_{up} = \bar{x} + \left| b \frac{d\bar{x}}{dt} \right| + a, \\ s_{down} = \bar{x} + \left| b \frac{d\bar{x}}{dt} \right| - a, \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} s_{up} = \bar{y} + \left| b \frac{d\bar{y}}{dt} \right| + a, \\ s_{down} = \bar{y} + \left| b \frac{d\bar{y}}{dt} \right| - a. \end{cases} \quad (6)$$

Еще одним вариантом может быть каскадное построение ФУО, при котором последующий каскад будет иметь меньшее значение a , чем предыдущий.

Методика исследования. Для оценки предложена структура замкнутого регулирования, представленная на рис. 3. Для комплексной оценки предложенного решения в данной структуре величина запаздывания принимала значения $\tau = [0,1 \ 1 \ 5 \ 15]$.

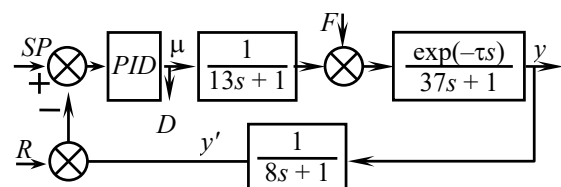


Рис. 3. Структура объекта исследования:

y' – сигнал датчика; s – оператор передаточной функции в преобразовании Лапласа

Дисперсия создавалась встроенным генератором в Matlab со следующими значениями $R = [0 \ 0,00003 \ 0,0001 \ 0,0003 \ 0,001 \ 0,003 \ 0,01]$.

Для выбора критерия настройки была произведена настройка данной структуры по различным интегральным критериям.

$$IAE = I_1 = \int_0^{t_M} |x| dt \rightarrow \min; \quad (7)$$

$$ITAE = I_2 = \int_0^{t_M} |x| t dt \rightarrow \min; \quad (8)$$

$$I_3 = \int_0^{t_M} |x| t^2 dt \rightarrow \min; \quad (9)$$

$$I_4 = \int_0^{t_M} (|x| + |u|) dt \rightarrow \min; \quad (10)$$

$$ISE = I_5 = \int_0^{t_M} x^2 dt \rightarrow \min; \quad (11)$$

$$I_6 = \int_0^{t_M} x^2 t dt \rightarrow \min; \quad (12)$$

$$I_7 = \int_0^{t_M} x^2 t^2 dt \rightarrow \min; \quad (13)$$

$$I_8 = \int_0^{t_M} (x^2 + u^2) dt \rightarrow \min. \quad (14)$$

Результат настройки можно видеть на рис. 4, 5 и в табл. 1. Наличие шума больше влияет на критерии с временным штрафом I_2 – I_3 . Отличие в настройках для квадратичных критериев I_5 – I_8 незначительны.

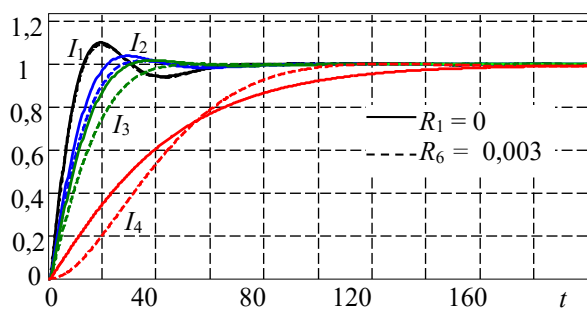


Рис. 4. Настройка ПИД-регулятора по интегральным критериям I_1 – I_4

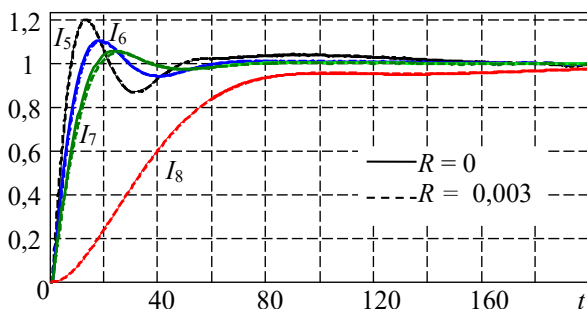


Рис. 5. Результаты настройки объекта по интегральным критериям I_5 – I_8

Таблица 1

Настройки ПИД-регулятора для критериев I_1 – I_8

ПИД	R	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7	I_8
k_p	R_1	3,98	3,27	2,82	1,05	3,84	3,96	3,57	0,995
	R_6	3,92	2,95	2,35	1,04	3,88	3,93	3,47	0,852
t_i	R_1	13,7	16,5	18,8	51,5	9,29	12,5	14,7	49,5
	R_6	14,1	18,1	22,2	51,6	9,39	12,7	15,4	50,0
t_d	R_1	59,6	39,5	31,5	0,0091	94,1	63,8	48,0	9,20
	R_6	58,7	34,4	24,6	0,0001	93,5	62,5	45,0	0,0003

Интегральные критерии, которые учитывают отклонение сигнала управления с регулятора, фактически исключают дифференциальную составляющую из регулятора. Данные критерии могут быть использованы, когда вопрос надежной работы исполнительных механизмов стоит на первом месте.

Переходной процесс для критерия I_3 соответствует компромиссу между быстродействием, перерегулированием и величиной t_d . Перерегулирование минимально, по времени регулирования проигрыш небольшой в отличие от остальных критериев.

Для оценки эффективности произведена проверка некоторых вариантов применения ФУО. Общая настройка производилась последовательно. Сначала путем минимизации интегрального критерия I_3 осуществлялась настройка ПИД-регулятора. Затем путем минимизации дисперсии на стационарном участке переходного процесса находились постоянная фильтра и коэффициент a уравнения (5). Для нахождения скорости использовался реальный фильтр высокой частоты. Его параметры определялись путем минимизации времени переходного процесса (ВПП) или путем минимизации произведения времени переходного процесса и дисперсии D на стационарном участке на выходе из регулятора (ВППД) (рис. 3). В качестве фильтра использовался фильтр низкой частоты первого порядка. Для этих целей можно применять также фильтр бегущего среднего либо фильтр с использованием метода наименьших квадратов [16].

В процессе исследования ставилась задача определения постоянной времени T для ФНЧ и значения запаса по ограничению a (5), при котором будет обеспечиваться оптимальное подавление шумов. Для динамического изменения запаса по ограничению и реализации производной (6) был применен фильтр высокой частоты (ФВЧ) с параметрами настройки b и T_M первого порядка:

$$W(s) = \frac{bs}{T_M s + 1}. \quad (15)$$

Впоследствии, для динамического регулирования планируется рассмотреть варианты с использованием возможностей, которые дает аппроксимация тренда методом наименьших квадратов.

ФУО со статическими параметрами. Результаты настройки ПИД-регулятора по критерию I_3 для различных вариантов объекта и уровня шумов можно видеть в табл. 2. Как следует из таблицы, наличие шума способствует снижению kp и td и увеличению ti . При наличии значительной величины запаздывания изменение параметров настройки несущественно, чего не скажешь об объектах с $\tau = 0,1$ с и $\tau = 1$ с. При высоком значении шума настройки приходят к значениям ПИД-регулятора, которые мало зависят от величины запаздывания.

Таблица 2

Настройки ПИД-регулятора

ПИД	τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
kp	0,1	2,907	2,549	2,425	2,272	2,064	1,879	1,309
	1	2,710	2,417	2,316	2,201	2,013	1,855	1,316
	5	2,061	1,949	1,904	1,861	1,810	1,724	1,324
	15	1,304	1,299	1,293	1,292	1,278	1,270	1,267
td	0,1	31,81	27,13	25,43	23,17	20,09	17,48	10,72
	1	29,85	25,97	24,53	22,86	20,02	17,69	11,17
	5	23,43	21,83	21,18	20,57	19,70	18,23	13,13
	15	16,33	16,30	16,27	16,34	16,14	16,10	16,17
ti	0,1	18,02	20,30	21,28	22,66	24,82	27,11	36,72
	1	19,37	21,46	22,34	23,48	25,57	27,65	36,88
	5	25,78	27,00	27,55	28,15	28,98	30,47	38,28
	15	41,99	42,15	42,25	42,32	42,74	43,07	43,38

На рис. 6–9 приведены сравнительные графики переходных процессов при варианте построения ФУО на базе ФНЧ с постоянной времени T и значением запаса по ограничению a для варианта, который соответствует минимуму времени переходного процесса по уровню 3% от сигнала задания. Как показано на графиках, введение ФУО не сильно повлияло на динамику. Введение данного нелинейного фильтра играет положительную роль и выполняет «быстрое торможение» при выходе на установившееся значение подобно структурам на рис. 1.

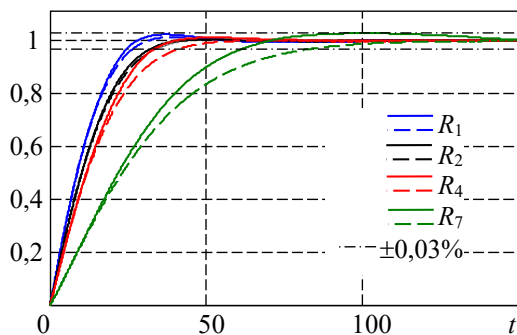


Рис. 6. Переходной процесс без (сплошная линия) и с ФУО (штриховая) при функции управления (5) в измерительном тракте и $\tau = 0,1$

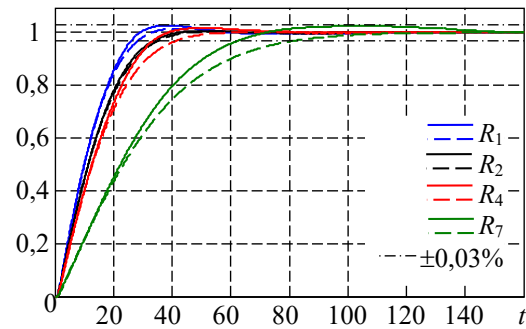


Рис. 7. Переходной процесс без (сплошная линия) и с ФУО (штриховая) при функции управления (5) в измерительном тракте и $\tau = 1$

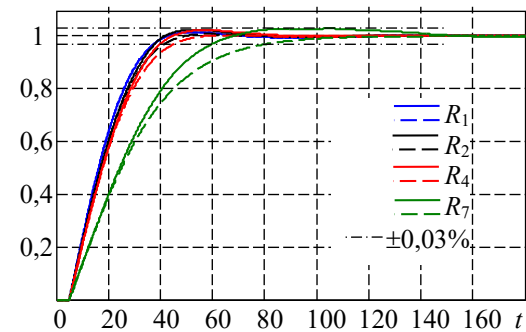


Рис. 8. Переходной процесс без (штриховая линия) и с ФУО (сплошная линия) при функции управления (5) в измерительном тракте и $\tau = 5$

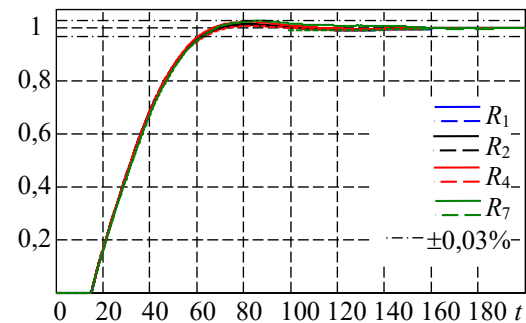


Рис. 9. Переходной процесс без (сплошная линия) и с ФУО (штриховая) при функции управления (5) в измерительном тракте и $\tau = 15$

Для объекта управления с временем запаздывания, которое сравнимо с постоянной времени объекта, наблюдается практическое совпадение. Это является следствием того, что минимизация критерия I_3 при настройке привела к меньшим значениям времени дифференцирования и коэффициенту усиления, что ограничило скорость изменения параметров при переходе от одного устойчивого состояния к другому.

В результате введения ФУО значения интегрального критерия, по которому были настроены контуры регулирования, показали изменение меньше чем на 1%. Более того, как показывает

табл. 3, время переходного процесса за редким исключением уменьшилось.

Если время переходного процесса изменилось незначительно, то дисперсия уменьшилась на несколько порядков (табл. 4). При том чем выше уровень шума, тем эффективнее работает ФУО.

Таблица 3

Отношение времени переходного процесса без ФУО и с ФУО при минимизации по ВВП

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	1,012	1,197	1,196	1,179	1,316	1,282	1,342
1	1,091	1,177	1,166	1,171	1,316	1,284	1,347
5	1,045	1,061	1,071	1,109	1,179	1,190	1,352
15	0,996	1,019	1,029	1,054	1,063	1,062	1,074

Таблица 4

Отношение дисперсии на выходе из ПИД без ФУО и с ФУО при минимизации по ВВП

τ	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	697,0	2 162	7 774	24 545	58 223	148 320
1	698,6	2 159	7 757	24 525	53 237	195 344
5	698,0	2 155	7 671	19 904	35 530	152 292
15	928,3	2 636	8 259	15 825	16 050	31 093

Использование для выбора параметров ФУО минимизации произведения дисперсии на время переходного процесса не позволяет говорить о возможности получения компромиссных настроек для обеспечения лучшего подавления шумов без существенного ухудшения динамики. Сделать системные выводы из табл. 5 сложно. Примерно в половине случаев время переходного процесса изменяется незначительно, тогда как в остальных случаях изменяется в разы.

Как и следовало ожидать, минимизация по ВВПД позволила резко увеличить эффективность подавления помех (табл. 6). Высокая вероятность ухудшения динамики регулирования не позволяет рекомендовать данный критерий для настройки ФУО. Использование непосредственно дисперсии для поиска параметров дает еще большее ухудшение динамики.

Таблица 5

Отношение времени переходного процесса без ФУО и с ФУО при минимизации по ВВПД

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	1,012	1,197	1,192	0,150	1,316	0,207	0,190
1	1,002	1,177	1,168	1,171	1,316	0,206	0,184
5	0,998	1,061	0,305	0,319	0,174	0,167	0,173
15	0,996	0,303	0,305	0,164	0,165	0,143	0,221

Таблица 6

Отношение дисперсии на выходе из ПИД без ФУО и с ФУО при минимизации по ВВПД

τ	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	1 054	2 943	7 515	24 385	512 149	2 865 683
1	1 046	2 930	7 496	24 355	513 411	2 833 657
5	1 027	10 033	28 843	171 666	503 934	2 904 934
15	5 803	17 692	91 185	299 121	891 645	1 665 370

Графики на рис. 10, 11 демонстрируют сложность настройки параметров ФУО. Больше всего трудностей с определением запаса по ограничению a . Ограничение по верхнему значению обусловлены фиксированным временем моделирования в 500 с. Нижняя граница обусловлена фактически динамикой объекта и настройками регулятора. Особенности динамики объекта управления существенно не сказываются на характере кривых. Из-за наличия шумов могут наблюдаться локальные минимумы, но следует отметить, что если строить поисковый алгоритм, то следует начинать от минимальных значений параметров настройки. С некоторого значения будет наблюдаться резкое снижение времени переходного процесса, после которого перед выходом на плато следует искать глобальный минимум.

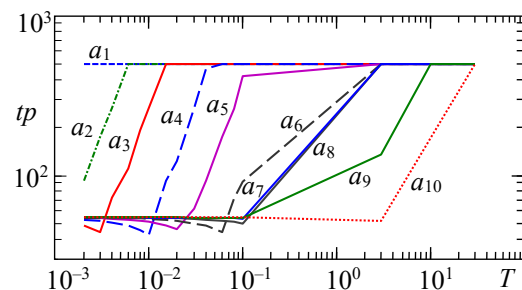


Рис. 10. Время переходного процесса tp от T при $\tau = 0,1$, R_6 и значениях a в (5):

$a_1 = 0,00001$; $a_2 = 0,00004$; $a_3 = 0,0001$; $a_4 = 0,0003$;
 $a_5 = 0,0008$; $a_6 = 0,002$; $a_7 = 0,006$; $a_8 = 0,015$;
 $a_9 = 0,04$; $a_{10} = 0,1$

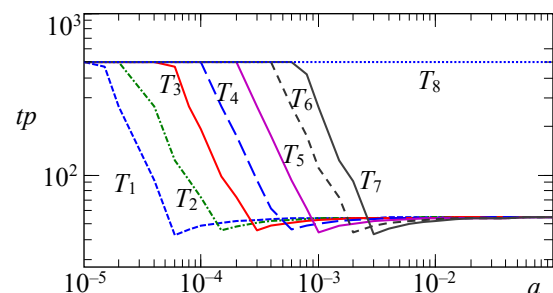


Рис. 11. Время переходного процесса tp от a при $\tau = 0,1$, R_6 и значениях T :

$T_1 = 0,002$; $T_2 = 0,004$; $T_3 = 0,008$; $T_4 = 0,015$;
 $T_5 = 0,03$; $T_6 = 0,06$; $T_7 = 0,1$; $T_8 = 30$

Графики зависимости дисперсии от постоянной времени незначительно отличаются от уровня шума и динамических характеристик объекта управления (рис. 12, 13). Минимальная дисперсия наблюдается в пределах 0,005–0,010 с.

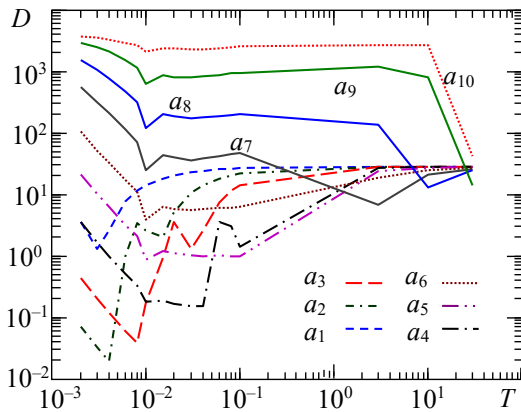


Рис. 12. Зависимость дисперсии D от T при $\tau = 0,1$; R_6 и следующих значениях a в (5):
 $a_1 = 0,00001$; $a_2 = 0,00004$; $a_3 = 0,0001$; $a_4 = 0,0003$;
 $a_5 = 0,0008$; $a_6 = 0,002$; $a_7 = 0,006$; $a_8 = 0,015$;
 $a_9 = 0,04$; $a_{10} = 0,1$

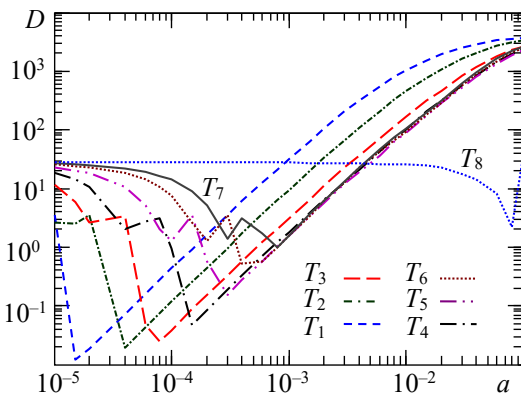


Рис. 13. Зависимость дисперсии D от a при $\tau = 0,1$; R_6 и значениях T :
 $T_1 = 0,002$; $T_2 = 0,004$; $T_3 = 0,008$; $T_4 = 0,015$;
 $T_5 = 0,03$; $T_6 = 0,06$; $T_7 = 0,1$; $T_8 = 30$

Ломаный характер зависимостей (рис. 12, 13) дисперсии от запаса по ограничению во многом определяется стабильным нахождением выхода в режиме ограничения. Но в целом тенденция такова: чем меньше запас по ограничению, тем меньше дисперсия. Оптимальные значения параметров ФОУ приведены в табл. 7–10.

Таблица 7

Значение a для минимума ВВП

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$3,0 \cdot 10^{-4}$	$8,0 \cdot 10^{-5}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$3,0 \cdot 10^{-4}$
1	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$3,0 \cdot 10^{-4}$	$8,0 \cdot 10^{-5}$	$3,0 \cdot 10^{-4}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$
5	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$3,0 \cdot 10^{-4}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$
15	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$8,0 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$4,0 \cdot 10^{-4}$	$8,0 \cdot 10^{-4}$

Таблица 8

Значение a для минимума D

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	$1,0 \cdot 10^{-3}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$
1	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$
5	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$
15	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$

Таблица 9

Значение T для минимума ВВП

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	0,004	0,002	0,002	0,010	0,003	0,002	0,010
1	0,003	0,002	0,002	0,010	0,003	0,010	0,002
5	0,002	0,002	0,002	0,010	0,002	0,004	0,003
15	0,002	0,004	0,003	0,004	0,003	0,008	0,010

Таблица 10

Значение T для минимума D

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	0,080	0,010	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002
1	0,040	0,010	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002
5	0,003	0,010	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002
15	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002

ФОУ с динамическим изменением смещения (ДФОУ). Настройка статического ФОУ фактически является поиском компромисса. Снижение параметров способствует снижению дисперсии, однако происходит ухудшение динамики регулирования. Напрашивается решение увеличивать параметр a , когда наблюдается динамика тренда. Как отмечалось выше и исследовалось в работе [20], использование фильтра высокой частоты является одним из решений.

Ввиду желания оценить возможности последовательной настройки, совместная оптимизация параметров a, T, b, T_M не производилась. Исходя из результатов, полученных в предыдущем пункте, были приняты следующие фиксированные значения: $T = 0,002$ и $a = 0,00002$, которые соответствуют минимуму D .

Результатом использования данной структуры является уменьшение времени переходного процесса (табл. 11, 12) и снижение дисперсии (табл. 13, 14). Динамическое изменение уровня ограничения позволило снизить чувствительность к параметрам настройки. Для ФОУ характерно было, что уменьшение значений a и T вело к постепенному улучшению характеристики, а после прохождения минимума – к резкому ухудшению (рис. 10–13).

Время переходного процесса для ДФОУ в основном улучшилось, но незначительно (табл. 13),

тогда как снижение дисперсии произошло существенное, на несколько порядков.

Таблица 11

Отношение времени переходного процесса с ДФОР и без ДФОР при минимизации по ВВП

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	1,152	1,267	1,238	1,191	1,565	1,434	1,470
1	1,112	1,228	1,209	1,453	1,464	1,413	1,523
5	1,075	1,101	1,118	1,123	1,176	1,266	1,491
15	1,030	1,054	1,074	1,085	1,082	1,111	1,129

Таблица 12

Отношение времени переходного процесса с ДФОР и с ФОР при минимизации по ВВП

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	1,138	1,059	1,035	1,010	1,189	1,119	1,095
1	1,019	1,043	1,037	1,241	1,113	1,101	1,131
5	1,029	1,038	1,044	1,013	0,998	1,064	1,103
15	1,034	1,0343	1,044	1,029	1,018	1,046	1,051

Таблица 13

Отношение дисперсии на выходе из ПИД с ДФОР и без ДФОР при минимизации по ВВП

τ	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	5 364	17 233	49 536	164 795	475 908	1 549 980
1	5 366	17 200	50 531	163 346	474 879	1 553 644
5	5 370	17 086	49 336	160 414	463 545	1 526 908
15	5 414	17 319	50 116	159 780	451 372	1 273 354

Таблица 14

Отношение дисперсии на выходе из ПИД с ДФОР и с ФОР при минимизации по ВВП

τ	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	7,696	7,971	6,372	6,714	8,174	10,45
1	7,681	7,967	6,514	6,660	8,920	7,953
5	7,693	7,929	6,432	8,059	13,05	10,03
15	5,832	6,570	6,068	10,10	28,12	40,95

Влияние параметров ФВЧ на работу системы регулирования представлено на рис. 14–17. Параметры b и T_M начинают сильно влиять на время переходного процесса только при большом значении постоянной времени ФВЧ. Повышение порядка этого фильтра способствует дальнейшему снижению дисперсии.

График на рис. 16 демонстрирует наличие минимума дисперсии в зоне близких значений T_M для разных значений параметра b , что снижает трудности оптимизации.

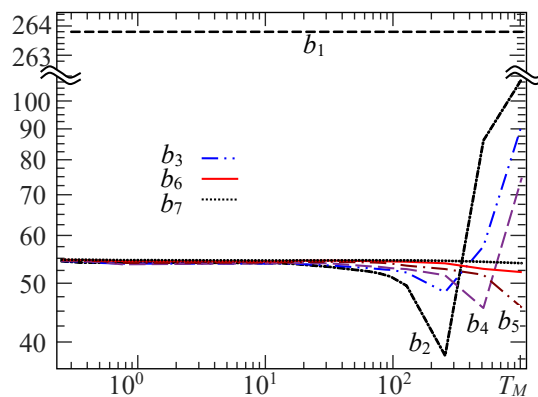


Рис. 14. Время переходного процесса tp от T при $\tau = 0,1$; R_6 и значениях b (14): $b_1 = 0$; $b_2 = 0,0372$; $b_3 = 0,0625$; $b_4 = 0,1$; $b_5 = 0,2$; $b_6 = 0,5$; $b_7 = 2$

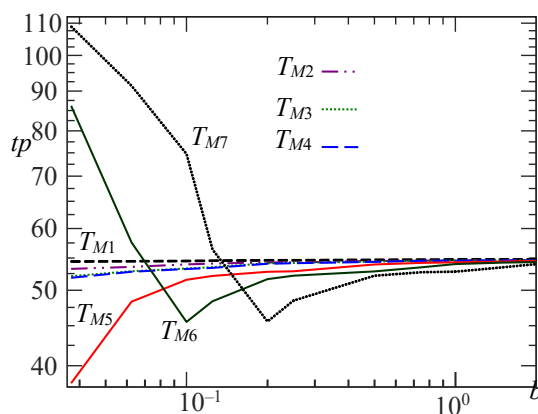


Рис. 15. Время переходного процесса tp от b при $\tau = 0,1$; R_6 и значениях T_M : $T_{M1} = 0,25$; $T_{M2} = 32$; $T_{M3} = 72$; $T_{M4} = 80$; $T_{M5} = 256$; $T_{M6} = 512$; $T_{M7} = 1024$

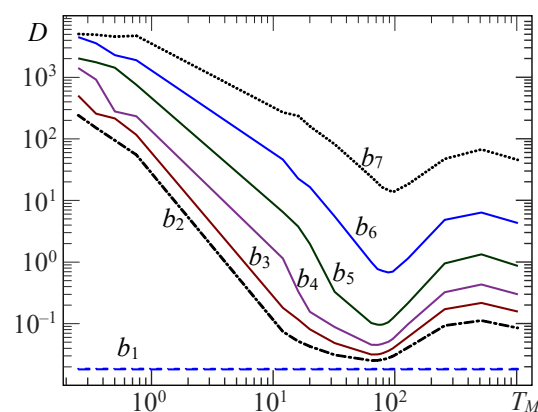


Рис. 16. Зависимость дисперсии D от T при $\tau = 0,1$; R_6 и значениях b (14): $b_1 = 0$; $b_2 = 0,0372$; $b_3 = 0,0625$; $b_4 = 0,1$; $b_5 = 0,2$; $b_6 = 0,5$; $b_7 = 2$

В табл. 15, 16 приведены значения параметров ФВЧ, которые обеспечивают минимальное значение времени регулирования.

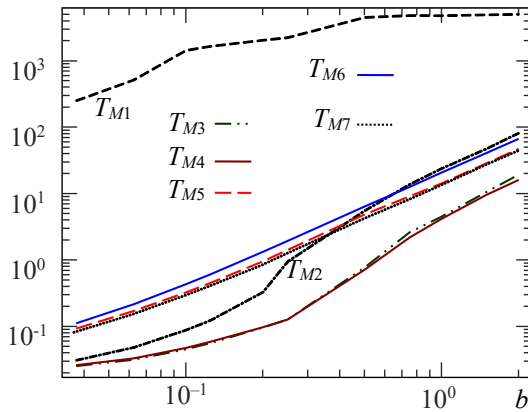


Рис. 17. Зависимость дисперсии D от b при $\tau = 0,1$; R_6 и значениях T_M : $T_{M1} = 0,25$; $T_{M2} = 32$; $T_{M3} = 72$; $T_{M4} = 80$; $T_{M5} = 256$; $T_{M6} = 512$; $T_{M7} = 1024$

В случае выбора для оптимизации произведения дисперсии на время регулирования, оптимальное значение T_M находится в пределах 64–72, а $b = 0,0372$. Минимизация по величине дисперсии приводит практически к тем же параметрам ФВЧ. Время переходного процесса останется на уровне значений, если бы не применялись ФОУ. Выбор таких параметров для управляемого ограничителя с динамическим изменением уровня ограничения позволяет снизить дисперсию на 6–35%.

Каскадный ФОУ (КФОУ). Как уже отмечалось выше, еще одним вариантом улучшения подавления шумов может быть каскадное использование ФОУ. В данной работе был проверен вариант с двумя управляемыми ограничителями. Результат эффективности применения данного решения можно видеть в табл. 17–20.

По времени переходного процесса КФОУ проигрывает несколько ФОУ (табл. 17, 19).

Таблица 15
Значение b для минимума ВВП

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	0,0625	0,1000	0,1000	0,1000	0,0625	0,0372	0,1000
1	0,0625	0,1000	0,1000	0,0372	0,0372	0,0372	0,1000
5	0,1000	0,1000	0,1000	0,1000	0,1000	0,1000	0,0625
15	0,0625	0,0625	0,0625	0,0372	0,1000	0,0625	0,1000

Таблица 16
Значение T_M для минимума ВВП

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	256	512	512	512	512	256	1024
1	256	512	512	256	256	256	1024
5	512	512	512	512	512	512	512
15	512	512	512	256	512	256	256

Таблица 17
Отношение времени переходного процесса с КФОУ и с ФОУ при минимизации по ВВП

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	1,103	1,025	1,065	1,121	1,029	1,089	1,077
1	1,011	1,013	1,066	1,096	1,026	1,067	1,083
5	1,007	1,050	1,054	1,046	1,008	1,042	1,056
15	1,037	1,024	1,020	1,006	1,009	1,018	1,027

Эффективность подавления помех обеспечивается лучше только в условиях сильного уровня помех (R_6, R_7 , табл. 18, 20).

Таблица 18
Отношение дисперсии с ФОУ и с КФОУ при минимизации по ВВП

τ	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	0,552	0,619	0,416	0,059	1,884	3,013
1	0,551	1,065	0,368	0,059	1,763	2,288
5	0,683	1,079	0,372	0,625	3,914	0,692
15	1,682	1,357	0,835	0,092	2,667	3,714

Таблица 19
Отношение времени переходного процесса с КФОУ при минимизации по ВВПД и с ФОУ по ВВПД

τ	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	1,103	1,025	1,065	1,121	1,029	1,089	1,077
1	1,011	1,013	1,066	1,096	1,026	1,067	1,083
5	1,007	1,050	1,054	1,046	1,008	1,042	1,056
15	1,037	1,024	1,020	1,006	1,009	1,018	1,027

Выбор параметров для данной структуры по критерию ВВПД позволяет за счет незначительного ухудшения времени регулирования (табл. 19) намного улучшить подавление шума (табл. 20). Результаты почти сравнимы с КФОУ по этому параметру. Применение более совершенного поискового алгоритма может более точно ответить на потенциальную возможность структуры. Однако следует отметить, что структура КФОУ обеспечивает лучшую робастность при изменении параметров шума и динамики системы.

Таблица 20
Отношение дисперсии с ФОУ при минимизации по ВВПД и с КФОУ по ВВПД

τ	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7
0,1	4,913	5,301	4,394	4,695	5,822	7,517
1	4,906	5,331	4,456	4,699	6,504	5,789
5	4,765	5,320	4,492	5,736	9,524	8,181
15	3,971	4,792	4,514	7,053	18,66	39,53

Оптимальное значение по критерию ВВП уровня ограничения a для первого каскада было в диапазоне 0,00015–0,0011 (среднее 0,00067), для второго каскада – 0,0001–0,00035 (0,00033). Постоянная времени первого каскада 0,009–0,600 (среднее 0,0536), для второго каскада второго 0,008–0,020 (среднее 0,0158).

Оптимальное значение по критерию ВВПД уровня ограничения a для первого каскада было в диапазоне 0,0001–0,0002 (среднее 0,000108), для второго каскада – 0,0001. Постоянная времени первого каскада 0,0225–0,1200 (среднее 0,0536), для второго каскада второго 0,002–0,011 (среднее 0,011).

Заключение. Предложенные структуры управляемых ограничителей показали себя достойными для практического использования. Из рассмотренных вариантов самые лучшие результаты продемонстрировал ДФОР. Применение для определения ФВЧ позволит получить еще больший эффект. Такие результаты может продемонстрировать и алгоритм квадратичного сглаживания, что будет проверено в следующих работах.

Применение сложных многопараметрических алгоритмов поиска может позволить одновременно оптимизировать параметры ПИД-регулятора и ДФОР и получить еще большую эффективность, однако такое решение имеет преимущественно теоретическую основу. При оптимизации, с учетом наличия случайной составляющей, можно будет наблюдать множество локальных экстремумов.

Для прикладного использования следует рекомендовать последовательный синтез.

1. Настройка ПИД-регулятора с учетом параметров шума с помощью интегрального критерия. Для этого лучше использовать метод, предложенный в [22–24]. Вариация только $sample\ time$ может гарантировать минимум интегрального критерия. После этого получаем по формулам три настройки регулятора.

2. Находим настройки для статического ФОР, обеспечивая в первую очередь подавление шумов.

3. Настраиваем ФНЧ или другое решение для увеличения ограничения при динамических процессах и обеспечения быстроты действия.

Список литературы

1. Somefun O. A., Kayode A., Folasade D. The dilemma of PID tuning // *Annual Reviews in Control*. 2021. No. 52. P. 65–74.
2. A review of PID control, tuning methods and applications / R. P. Borase [et al.] // *International Journal of Dynamics and Control*. 2021. No. 9. P. 818–827.
3. Hu X., Hou G., Tan W. Tuning of PID² controllers for oscillatory systems with time delays // *Frontiers in Control Engineering*. 2023. No. 3. P. 32.
4. Feng W., O'reilly J., Balance D. J. MIMO nonlinear PID predictive controller // *IEE Proceedings of Control Theory and Applications*. 2002. Vol. 149, issue 3. P. 203–208. DOI: 10.1049/ip-cta:20020339.
5. Design and implementation of high-order PID for second-order processes with time delay / W. Han [et al.] // *Frontiers in Control Engineering*. 2022. Vol. 149. P. 1–12. DOI: 10.3389/fcteg.2022.953477.
6. Huba M., Vrancic D., Bistak P. PID control with higher order derivative degrees for IPDT plant models // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. P. 2478–2495. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3047351.
7. Liptak B. G. *Process control and optimization*. Vol. II. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2006. 2460 p.
8. *Digital self-tuning controllers: algorithms, implementation and applications* / V. Bobal [et al.]. Springer, 2005. 317 p.
9. King M. *Process control: a practical approach*. John Wiley & Sons, 2016. 620 p.
10. Soltész K., Grimholt Ch., Skogestad S. Simultaneous design of PID controller and measurement filter by optimization // *IET Control Theory and Applications*. 2017. Vol. 11. P. 341–348. DOI: 10.1049/iet-cta.2016.0297.
11. Vrančić D., Huba M. High-order filtered PID controller tuning based on magnitude optimum // *Mathematics*. Vol. 9. P. 1340. DOI: 10.3390/math9121340.
12. Segovia V. R., Tor H., Karl J. A. Design of measurement noise filters for PID control // *IFAC Proceedings*. 2014. Vol. 47, no. 3. P. 8359–8364.
13. A measurement noise rejection method in the feedback control system based on noise observer / Z. Ning [et al.] // *IEEE Sensors Journal*. 2021. Vol. 21, issue 2. P. 1686–1693. DOI: 10.1109/JSEN.2020.3015837.
14. Моделирование и настройка систем с нелинейной динамикой / Д. А. Гринюк [и др.] // *Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика*. 2021. № 2 (248). С. 65–71.
15. Гринюк Д. А., Олиферович Н. М., Сухорукова И. Г. Использование алгоритмов аппроксимации для сглаживания трендов измерительных преобразователей // *Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика*. 2017. № 2 (200). С. 82–87.
16. Гринюк Д. А., Олиферович Н. М., Сухорукова И. Г. Оптимизация процесса сглаживания сигналов // *Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика*. 2021. № 2 (248). С. 72–79.

17. Hryniuk D., Suhorukova I., Oliferovich N. Adaptive smoothing and filtering in transducers // Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream). Vilnius, Lithuania, 2016. P. 1–4. DOI: 10.1109/eStream39242.2016.7485917.
18. Hägglund T. Signal Filtering in PID Control // IFAC Proceedings Volumes (IFAC Papers-OnLine). 2012. Vol. 2, issue 3. P. 1–10. DOI: 10.3182/20120328-3-IT-3014.00002.
19. Оптимизация параметров фильтра с управляемым ограничителем для слабых сигналов / Д. А. Гринюк [и др.] // Наука и Техника. 2003. № 5. С. 32–34. DOI: 10.21122/2227-1031-2003-0-5-32-34.
20. Bialecki Y., Hryniuk D. Controlled Limiter in the Synchronous Detection Circuit // Science – Future of Lithuania Elektronika ir elektrotechnika Electronics and Electrical Engineering. 2017. Vol. 9, issue 3. P. 289–292.
21. Deadbeat регулятор с прогнозируемым уровнем сигнала управления / Н. М. Олиферович [и др.] // Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика. 2018. № 2 (212). С. 89–95.
22. Гринюк Д. А., Олиферович Н. М., Сухорукова И. Г. Метод настройки ПИД-регулятора через deadbeat-регулятор на различные интегральные критерии // Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика. 2019. № 2 (224). С. 66–73.
23. Hryniuk D., Oliferovich N., Suhorukova I. Approximation PID-Controllers through Deadbeat controller and its tuning // Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream): Open Conference Vilnius, Lithuania, 2019. P. 1–6. DOI: 10.1109/eStream.2019.8732172.
24. Hryniuk D., Oliferovich N., Suhorukova I. Deadbeat controller with a prescribed controlled variable for several steps // Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream): Open Conference Vilnius, Lithuania, 2020. P. 1–6. DOI: 10.1109/eStream50540.2020.9108878.

References

1. Somefun O. A., Kayode A., Folasade D. The dilemma of PID tuning. *Annual Reviews in Control*, 2021, vol. 52, pp. 65–74.
2. Borase R. P., Maghade D. K., Sondkar S. Y., Pawar S. N. A review of PID control, tuning methods and applications. *International Journal of Dynamics and Control*, 2021, vol. 9, pp. 818–827.
3. Hu X., Hou G., Tan W. Tuning of PIDD² controllers for oscillatory systems with time delays. *Frontiers in Control Engineering*, 2023, vol. 3, p. 32.
4. Feng W., O'reilly J., Ballance DJ. Mimo nonlinear PID predictive controller. *IEE Proceedings of Control Theory and Applications*, 2002, vol. 149, no. 3, pp. 203–208.
5. Han W., Hu X., Damiran U., Tan W. Design and implementation of high-order PID for second-order processes with time delay. *Frontiers in Control Engineering*, 2022, vol. 149, pp. 1–12. DOI: 10.3389/fcteg.2022.953477.
6. Huba M., Vrancic D., Bistak P. PID control with higher order derivative degrees for IPDT plant models. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 2478–2495. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3047351.
7. Liptak B. G. Process control and optimization. Vol. II. CRC Press, Taylor & Francis Publ., 2006. 2460 p.
8. Bobal V., Bohm J., Fessl J., Machacek J. Digital self-tuning controllers: algorithms, implementation and applications. Springer Publ., 2005. 317 p.
9. King M. Process control: a practical approach. John Wiley & Sons Publ., 2016. 620 p.
10. Soltész K., Grimholt Ch., Skogestad S. Simultaneous design of PID controller and measurement filter by optimization. *IET Control Theory and Applications*, 2017, vol. 11, pp. 341–348. DOI: 10.1049/iet-cta.2016.0297.
11. Vrančić D., Huba M. High-order filtered PID controller tuning based on magnitude optimum. *Mathematics*, vol. 9, p. 1340. DOI: 10.3390/math9121340.
12. Segovia V. R., Tor H., Karl J. A. Design of measurement noise filters for PID control. *IFAC Proceedings*, 2014, vol. 47, no. 3, p. 8359–8364.
13. Ning Z., Yao M., Huang Y., Zhou X., Zhang Ch. A measurement noise rejection method in the feedback control system based on noise observer. *IEEE Sensors Journal*, 2021, vol. 21, issue 2, pp. 1686–1693. DOI: 10.1109/JSEN.2020.3015837.
14. Hryniuk D. A., Oliferovich N. M., Suhorukova I. G., Orobei I. O. Modeling and tuning control objects with nonlinear dynamics. *Trudy BGTU* [Proceedings of BSTU], issue 3, Physics and Mathematics. Informatics, 2021, no. 2 (248), pp. 65–71 (In Russian).
15. Oliferovich N. M., Hryniuk D. A., Orobei I. O. The use of algorithmic approaches for smoothing of measurement information. *Trudy BGTU* [Proceedings of BSTU], issue 3, Physics and Mathematics. Informatics, 2017, no. 2 (200), pp. 82–87 (In Russian).
16. Hryniuk D. A., Oliferovich N. M., Suhorukova I. G. Signal smoothing optimization. *Trudy BGTU* [Proceedings of BSTU], issue 3, Physics and Mathematics. Informatics, 2021, no. 2 (248), pp. 72–79 (In Russian).

17. Hryniuk D., Suhorukova I., Oliferovich N. Adaptive smoothing and filtering in transducers. *Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream): Open Conference*. Vilnius, 2016, pp. 1–4. DOI: 10.1109/eStream39242.2016.7485917.
18. Hägglund T. Signal Filtering in PID Control. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC Papers-OnLine)*. 2012, vol. 2, issue 3, pp. 1–10. DOI: 10.3182/20120328-3-IT-3014.00002.
19. Hryniuk D. A., Zharskii S. E., Orobei I. O., Strunevskaja T. N. Optimization of filter parameters with controlled saturation/limiter of low level signals. *Nauka i Tekhnika [Science & Technique]*, 2003, no. 5, pp. 32–34. DOI: 10.21122/2227-1031-2003-0-5-32-34 (In Russian).
20. Bialecki Y., Hryniuk D. Controlled Limiter in the Synchronous Detection Circuit. *Science – Future of Lithuania Elektronika ir elektrotechnika Electronics and Electrical Engineering*, 2017, vol. 9, issue 3, pp. 289–292.
21. Oliferovich N. M., Hryniuk D. A., Orobei I. O., Suhorukova I. G. Deadbeat controller with predictable level of control signal. *Trudy BGTU [Proceedings of BSTU]*, issue 3, Physics and Mathematics. Informatics, 2018, no. 2 (212), pp. 89–95 (In Russian).
22. Hryniuk D. A., Oliferovich N. M., Suhorukova I. G. Method of PID-controller tuning through deadbeat-regulator for various integral criteria. *Trudy BGTU [Proceedings of BSTU]*, issue 3, Physics and Mathematics. Informatics, 2019, no. 2 (224), pp. 66–73 (In Russian).
23. Hryniuk D., Oliferovich N., Suhorukova I. Approximation PID-controllers through deadbeat controller and its tuning. *Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream): Open Conference*. Vilnius, 2019, pp. 1–4. DOI: 10.1109/eStream.2019.8732172.
24. Hryniuk D., Oliferovich N., Suhorukova I. Deadbeat controller with a prescribed controlled variable for several steps. *Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream): Open Conference*. Vilnius, 2020, pp. 1–6. DOI: 10.1109/eStream50540.2020.9108878.

Информация об авторах

Гринюк Дмитрий Анатольевич – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры автоматизации производственных процессов и электротехники. Белорусский государственный технологический университет (220006, г. Минск, ул. Свердлова, 13а, Республика Беларусь). E-mail: hryniukda@gmail.com

Олиферович Надежда Михайловна – старший преподаватель кафедры автоматизации производственных процессов и электротехники. Белорусский государственный технологический университет (220006, г. Минск, ул. Свердлова, 13а, Республика Беларусь). E-mail: oliferovich@belstu.by

Сухорукова Ирина Геннадьевна – старший преподаватель кафедры программной инженерии. Белорусский государственный технологический университет (220006, г. Минск, ул. Свердлова, 13а, Республика Беларусь). E-mail: irina_x@rambler.ru

Дейнека Татьяна Александровна – ассистент кафедры автоматизации производственных процессов и электротехники. Белорусский государственный технологический университет (220006, г. Минск, ул. Свердлова, 13а, Республика Беларусь). E-mail: tdein@rambler.ru

Клютко Михаил Викторович – ассистент кафедры автоматизации производственных процессов и электротехники. Белорусский государственный технологический университет (220006, г. Минск, ул. Свердлова, 13а, Республика Беларусь). E-mail: mkliutko@gmail.com

Information about the authors

Hryniuk Dzmitry Anatol'yevich – PhD (Engineering), Associate Professor, Assistant Professor, the Department of Automation of Production Processes and Electrical Engineering. Belarusian State Technological University (13a, Sverdlova str., 220006, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: hryniuk@tut.by

Oliferovich Nadezhda Mikhailovna – Senior Lecturer, the Department of Automation of Production Processes and Electrical Engineering. Belarusian State Technological University (13a, Sverdlova str., 220006, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: oliferovich@belstu.by

Suhorukova Irina Gennad'yevna – Senior Lecturer, the Department of Software Engineering. Belarusian State Technological University (13a, Sverdlova str., 220006, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: irina_x@rambler.ru

Deineka Tatyana Aleksandrovna – assistant lecturer, the Department of Automation of Production Processes and Electrical Engineering. Belarusian State Technological University (13a, Sverdlova str., 220006, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: tdein@rambler.ru

Klyutko Mikhail Viktorovich – assistant lecturer, the Department of Automation of Production Processes and Electrical Engineering. Belarusian State Technological University (13a, Sverdlova str., 220006, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: mkliutko@gmail.com

Поступила после доработки 15.05.2023