

УДК 620.165.29

Д. А. Гринюк, Е. В. Дубиковская, Н. М. Олиферович,
И. Г. Сухорукова, И. О. Оробей

Белорусский государственный технологический университет

ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАБОТЫ КОМБИНИРОВАННЫХ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ. I. ОБЩИЙ АНАЛИЗ

В статье рассмотрены вопросы построения комбинированных систем регулирования. Применение традиционных подходов к улучшению качества регулирования сопряжено с рядом проблем. Основная масса исследований сконцентрирована на решении теоретических проблем без привязки к реализации в реальных системах. Практически все примеры не учитывают наличие в структуре управления исполнительных механизмов и измерительных устройств.

Для выработки рекомендаций по использованию инвариантных систем на практике исследована структура комбинированной системы с вариацией параметров динамики. Выбор динамики определялся соотношением быстродействия канала обратной связи и канала возмущения. Проанализированы варианты построения комбинированных систем для случаев с возможностями построения расчетного идеального компенсатора и варианты, когда реализовать расчетный компенсатор не представляется возможным.

Для структуры произведена настройка системы с обратной связью по интегральному критерию. На следующем этапе найдены параметры различных вариантов компенсатора с помощью численных методов и теоретических расчетов. На заключительном шаге произведено параллельное имитационное моделирование и определены параметры эффективности при детерминированном и случайном воздействии. Далее были выбраны структуры, которые обеспечивают эффективную работу при различных критериях управления.

Ключевые слова: системы управления, комбинированные системы, компенсаторы.

Для цитирования: Гринюк Д. А., Дубиковская Е. В., Олиферович Н. М., Сухорукова И. Г., Оробей И. О. Эффективность работы комбинированных систем регулирования. I. Общий анализ // Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика. 2025. № 2 (296). С. 58–75.

DOI: 10.52065/2520-6141-2025-296-9.

D. A. Hryniuk, E. V. Dubikovskaya, N. M. Oliferovich, I. G. Suhorukova, I. O. Orobei
Belarusian State Technological University

EFFICIENCY OF FEEDFORWARD AND FEEDBACK CONTROL SYSTEMS. I. GENERAL ANALYSIS

The article considers the issues of constructing feedforward and feedback control systems. The use of traditional approaches to improving the quality of regulation is associated with a number of problems. The bulk of research is concentrated on solving theoretical problems without reference to implementation in real systems. Almost all examples don't take into account the presence of actuators and measuring devices in the control structure. Another problem is that very often theoretical calculations of compensators are difficult to implement in real systems.

To develop recommendations for the use of invariant systems in practice, the structure of feedforward and feedback control systems with a variation in dynamic parameters was investigated. The choice of dynamics was determined by the ratio of the speed of the feedback channel and the disturbance channel. Variants of transfer functions made it possible to build both a variant of ideal compensation for disturbance, and without such a possibility.

For the structure, the feedback system was configured according to the integral criterion. The next stage was to find the parameters of various compensator options using numerical methods and theoretical calculations. At the final stage, parallel simulation modeling was performed and the efficiency parameters were determined under deterministic and random influence. The structures were selected that ensure efficient operation under various control criteria.

Keywords: control systems, feedforward and feedback control systems, compensators.

For citation: Hryniuk D. A., Dubikovskaya E. V., Oliferovich N. M., Suhorukova I. G., Orobei I. O. Efficiency of feedforward and feedback control systems. I. General analysis. *Proceedings of BSTU, issue 3, Physics and Mathematics. Informatics*, 2025, no. 2 (278), pp. 58–75 (In Russian).

DOI: 10.52065/2520-6141-2025-296-9.

Введение. Из теории управления хорошо известны два подхода к построению систем управления – замкнутый и разомкнутый [1, 2]. Каждый из них обладает своими преимуществами и недостатками [3–7]. Основная концепция управления прямой связью, которая использовалась в трехэлементном контуре управления уровнем барабанов котлов [6], была сформулирована в 1925 г. Применение этой концепции на реальных объектах было затруднено до появления надежных микропроцессорных средств в системах управления технологическими процессами [8]. С тех пор управление прямой связью стало одним из наиболее часто используемых алгоритмов в промышленной сфере [6, 9–12]. Традиционно их предлагают использовать для многосвязных систем управления ректификационными колоннами [8, 13], химическими и биологическими производствами [14, 15]. Построение многосвязных контуров часто невозможно без применения компенсаторов [16, 17].

Наиболее простая система проектирования предложена в работе [18]. Сначала статический коэффициент усиления фильтра определяется по соотношению коэффициентов усиления передаточных функций. После этого вычисляются постоянные времени для уменьшения интегральной ошибки отклика системы с обратной связью. До последнего времени это был стандартный подход к проектированию компенсаторов [6, 19].

В то же время процедура проектирования в последующих работах все больше усложнялась [20]. Так, было предложено [21, 22] ввести дополнительный сигнал управления прямой связью. В диссертации [23] для получения параметров регулятора прямой связи (компенсатора) был применен метод наименьших квадратов, которые минимизируют норму остаточного выхода возмущения для данного контроллера обратной связи. Проблему адекватности текущей модели предлагалось решать с помощью адаптивных схем, например, управление по эталонной модели [24–26]. В работе [27] рассмотрена возможность использования теории количественной обратной связи для совместного проектирования регулятора обратной связи и компенсатора.

Для синтеза комбинированных систем необходимы знания динамики каналов возмущения и управления [6, 14, 19]. Исходя из теории расчет компенсаторов производится из принципа инвариантности, суть которого заключается в формировании противоздействия через исполнительный механизм (ИМ), которое должно компенсировать возмущающее воздействие. Несмотря на достаточно простой расчет параметров компенсатора (динамического звена, задача которого

сформировать противоздействие), основные проблемы возникают в его дальнейшей реализации [16, 28–30]. Идеальный компенсатор фактически возможен только в математических задачах теории управления. Кроме проблемы реализуемости, существуют проблемы прогнозируемости влияния нелинейностей таких систем регулирования [22, 26, 31].

Были разработаны [32, 33] простые правила настройки, чтобы минимизировать интегрированную абсолютную погрешность (IAE) с учетом воздействия контроллера обратной связи. Также были предложены [30] простые правила настройки, основанные на минимизации интегрированной квадратичной ошибки (ISE). С применением правил произведена попытка их практического применения на системе управления теплотой режимами в теплице [34].

Поиск решений при наличии запаздывания был рассмотрен в публикации [35]. Также был предложен подход с применением упредителя Смита [36].

Однако такие регуляторы очень чувствительны к точности моделей объекта управления, что потенциально может повлиять на устойчивость системы [37, 38]. В системах управления регуляторы прямой связи могут быть использованы в двух случаях. Традиционно, основной их задачей является подавление помех, которые оказывают воздействие на технологический объект, что часто встречается в промышленности [39–44]. Однако развивается также и направление, связанное с улучшением динамики системы с обратной связью (данное направление не рассматривается в статье).

В идеальных случаях регулятор прямой связи практически полностью нивелирует действие помех. Но даже с учетом проблемы практической реализации, неидеальный компенсатор позволяет улучшить динамику управления [18]. Критерии эффективности применения компенсатора можно найти в издании [45]. Они определяются по соотношению динамики обратной и прямой связей. На это могут оказать влияние и экономические аспекты [46].

Существуют три варианта построения комбинированных систем (рис. 1–3).

Первый вариант – самый популярный, так как развязывает настройку регулятора обратной связи и компенсатор. Кроме этого, данный подход в меньшей степени подвержен проблеме некачественной работы вследствие расхождения параметров реального объекта и моделей, которые были использованы при синтезе. Введение сигнала для компенсации возмущения передаточной функции H (рис. 2–3) до регулятора в основном обусловлено возможностью реализации расчетного идеального компенсатора [22, 47].

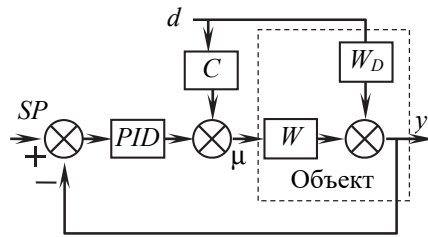


Рис. 1. Классическая структура комбинированной системы первого типа:

SP – сигнал задания; PID – регулятор обратной связи; C – передаточная компенсатора; W , W_D – передаточные функции объекта по каналам управления и возмущения; μ – выход регулятора; d – сигнал возмущения; y – технологический параметр

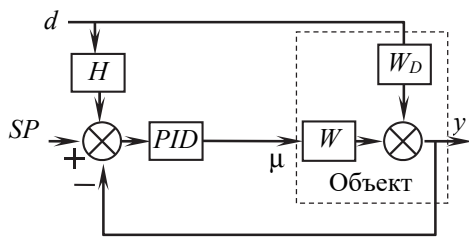


Рис. 2. Классическая структура комбинированной системы первого типа:

H – передаточная компенсатора с учетом настроек ПИД-регулятора

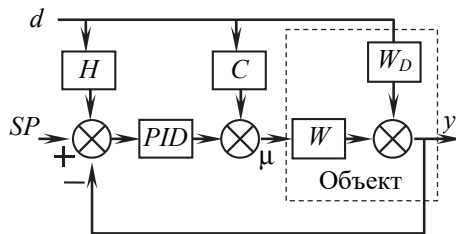


Рис. 3. Расширенный вариант комбинированной системы

Очень часто проблема физической «нереализуемости» решается путем аппроксимации [6] или другим вариантом искусственного увеличения с ограничением на усиление шума [21]. Шум в канале измерения возмущения является иногда большой проблемой при реализации. При применении комбинированных систем стоит оценить его параметры для выбора рациональной структуры.

Эффективность компенсаторов очень сильно зависит от точности модели [48]. Проблема физической реализации может быть решена приближенными методами. Следует учитывать наличие негауссовского шума, как, например, показано в источниках [49–51], где были сделаны попытки подобных вариантов для практического применения.

Несмотря на то, что проблема устойчивости не характерна для регуляторов прямой связи, в некоторых работах [52, 53] утверждается, что

компенсатор не должен настраиваться независимо от контура обратной связи. Проблема робастности в отношении регуляторов прямой связи рассматривается, однако она обычно решается в комплексе совместной работы с регулятором обратной связи и/или алгоритмов систем адаптации [54–56].

Во многом можно согласиться с выводами статьи [48].

1) Большинство существующих контроллеров прямой связи основаны на моделях, поэтому управляемые системы чувствительны к неопределенностям модели и для практического применения необходимы надежные решения.

2) Исследователям необходимо больше ориентироваться на практические задачи, которые могут решить компенсаторы. И здесь хорошая динамика переходных процессов очень редко является первоочередной. Следует ориентироваться больше на решение экономических задач.

3) Практически все компенсаторы используют элементы дифференцирования, что с учетом наличия шумов при изменении возмущения следует принимать во внимание при проектировании.

4) Очень мало работ по учету нелинейностей в системах регулирования с компенсатором.

Во всех процедурах синтеза, которые указаны выше, не учитываются динамические характеристики средств управления. Но очень часто хорошая динамика на выходе средств контроля оборачивается высокими динамическими нагрузками для физических параметров технологических процессов. Целью исследования является попытка учесть этот аспект при проектировании.

Методика исследования. Следует не забывать, что потенциальные возможности применения комбинированных систем регулирования сильно зависят от соотношения динамики каналов возмущения и обратной связи. В случае использования структуры на рис. 4 – от соотношения быстродействия W_0 и W_D .

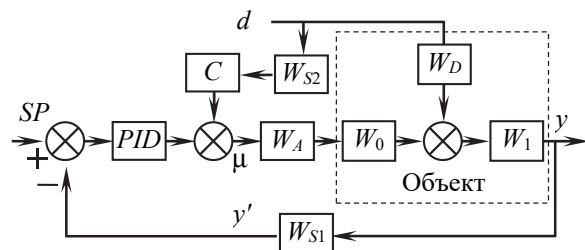


Рис. 4. Структура объекта исследования:

W_A – передаточная функция исполнительного механизма; W_0 , W_1 – передаточные функции объекта по каналам управления и возмущения; y' – сигнал с датчика обратной связи

Основной целью исследования является выработка рациональных методик по выбору подходов к настройке подобных систем управления.

По этой причине передаточные функции канала обратной связи и оборудования имели фиксированные значения, за исключением времени запаздывания τ_1 :

$$W_0(s) = \frac{0,87}{3000s^2 + 80s + 1} \exp(-\tau_1 s); \quad (1)$$

$$W_1(s) = \frac{0,87}{133s + 1}; \quad (2)$$

$$W_{s1}(s) = \frac{1}{40s + 1}; \quad (3a)$$

$$W_{s2}(s) = \frac{1}{25s + 1}; \quad (36)$$

$$W_A(s) = \frac{1}{5s + 1}. \quad (4)$$

Поскольку одной из проблем настройки компенсаторов является их реализуемость, было выбрано несколько вариантов передаточных функций канала возмущения:

$$W_{D1}(s) = 1; \quad (5)$$

$$W_{D2}(s) = \frac{1}{910s^2 + 70s + 1} \exp(-\tau_2 s); \quad (6)$$

$$W_{D3}(s) = \frac{1}{(9,3s^2 + 7s + 1)(25s^2 + 11s + 1)} e^{-\tau_2 s}; \quad (7)$$

$$W_{D4}(s) = \frac{1}{(110,3s^2 + 17,23s + 1)} e^{-\tau_2 s}. \quad (8)$$

Коэффициенты передаточной функции $W_{D4}(s)$ были подобраны таким образом, чтобы переходные характеристики $W_{D3}(s)$ и $W_{D4}(s)$ имели минимальное квадратичное отклонение.

Порядок передаточной функции $W_{D3}(s)$ позволяет обеспечить варианты, при которых возможно построение идеальных компенсаторов. Самое сильное воздействие на отклонение на выходе объекта будет оказывать вариант с $W_{D1}(s)$, самое слабое – $W_{D2}(s)$, а $W_{D3}(s)$ и $W_{D4}(s)$ имеют среднее быстродействие между $W_{D1}(s)$ и $W_{D2}(s)$.

На рис. 5 можно видеть переходные процессы для исследованных вариантов динамики канала возмущения без компенсаторов.

Настройки регулятора и компенсатора находились для значений времени запаздывания τ_1 и τ_2 при следующих фиксированных значениях [0,1; 0,3; 1; 3; 10; 30].

Для нахождения настроек ПИД-регулятора использован критерий

$$I_1 = \int_0^{t_M} |y - SP| t^2 dt \rightarrow \min. \quad (9)$$

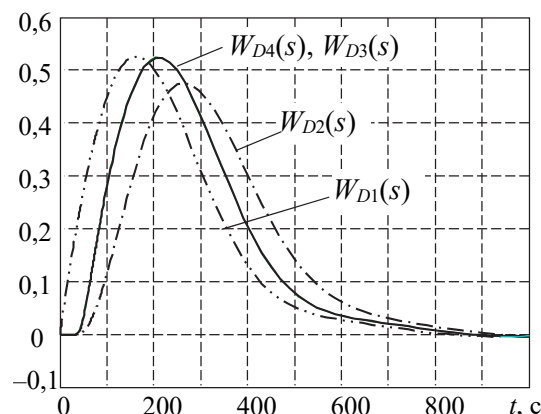


Рис. 5. Переходные процессы при исследованных динамиках канала возмущения для $\tau_1 = \tau_2 = 30$

Как было показано в некоторых предыдущих работах [57], этот интегральный критерий обеспечивает качество переходного процесса при измерении сигнала задания с небольшим перерегулированием, почти минимальным временем регулирования и меньшей нагрузкой на исполнительный механизм по сравнению с *ISE* и некоторыми другими подходами.

Для ПИД-регулятора использовалась параллельная форма:

$$PID = Kp + \frac{1}{Ti s} + Td s. \quad (10)$$

Результаты настройки представлены в табл. 1 и на рис. 6, 7. Как показано, влияние изменения незначительно.

Таблица 1

Настройки регулятора при разных τ_1

PID	τ_1					
	0,1	0,3	1	3	10	30
<i>Kp</i>	1,420	1,420	1,657	1,657	1,618	1,479
<i>Ti</i>	130,6	130,6	115,5	115,5	120,3	133,1
<i>Td</i>	63,09	63,09	85,92	85,92	85,92	85,92

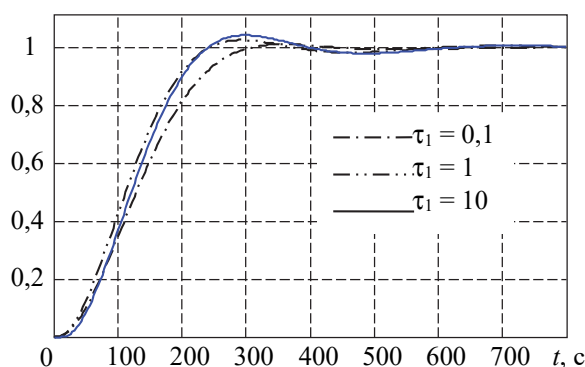


Рис. 6. Переходные процессы основного канала для $\tau_1 = [0,1; 1; 10]$

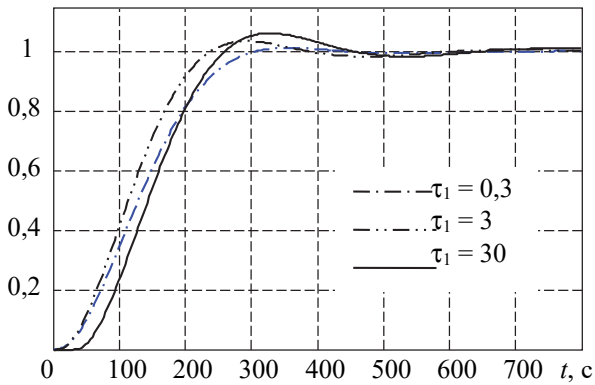


Рис. 7. Переходные процессы основного канала для $\tau_1 = [0,3; 3; 30]$

Синтез компенсаторов по интегральным критериям. Передаточную функцию «идеального» компенсатора (ИК) можно найти как

$$C(s) = \frac{W_D(s)}{W_0(s)W_A(s)W_{S2}(s)}. \quad (11)$$

При такой структуре управления и параметрах передаточных функций определение параметров реализуемого «идеального» компенсатора возможно только при W_{D3} , и только когда $\tau_1 < \tau_2$. Во всех остальных случаях может быть получен приближенный вариант.

Для нахождения параметров компенсаторов использовалась минимизация интегрального критерия:

$$ISE = I_s = \int_0^{t_M} y^2 dt \rightarrow \min. \quad (12)$$

Как отмечалось в ряде источников [22, 29], наиболее рациональной передаточной функцией компенсатора является вариант форсирующего звена.

$$C_1(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_1 s + 1}. \quad (13)$$

Данный вид компенсатора вытекает из типовых расчетов идеальных компенсаторов, которые в большинстве своем не реализуются. Такой вид позволяет соблюсти баланс между эффективностью, робастностью и минимальным использованием дифференцирования, которое обычно при наличии помех формирует высокое динамическое воздействие на исполнительный механизм.

Кроме этого, он может обеспечить необходимое качество без увеличения уровня шумов на входе исполнительного устройства. Для быстрого нахождения коэффициентов не требуются сложные поисковые алгоритмы. В некоторых случаях возможны варианты использования филь-

тра высокой (ФВЧ) или низкой частоты (ФНЧ). Последние два вида компенсаторов проверялись для всех вариантов системы, но результаты их уступали схеме с C_1 .

В большинстве рассмотренных нами случаев при настройке по интегральному критерию коэффициент a_1 в равенстве (13) стремился к минимальным значениям, но поскольку при реализации на технических системах существуют ограничения, которые обусловлены временем квантования, то в поисковый алгоритм было введено ограничение на минимальное значение 0,02.

Для сравнения были также найдены коэффициенты настроек компенсатора в виде усиительного звена $C_2(s) = k_1$, звеньев второго порядка:

$$C_3(s) = \frac{c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{4 \cdot 10^{-4} s^2 + 0,04 s + 1}; \quad (14)$$

$$C_4(s) = \frac{d_3 s + d_2}{(d_1 s)^2 + \sqrt{2} d_1 s + 1}. \quad (15)$$

В последнем варианте для знаменателя использовался вариант коэффициентов Баттерворта.

Поскольку по рассматриваемой теме было получено большое количество данных, то в статье представлены только те результаты, которые позволяют сформировать подход к выбору необходимого вида компенсатора в конкретном случае. Вопросы робастности и использования запаздывания будут рассмотрены в следующих работах. Ниже, в табл. 1–33 приведены коэффициенты компенсаторов C_1, C_2, C_3, C_4 , которые были найдены с помощью численных методов.

Коэффициент c_0 для $W_{D2}(s)$ для всех вариантов запаздывания имел значение 1,142.

Таблица 1
Коэффициенты компенсатора для $W_{D1}(s)$

C_1	τ_1					
	0,1	0,3	1	3	10	30
a_1	0,0200	0,0220	0,0204	0,0201	0,0209	0,0201
b_1	113,3	113,3	113,3	111,1	113,3	118,1
b_0	0,9253	0,9253	0,9253	0,8872	0,8706	0,8138

Таблица 2
Коэффициент a_1 для $W_{D2}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,02	0,03	0,0204	0,0256	0,1176	0,0460
0,3	0,021	0,0212	0,0219	0,02	0,1176	0,0919
1	0,0225	0,02	0,0201	0,0201	0,0200	0,0200
3	0,0214	0,0204	0,0236	0,0223	0,0220	0,0601
10	0,0201	0,0203	0,0213	0,0203	0,0224	0,2174
30	0,02	0,0203	0,02	0,021	0,02	0,02

Таблица 3

Коэффициент a_1 для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	10,5544
0,3	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	10,5544
1	0,02	0,0266	0,02	0,02	0,02	5,8715
3	0,0204	0,02	0,02	0,02	0,02	4,0048
10	0,02	0,0205	0,02	0,02	0,02	0,1977
30	0,02	0,0205	0,0216	0,0201	0,0205	0,02

Таблица 4

Коэффициент a_1 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,0202	0,0210	0,0205	0,0211	0,0203	0,0200
0,3	0,0215	0,0209	0,0215	0,0203	0,0202	0,0200
1	0,0202	0,0200	0,0216	0,0214	0,0200	0,0203
3	0,0216	0,0222	0,0212	0,0201	0,0200	0,0203
10	0,0203	0,0200	0,0205	0,0200	0,0203	0,0209
30	0,0201	0,0225	0,0213	0,0203	0,0200	0,0201

Таблица 5

Коэффициент b_1 для $W_{D2}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	51,83	51,83	51,52	48,81	44,76	20,92
0,3	52,64	52,64	51,52	49,58	44,76	21,06
1	53,68	53,68	52,64	50,55	44,76	22,53
3	55	55	54,15	52,64	46,53	24,85
10	61,41	60,49	60,49	59,1	52,64	33,93
30	66,25	66,25	66,25	66,25	66,25	52,31

Таблица 6

Коэффициент b_1 для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	103,0	104,1	104,1	102,1	96,6	94,6
0,3	104,1	103,0	104,1	102,1	98,5	94,6
1	104,1	104,1	104,1	102,1	98,5	94,6
3	104,1	104,1	104,1	102,1	98,1	94,6
10	106,7	106,7	106,7	106,7	102,1	94,6
30	116,0	116,0	116,0	115,5	113,3	102,1

Таблица 7

Коэффициент b_1 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	104,1	104,1	104,1	103,3	96,9	80,6
0,3	104,1	104,1	104,1	103,3	97,1	80,6
1	104,1	104,1	104,1	101,7	99,0	80,6
3	104,1	104,1	104,1	104,1	99,0	83,7
10	108,7	108,7	106,7	106,7	103,7	89,2
30	116,0	116,0	116,0	114,2	113,3	104,1

Таблица 8

Коэффициент b_0 для $W_{D2}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	1,083	1,083	1,1	1,1	1,1	1,126
0,3	1,083	1,083	1,1	1,1	1,1	1,126
1	1,09	1,09	1,077	1,095	1,1	1,126
3	1,074	1,074	1,074	1,09	1,1	1,126
10	1,071	1,071	1,058	1,075	1,09	1,121
30	1,024	1,024	1,026	1,03	1,05	1,094

Таблица 9

Коэффициент b_0 для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253
...	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253
10	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253
30	0,8706	0,8706	0,8872	0,8872	0,9253	0,9253

Таблица 10

Коэффициент b_0 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253
...	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253
10	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253	0,9253
30	0,8706	0,8706	0,8872	0,8872	0,9253	0,9253

Таблица 11

Коэффициенты компенсатора для $W_{D1}(s)$

C_1	τ_1					
	0,1	0,3	1	3	10	30
c_0	1,142	1,142	1,142	1,099	1,16	1,157
c_1	113,8	113,8	110,6	110,0	113,3	118,1
c_2	5866	5866	6022	5866	7711	8767

Таблица 12

Коэффициент c_0 для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	1,16	1,16	1,16	1,16	1,142	1,142
0,3	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,142
1	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,142
3	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16
10	1,142	1,142	1,142	1,16	1,16	1,16
30	1,16	1,16	1,16	1,16	1,142	1,16

Таблица 13

Коэффициент c_0 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,142
0,3	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,142
1	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,142
3	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,142
10	1,142	1,142	1,142	1,16	1,16	1,142
30	1,142	1,142	1,16	1,16	1,142	1,16

Таблица 14

Коэффициент c_1 для $W_{D2}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	52,64	52,31	51,52	49,58	44,78	21,06
0,3	52,64	52,31	51,52	49,58	44,78	21,06
1	53,44	52,64	52,31	50,55	44,78	22,18
3	55	55	54,49	52,31	44,78	24,85
10	61,41	60,49	60,49	58,21	51,83	33,93
30	66,25	66,25	66,25	66,25	66,25	51,52

Таблица 15

Коэффициент c_1 для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	104,1	104,1	104,1	101,4	96,6	80,6
0,3	104,1	104,1	102,5	101,4	95,1	80,6
1	101,7	102,9	101,4	101,4	96,6	80,6
3	104,1	104,1	102,5	102,9	98,4	83,7
10	106,7	106,7	106,7	105,0	102,9	89,2
30	116,0	114,2	115,5	115,0	110,9	102,9

Таблица 16

Коэффициент c_1 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	104,6	104,6	104,5	104,1	96,62	80,6
0,3	104,1	104,1	104,1	102,5	96,62	80,6
1	104,1	102,5	102,1	101,4	96,62	80,6
3	104,1	104,1	104,1	102,1	99,	83,75
10	108,3	106,7	106,7	106,7	103,3	89,24
30	116	116	116	113,8	112,7	103,3

Таблица 17

Коэффициент c_2 для $W_{D2}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	1415	1454	1454	1385	1118	287,6
0,3	1415	1415	1454	1406	1118	287,6
1	1415	1,415	1454	1406	1118	287,6
3	1912	1,912	1415	1454	1118	287,6
10	1935	1935	1935	2006	1454	516,9
30	3013	3013	3097	3097	2773	1454

Таблица 18

Коэффициент c_2 для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	4779	4779	4535	4429	3097	1454
0,3	4779	4779	4535	4429	4071	1454
1	4712	4712	4535	4429	4071	1454
3	4779	4779	4779	4535	4071	1912
10	5414	5414	5313	5210	4535	2544
30	7711	7711	7711	7711	5866	4535

Таблица 19

Коэффициент c_2 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	4779	4779	4779	4535	4071	1454
0,3	4779	4779	4779	4535	4071	1454
1	4779	4779	4712	4429	4071	1415
3	4966	4966	4779	4535	4071	1912
10	5414	5414	5414	5292	4535	2544
30	7711	7711	7711	7711	5866	4535

Таблица 20

Коэффициент k для $W_{D1}(s)$

τ_1					
0,1	0,3	1	3	10	30
0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	0,8735	0,7938

Таблица 21

Коэффициент k для $W_{D2}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	1,099	1,099	1,099	1,099	1,099	1,142
0,3	1,099	1,099	1,099	1,099	1,099	1,142
1	1,099	1,099	1,099	1,099	1,099	1,142
3	1,099	1,099	1,099	1,099	1,099	1,142
10	1,099	1,099	1,099	1,099	1,099	1,099
30	0,903	0,903	0,903	0,9034	0,9034	1,099

Таблица 22

Коэффициент k для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	1,099
...	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	1,099
10	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	1,099
30	0,8735	0,8735	0,8735	0,8735	0,9034	0,9034

Таблица 23

Коэффициент k для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	1,099
...	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	1,099
10	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	0,9034	1,099
30	0,8735	0,8735	0,8735	0,8735	0,9034	0,9034

Таблица 24

Коэффициенты компенсатора для $W_{D1}(s)$

C_1	τ_1					
	0,1	0,3	1	3	10	30
d_0	0,0201	0,0215	0,0205	0,02	0,02045	0,02030
d_1	0,9466	0,9466	0,9073	0,90	0,8783	0,7987
d_2	113,3	113,3	112,6	113,3	113,3	118,1

Таблица 25

Коэффициент d_1 для $W_{D2}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,0212	0,0203	0,0204	0,0201	0,0612	0,0203
0,3	0,0208	0,0214	0,0200	0,0204	0,0612	0,0200
1	0,0203	0,0200	0,0215	0,0200	0,0200	0,0366
3	0,0223	0,0205	0,0200	0,0241	0,0210	0,0200
10	0,0201	0,0203	0,0218	0,0200	0,0203	0,1174
30	0,0208	0,0210	0,0202	0,0207	0,0204	0,0200

Таблица 26

Коэффициент d_1 для $W_{D3}(s)$

τ_2	τ_1					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,0201	0,0205	0,0200	0,0200	0,0205	0,0203
0,3	0,0213	0,0205	0,0216	0,0204	0,0205	0,0200
1	0,0200	0,0210	0,0200	0,0203	0,0200	0,0213
3	0,0204	0,0200	0,0201	0,0200	0,0201	0,0200
10	0,0200	0,0200	0,0209	0,0200	0,0204	0,0212
30	0,0213	0,0201	0,0205	0,0218	0,0216	0,0204

Таблица 27

Коэффициент d_1 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	0,0204	0,0204	0,0212	0,0203	0,02	0,0210
0,3	0,02	0,02	0,02	0,0205	0,02	0,0207
1	0,0229	0,0205	0,0210	0,02	0,02	0,0203
3	0,0205	0,0215	0,0208	0,02	0,0203	0,02
10	0,02	0,0202	0,02	0,0207	0,02	0,02
30	0,0204	0,0203	0,0204	0,02	0,0210	0,02

Таблица 28

Коэффициент d_2 для $W_{D2}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	1,083	1,083	1,1	1,1	1,1	1,126
0,3	1,083	1,083	1,083	1,1	1,1	1,126
1	1,09	1,09	1,077	1,095	1,1	1,126
3	1,074	1,074	1,074	1,09	1,1	1,126
10	1,071	1,071	1,071	1,074	1,09	1,121
30	1,024	1,024	1,026	1,03	1,05	1,094

Таблица 29

Коэффициент d_2 для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	1	1	1,015	1,009	1,046	1,1
0,3	1	1	1	1,008	1,03	1,1
1	0,9792	0,9908	0,9956	1	1,014	1,094
3	0,97	0,97	0,9848	0,9792	1,02	1,074
10	0,9466	0,9466	0,9466	0,9658	0,9792	1,055
30	0,8783	0,8783	0,8783	0,8826	0,9215	1

Таблица 30

Коэффициент d_2 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	1	1	1	1,02	1,03	1,1
0,3	1	1	1	1,004	1,03	1,1
1	0,9740	0,9889	0,9792	1	1,026	1,094
3	0,97	0,97	0,97	0,9889	1,003	1,074
10	0,9466	0,9466	0,9466	0,9498	0,9778	1,055
30	0,8783	0,8783	0,8783	0,8917	0,9215	0,9845

Таблица 31

Коэффициент d_3 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	52,64	52,31	51,52	49,58	44,78	21,06
0,3	52,64	52,64	51,52	49,58	44,78	21,06
1	53,68	53,68	52,64	50,55	44,78	22,53
3	55	55	54,76	52,64	46,53	24,85
10	61,41	60,49	60,49	59,1	52,64	33,93
30	66,25	66,25	66,25	66,25	66,25	52,31

Таблица 32

Коэффициент d_3 для $W_{D3}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	104,13	104,1	102,5	101,4	96,62	80,6
0,3	104,13	104,1	104,1	101,4	96,62	80,6
1	104,13	104,1	102,5	101,4	98,09	80,6
3	104,13	104,1	104,1	103,3	99	83,75
10	106,7	106,7	106,7	106,7	102,9	89,24
30	116	116	116	113,8	113,3	103,3

Таблица 33

Коэффициент d_3 для $W_{D4}(s)$

τ_1	τ_2					
	0,1	0,3	1	3	10	30
0,1	104,1	104,1	104,1	102,9148	98,46	80,6
0,3	104,1	104,1	104,1	103,3049	98,46	80,6
1	104,1	104,1	104,1	103,3049	99	83,75
3	105,7	104,1	104,1	104,1314	99	83,75
10	107,1	107,1	108,3	106,7	102,5	89,24
30	116	116	116	116	113,3	104,1

Анализ параметров компенсаторов C_1 , C_3 и C_4 , которые были найдены путем минимизации интегральных критериев, несмотря на разные варианты оформления, приводит к одинаковой зависимости от запаздывания в области исследований. Также наблюдается почти полное совпадение для вариантов с передаточной функцией канала возмущения $W_{D3}(s)$ и $W_{D4}(s)$. В основном влияние величины запаздывания на настройки компенсатора начинает существенно сказываться при значениях τ_2 выше 3.

Теоретические варианты синтеза компенсаторов. Для определения параметров идеального

компенсатора воспользуемся формулой (11). В случае $W_{D1}(s)$ получается следующий вариант без шансов на прямую реализацию:

$$C_{10}(s) = \frac{1}{0,87 \exp(-\tau_1 s) \frac{1}{(3000s^2 + 80s + 1)} \frac{1}{(5s + 1)} \frac{1}{(25s + 1)}}, \quad (16)$$

или

$$C_{10} = \frac{375000s^4 + 10^5 s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{0,87 \exp(-\tau_1 s)}. \quad (17)$$

Для $W_{D2}(s)$ порядок числителя также выше знаменателя:

$$C_{20} = \frac{375000s^4 + 10^5 s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{910s^2 + 70s + 1} \times \frac{\exp((\tau_1 - \tau_2)s)}{0,87}. \quad (18)$$

Для передаточной функции канала возмущения $W_{D3}(s)$ можно получить формулу с возможностью прямой реализации идеального компенсатора.

$$C_{30} = \frac{375000s^4 + 10^5 s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{232,5s^4 + 277,3s^3 + 111,3s^2 + 18s + 1} \times \frac{\exp((\tau_1 - \tau_2)s)}{0,87}. \quad (19)$$

И наконец, в последнем варианте передаточная функция идеального компенсатора идентична с точки зрения реализуемости C_{20} :

$$C_{40} = \frac{375000s^4 + 10^5 s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{110,3s^2 + 17,23s + 1} \times \frac{\exp((\tau_1 - \tau_2)s)}{0,87}. \quad (20)$$

Как было отмечено выше, из всех компенсаторов физически реализуемым может быть только C_{30} в случае, если $\tau_1 < \tau_2$. Во всех остальных случаях может быть применена приближенная реализация.

Для решения проблемы превышения порядка числителя над знаменателем в литературе встречаются разные варианты.

Один из них – обеспечить приблизительную реализуемость для C_{20} и C_{40} «деление под углом» полиномов с использованием в компенсаторе той части, которая может быть физически осуществима. При этих преобразованиях может быть два варианта передаточной

функции компенсатора в зависимости от момента остановки процесса деления: а) останавливаем деление, когда степени знаменателя и числителя сравняются; б) останавливаем деление, когда степень числителя будет на один порядок меньше, чем знаменателя.

Для C_{20} можно получить варианты:

$$C_{21} = \frac{-414,3s^2 + 36,56s + 1,149}{910s^2 + 70s + 1} e^{(\tau_1 - \tau_2)s}; \quad (21)$$

$$C_{22} = \frac{68,43s + 1,605}{910s^2 + 70s + 1} e^{(\tau_1 - \tau_2)s}. \quad (22)$$

Для C_{40} можно получить варианты:

$$C_{41} = \frac{-4995s^2 - 305,2s + 1,149}{110,3s^2 + 17,23s + 1} e^{(\tau_1 - \tau_2)s}; \quad (23)$$

$$C_{42} = \frac{474,99s + 46,43}{110,3s^2 + 17,23s + 1} e^{(\tau_1 - \tau_2)s}. \quad (24)$$

Как вариант решения проблемы порядков, может быть искусственное его увеличение за счет введения в знаменатель дополнительных корней, как было предложено в (14):

$$C_{50} = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{(a_{m-1} s^m + \dots + a_0 s + 1)(\tau_s s + 1)^{n-m}}, \quad (25)$$

где n, m – порядок числителя и знаменателя; τ_s – некоторое минимальное значение постоянной времени, которое может реализовано системой исходя из времени квантования (sample time).

В нашем случае могут быть использованы следующие компенсаторы.

$$C_{23} = \frac{375000s^4 + 10^5 s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{(910s^2 + 70s + 1)(4 \cdot 10^{-4} s^2 + 0,04s + 1)} \times \frac{\exp((\tau_1 - \tau_2)s)}{0,87}; \quad (26)$$

$$C_{43} = \frac{375000s^4 + 10^5 s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{(110,3s^2 + 17,23s + 1)(4 \cdot 10^{-4} s^2 + 0,04s + 1)} \times \frac{\exp((\tau_1 - \tau_2)s)}{0,87}, \quad (27)$$

где C_{23}, C_{43} – для второго и четвертого варианта соответственно.

Искусственно увеличить порядок можно не только с учетом технической реализации, но и привлечением численной оптимизации, как это было осуществлено для C_1 – C_4 с использованием интегрального критерия. Для рассмотренных

вариантов структур могут быть предложены следующие варианты:

$$C_{15} = \frac{125s^2 + 20s + 1}{((g_1s)^2 + \sqrt{2}g_1s + 1)((g_2s)^2 + \sqrt{2}g_2s + 1)}; \quad (28)$$

$$C_{24} = \frac{37,5(10s)^4 + 10^5s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{(910s^2 + 70s + 1)(h_2s^2 + h_1s + h_0)}; \quad (29)$$

$$C_{25} = \frac{375000s^4 + 10^5s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{(910s^2 + 70s + 1)(g_1s + 1)(g_2s + 1)} \times \frac{\exp((\tau_1 - \tau_2)s)}{0,87}; \quad (30)$$

$$C_{44} = \frac{37,5(10s)^4 + 10^5s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{(110,3s^2 + 17,33s + 1)(h_2s^2 + h_1s + h_0)}; \quad (31)$$

$$C_{45} = \frac{375000s^4 + 10^5s^3 + 5525s^2 + 110s + 1}{(110,3s^2 + 17,33s + 1)(g_1s + 1)(g_2s + 1)} \times \frac{\exp((\tau_1 - \tau_2)s)}{0,87}. \quad (32)$$

Сравнение и обсуждение результатов настройки. Настроенные параметры компенсаторов были промоделированы в одинаковых условиях при подаче на канал возмущения единичного воздействия типа ступенька. При этом были определены максимальное отклонение $y_{\max}$, максимальное отклонение регулирующего органа исполнительного механизма $x_{\max}$, значение интегрального критерия $ISE_{\min}$. Отклонение исполнительного механизма во многом определяют параметры надежности и серьезно влияют на экономические показатели функционирования.

Для вариантов с компенсатором, которые получались расчетным путем, а не путем минимизации интегрального критерия, производился учет времени запаздывания в тех случаях, когда это физически реализуемо.

Для тех же структур было произведено моделирование при формировании на канале возмущения случайного сигнала и произведена оценка среднеквадратического отклонения значения на выходе σ_y и после исполнительного механизма σ_x . Значения параметров $y_{\max}$, $x_{\max}$, $ISE_{\min}$, σ_y , σ_x были соотнесены с такими же данными для системы без компенсатора $y_{\max,0}$, $x_{\max,0}$, $ISE_{\min,0}$, $\sigma_{y,0}$, $\sigma_{x,0}$. Далее был произведен поиск максимального, минимального, среднего и медианного значений. Данные были отсортированы для каждого из вариантов системы по увеличению медианного значения $ISE_{\min,0} / ISE_{\min}$ и сведены в табл. 34–53.

Таблица 34

$y_{\max,0} / y_{\max}$ для $W_{D1}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
ФНЧ	1,322	1,260	1,268	1,148
C_2	1,310	1,257	1,266	1,162
ФВЧ	1,308	1,257	1,263	1,165
C_1	2,3	2,066	2,126	1,624
C_4	3,6	3,065	3,235	2,04
C_{15}	15,31	7,456	6,045	5,397
C_3	5,678	4,571	4,91	2,411

Таблица 35

$x_{\max} / x_{\max,0}$ для $W_{D1}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
ФНЧ	1,458	1,417	1,418	1,357
C_2	1,448	1,413	1,427	1,365
ФВЧ	1,441	1,377	1,384	1,276
C_1	2,867	2,847	2,859	2,806
C_4	2,806	2,785	2,785	2,754
C_{15}	15419	4586	2614	1079
C_3	57,02	44,5	39,97	39,3

Таблица 36

$ISE_{\min,0} / ISE_{\min}$ для $W_{D1}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
ФНЧ	2,634	2,305	2,322	1,797
C_2	2,628	2,308	2,324	1,819
ФВЧ	2,666	2,313	2,361	1,657
C_1	11,34	8,729	8,803	4,987
C_4	20,92	15,57	15,84	7,606
C_{15}	471,4	144,8	84,8	63,73
C_3	144,2	92,30	97,19	21,62

Таблица 37

$\sigma_x / \sigma_{x,0}$ для $W_{D1}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
ФНЧ	2,528	2,316	2,285	2,026
C_2	2,451	2,304	2,26	2,166
ФВЧ	2,436	2,299	2,252	2,176
C_1	24,25	21,84	21,1	19,96
C_4	24,16	21,78	20,96	20,2
C_{15}	$9,35 \cdot 10^5$	$2,61 \cdot 10^5$	$1,56 \cdot 10^5$	$4,66 \cdot 10^4$
C_3	3575	2816	2767	2324

Таблица 38

$\sigma_y / \sigma_{y,0}$ для $W_{D1}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
ФНЧ	1,084	1,05	1,054	1,018
C_2	1,103	1,049	1,052	1,01
ФВЧ	1,069	1,04	1,046	1,006
C_1	1,083	0,9823	0,9733	0,9278
C_4	0,8907	0,6960	0,6542	0,6181
C_{15}	43,44	12,9	8,358	0,5488
C_3	1,061	0,7459	0,6609	0,6195

Для структуры ($W_{D1}(s)$) с самым «быстрым» возмущением произвести расчет идеального компенсатора не представляется возможным. Однако искусственное увеличение порядка знаменателя позволяет существенно повысить эффективность применения компенсатора с помощью решений C_{15} и C_3 (табл. 34–38). При этом решение C_{15} оказалось с наилучшим показателем по уменьшению интегрального критерия и динамического отклонения на выходе. Однако это достигается за счет увеличения максимального отклонения на начальном этапе (табл. 35). Такие воздействия обычно для реальных систем не достижимы. Также оно проигрывает по чувствительности к шумам. Увеличение амплитуды шума наблюдается как на исполнительном механизме (табл. 37), так и на выходе (табл. 38). Недостатком также является зависимость эффективности подавления возмущения от параметров системы.

Результаты работы простейших компенсаторов C_2 , ФНЧ и ФВЧ оказались сравнимыми и качество работы достаточно низким. Вариант с C_4 оказался примерно в два раза лучше, чем с компенсатором C_1 . При этом существенного увеличения отклонения исполнительного механизма для этого не потребовалось, нет существенной разницы с уровнем шума на исполнительном механизме от более высокого порядка знаменателя этого компенсатора. Следует отметить, что компенсаторы C_1 и C_4 одинаково эффективно работают при всех вариациях запаздывания.

В целом вариант с использованием компенсатора C_4 оказался самым сбалансированным, значительно уменьшилось влияние возмущения на выход без существенного увеличения шума (табл. 38). Это единственный компенсатор, который обеспечивает снижение шумовой составляющей на выходе при всех исследованных вариантах. Применение C_3 возможно только при отсутствии существенной амплитуды шума после датчика и/или при применении схем шумоподавления [58]. Но вариант малоприменим на практике из-за повышенного значения $\sigma_x / \sigma_{x,0}$ и необходимости больших отклонений исполнительного механизма для эффективного функционирования.

Таблица 39

 $y_{\max,0} / y_{\max}$ для $W_{D2}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{22}	1,613	1,537	1,556	1,331
C_{21}	1,941	1,799	1,822	1,509
C_2	6,967	3,127	2,726	1,769
C_4	31,14	13,01	10,88	3,899
C_1	31,25	12,99	10,83	3,9
C_3	59,28	30,29	30,64	12,81
C_{25}	3475	706,1	10,88	4,726
C_{24}	24540	2904	365,7	4,572
C_{23}	3634	1968	2447	4,726

Таблица 40

 $x_{\max} / x_{\max,0}$ для $W_{D2}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{22}	1,767	1,63	1,614	1,582
C_{21}	1,502	1,394	1,383	1,336
C_2	1,273	1,198	1,223	1,083
C_4	1,733	1,425	1,445	0,9949
C_1	1,733	1,424	1,442	0,9949
C_3	20,72	10,39	9,735	1,9452
C_{25}	3,261	3,188	3,214	3,013
C_{24}	6,470	4,545	4,971	1,293
C_{23}	3,261	3,251	3,249	3,235

Таблица 41

 $ISE_{\min,0} / ISE_{\min}$ для $W_{D2}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{22}	2,626	2,365	2,435	1,644
C_{21}	4,797	4,137	4,138	2,591
C_2	77,71	18,11	11,57	4,911
C_4	665,9	198,8	138,2	30,03
C_1	666,1	198,8	138,3	30,04
C_3	2780	1264	1397	205,2
C_{25}	$2,1 \cdot 10^7$	$2,58 \cdot 10^6$	$1,88 \cdot 10^5$	31,1
C_{24}	$1,24 \cdot 10^9$	$1,17 \cdot 10^8$	353849	31,37
C_{23}	$2,1 \cdot 10^7$	$1,01 \cdot 10^7$	$1,18 \cdot 10^7$	31,10

Таблица 42

 $\sigma_x / \sigma_{x,0}$ для $W_{D2}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{22}	3,086	2,973	2,962	2,688
C_{21}	2,508	2,44	2,471	2,165
C_2	2,806	2,601	2,619	2,168
C_4	16,92	13,49	14,34	6,265
C_1	16,91	13,45	14,28	6,268
C_3	1735	891,5	883,3	162,3
C_{25}	1051	278,9	264	84,46
C_{24}	5100	708,6	309,2	4,993
C_{23}	295,1	276,8	269,3	264,7

Таблица 43

 $\sigma_y / \sigma_{y,0}$ для $W_{D2}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{22}	1,2542	1,0707	1,0678	0,9750
C_{21}	1,1636	1,0092	1,0093	0,9362
C_2	0,9	0,6681	0,7042	0,3373
C_4	0,5834	0,2951	0,2721	0,1554
C_1	0,5833	0,2953	0,2722	0,1558
C_3	0,2275	0,1651	0,1537	0,0961
C_{25}	471,1	44,69	8,544	0,0547
C_{24}	0,4289	0,0849	0,0309	$4,05 \cdot 10^{-4}$
C_{23}	0,4070	0,1209	0,1104	$6,24 \cdot 10^{-4}$

Для варианта системы с $W_{D2}(s)$ (табл. 39–43) самый худший результат показали компенсаторы с делением многочленов и отбрасыванием элементов с дифференцированием. Результаты

их хуже, чем с использованием в качестве компенсатора звена усиления C_2 . Самый лучший вариант был получен для компенсатора C_{23} . Правда, минимальное значение понижения интегрального критерия (≈ 31) близко для нескольких вариантов компенсаторов (C_{23} , C_{24} , C_{25} , C_1 , C_4). По этому критерию лучшие результаты наблюдаются у компенсатора C_3 . И в целом, для обеспечения стабильных показателей подавления возмущения по максимуму данный компенсатор, как и в предыдущем случае, предпочтителен. Еще следует отметить, что для этого варианта системы компенсатор C_3 обеспечивает лучшее снижение шумовой составляющей на выходе.

В отличие от предыдущей системы, результаты C_1 и C_4 практически совпадают. Данные варианты обеспечивают хорошее уменьшение интегрального показателя и максимального отклонения при небольших требованиях к исполнению механизма без значительного увеличения помех на ИМ и их уменьшения на выходе.

Таблица 44

$y_{\max,0} / y_{\max}$ для $W_{D3}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_2	2,046	1,488	1,415	1,262
ФНЧ	1,939	1,502	1,453	1,267
ФВЧ	2,050	1,515	1,451	1,266
C_1	6,481	3,561	3,178	2,029
C_4	9,772	3,885	3,204	2,029
C_3	62,53	24,18	27,89	3,969
C_{30}	129976	18760	3682	3,387

Таблица 45

$x_{\max} / x_{\max,0}$ для $W_{D3}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_2	1,413	1,351	1,369	1,268
ФНЧ	1,438	1,383	1,42	1,254
ФВЧ	1,464	1,38	1,404	1,25
C_1	2,761	2,513	2,564	1,892
C_4	2,760	2,525	2,576	2,073
C_3	50,19	30,63	30,73	9,799
C_{30}	22,77	22,56	22,66	22,00

Данный вариант исследованной системы с $W_{D3}(s)$ характеризуется возможностью расчета передаточной функции идеального компенсатора C_{30} . Для вариантов обеспечивается максимальное подавление возмущения, однако эффективность такого решения резко снижалась в тех случаях, когда исчезала возможность компенсации запаздывания. Также этот вариант характеризуется резким увеличением шумов на ИМ (табл. 47). В таких случаях более эффективным оказывался вариант с компенсатором C_3 . Следует отметить, что вариант C_3 обеспечивает свое качество подавления за счет формирования максимального отклонения ИМ (табл. 45).

Таблица 46

$ISE_{\min,0} / ISE_{\min}$ для $W_{D3}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_2	6,467	3,41	3,048	2,178
ФНЧ	6,258	3,433	3,092	2,176
ФВЧ	6,672	3,492	3,125	2,228
C_1	33,80	20,06	18,12	7,836
C_4	133,6	31,36	19,04	7,836
C_3	4822	1658	1638	58,43
C_{30}	$1,40 \cdot 10^{10}$	$1,40 \cdot 10^9$	$2,36 \cdot 10^7$	23,13

Таблица 47

$\sigma_x / \sigma_{x,0}$ для $W_{D3}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_2	2,235	2,041	2,017	1,761
ФНЧ	2,372	2,123	2,118	1,749
ФВЧ	2,543	2,157	2,146	1,670
C_1	22,89	19,68	21,17	9,584
C_4	22,91	20,34	21,10	15,34
C_3	3293	2024	2182	606,9
C_{30}	305,1	276,7	264,5	260,9

Таблица 48

$\sigma_y / \sigma_{y,0}$ для $W_{D3}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_2	1,083	0,9606	0,9922	0,7786
ФНЧ	1,0903	0,9748	1,0138	0,7725
ФВЧ	1,0835	0,9736	1,005	0,7726
C_1	0,9958	0,6875	0,7047	0,3977
C_4	0,9985	0,7019	0,7263	0,3821
C_3	0,8170	0,3193	0,2046	0,1724
C_{30}	0,6601	0,1286	0,01784	$8,1 \cdot 10^{-5}$

Таблица 49

$y_{\max,0} / y_{\max}$ для $W_{D4}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{42}	0,02756	0,02722	0,02717	0,02696
C_{41}	0,452	0,4319	0,4297	0,4225
C_2	2,025	1,48	1,408	1,257
C_{45}	5,713	2,944	3,163	1,858
C_4	9,172	3,806	3,163	2,005
C_1	9,179	3,779	3,153	2,005
C_3	53,69	23,72	29,54	3,915
C_{43}	2735	473,5	47,11	3,089
C_{44}	17083	997,7	119,3	3,322

Таблица 50

$x_{\max} / x_{\max,0}$ для $W_{D4}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{42}	37,5	36,97	37,05	36,39
C_{41}	7,176	7,091	7,118	6,905
C_2	1,416	1,354	1,372	1,271
C_{45}	3,26	3,112	3,153	2,497
C_4	2,762	2,541	2,597	2,084
C_1	2,762	2,538	2,598	2,073
C_3	50,18	31,09	31,40	9,535
C_{43}	26,69	26,43	26,56	25,78
C_{44}	52,14	31,83	31,16	3,375

Таблица 51

 $ISE_{min,0} / ISE_{min}$ для $W_{D4}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{42}	$6,99 \cdot 10^{-4}$	$6,91 \cdot 10^{-4}$	$6,9 \cdot 10^{-4}$	$6,86 \cdot 10^{-4}$
C_{41}	0,2571	0,2164	0,2062	0,1982
C_2	6,336	3,364	3,012	2,159
C_{45}	49,51	14	9,854	4,453
C_4	128,7	30,34	18,51	7,689
C_1	128,8	30,36	18,52	7,691
C_3	4537	1488	1539	57,25
C_{43}	$1,28 \cdot 10^7$	$1,93 \cdot 10^6$	6904	21,88
C_{44}	$9,57 \cdot 10^8$	$3,03 \cdot 10^7$	42388	23,29

Таблица 52

 $\sigma_x / \sigma_{x,0}$ для $W_{D4}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{42}	83,89	77,05	74,44	73,33
C_{41}	48,4	44,1	42,28	41,43
C_2	2,233	2,053	2,031	1,766
C_{45}	229,3	131,9	150	25,48
C_4	22,86	20,46	21,21	15,85
C_1	22,85	20,41	21,09	15,34
C_3	3285	2052	2247	590,8
C_{43}	1908	1735	1661	1631
C_{44}	17553	3008	1826	15,66

Таблица 53

 $\sigma_y / \sigma_{y,0}$ для $W_{D4}(s)$

Тип компенсатора	max	average	median	min
C_{42}	28,46	27,49	27,42	26,6
C_{41}	3,454	3,305	3,298	3,125
C_2	1,089	0,9681	1,0013	0,7849
C_{45}	0,8759	0,6137	0,6215	0,4094
C_4	1,012	0,7079	0,7348	0,3714
C_1	1,013	0,7081	0,7344	0,3713
C_3	0,8227	0,3160	0,2049	0,1601
C_{43}	0,6975	0,3534	0,2173	0,1855
C_{44}	0,6950	0,1557	0,06363	$7,04 \cdot 10^{-4}$

Результаты работы компенсаторов C_1 и C_4 совпадают в меньшей степени, чем при $W_{D2}(s)$. C_4 работает немного лучше по уменьшению интегрального показателя качества и максимального отклонения ИМ.

Для последней системы характерно, что получение реализуемого путем деления многочленов приводит к ухудшению показателей работы системы, притом по всем показателям качества. В отличие от системы с $W_{D2}(s)$, вариант с численной оптимизацией добавочного элемента в знаменателе занимает низкие позиции по качеству и при этом приводит к большой нагрузке на ИМ (табл. 52). Единственный плюс этого компенсатора по отношению к остальным – снижение шумовой составляющей на выходе системы (табл. 53).

Компенсаторы C_1 и C_4 для данной системы показали средние и малоотличимые результаты.

Сравнивать трех лидеров достаточно сложно. Инвариантная система с C_{44} обеспечивает высокие показатели, однако для нее характерна высокая зависимость этих показателей от величины запаздывания, т. е. физической реализуемости. Минимальные показатели компенсатора C_3 выше, чем у C_{44} и C_{43} , также для данного компенсатора характерна меньшая зависимость от соотношения величины запаздывания. Преимуществом C_{43} является простота синтеза по сравнению с C_3 и C_{44} .

Следует отметить, что несмотря на высокое совпадения по динамике передаточных функций канала возмущения, результаты работы компенсаторов несколько различаются.

Заключение. Выбор подхода к синтезу компенсатора во многом определяется особенностью соотношения динамики канала обратной связи и возмущения, наличием шумов в измерительном канале возмущения и целей применения компенсатора.

Согласование числителя и знаменателя не позволяет успешно решить проблему порядков компенсатора, более того, это может однозначно ухудшить работу комбинированной системы.

Для обеспечения максимального подавления возмущения при их резком изменении стоит использовать, по возможности, «идеальный» расчетный компенсатор. Проблему превышения порядка числителя над знаменателем можно решить путем искусственного введения динамических звеньев с минимальной постоянной, которое может быть обеспечено техническим устройством реализации компенсатора, как это было сделано для C_3 , C_{23} и C_{43} . Для применения этих типов компенсаторов стоит убедиться в возможности исполнительных механизмов обеспечить необходимое управляющее воздействие. Также следует обратить внимание на наличие шумов в измерительном канале.

При высоком уровне шума в измерительном канале и желании снизить нагрузки на ИМ необходимо применять компенсаторы в виде форсирующего звена типа C_1 и C_4 . Использование C_4 может обеспечить лучшее качество, чем C_1 . В целом, данного типа компенсаторы являются самыми сбалансированными: существенно уменьшают отклонения без больших требований к исполнительному механизму, не так сильно зависимы от изменения параметров динамики каналов управления и не способствуют существенному увеличению шума при обработке измерительного сигнала. Данные компенсаторы следует рекомендовать для применения в технологических процессах.

Список литературы

1. Marlin T. E. Process control. New York: McGraw-Hill. 2000. 1018 p.
2. Fujimoto H., Hori Y., Kawamura A. Perfect tracking control based on multirate feedforward control with generalized sampling periods // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2001. Vol. 48 (3). P. 636–644.
3. Isermann R. Digital control systems. Berlin: Springer, 2013. 566 p.
4. Zhou K., Doyle J. C., Glover K. Robust and optimal control. New Jersey: Prentice hall, 1996. 586 p.
5. Elliott S. J., Sutton T. J. Performance of feedforward and feedback systems for active control // IEEE Transactions on Speech and Audio Processing. 1996. Vol. 4 (3). P. 214–223.
6. Process dynamics and control / D. E. Seborg [et al.]. London: Wiley. 2010. 713 p.
7. Seidler R., Noll D., Thiers G. Feedforward and feedback processes in motor control // Neuroimage. 2004. Vol. 22 (4). P. 1775–1783.
8. Levine W. The control handbook. CRC Press and IEEE Press, 1996. 1702 p.
9. Cori R., Maffezzoni C. Practical-optimal control of a drum boiler power plant // Automatica. 1984. Vol. 20 (2). P. 163–173.
10. Abukhalifeh H., Dhib R., Fayed M. Model predictive control of an infrared-convective dryer // Drying Technology. 2005. Vol. 23 (3). P. 497–511.
11. Chue J. M., Hugunin T. D. Feedforward compensation for fly height control in a disk drive. 2010. Nov. 23. US Patent 7,839,595.
12. Li H., Jeong S. K., You S. S. Feedforward control of capacity and superheat for a variable speed refrigeration system // Applied Thermal Engineering. 2009. Vol. 29 (5). P. 1067–1074.
13. Nisenfeld A., Miyasak R. Applications of feedforward control to distillation columns // Automatica. 1973. Vol. 9. P. 319–327.
14. Hovd M., Bitmead R. R. Feedforward for stabilization in the presence of constraints // J. Process Control. 2012. Vol. 22. P. 659–665.
15. A feedforward- feedbackglucose control strategy for type 1 diabetes mellitus / G. Marchetti [et al.] // J. Process Control. 2008. Vol. 18. P. 149–162.
16. Дудников Е. Г. Автоматическое управление в химической промышленности. М.: Химия, 1987. 368 с.
17. Astrom K. J., Hagglund T. Advanced PID Control. Research Triangle Park, USA: ISA Press, 2006. 460 p.
18. Shinskey F. G. Process Control Systems – Application, Design, and Tuning. New York: McGraw-Hill, 1996. 368 p.
19. Coughanowr D. R. Process Systems Analysis and Control. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1991. 566 p.
20. Vilanova R., Visioli A. PID Control in the Third Millennium. London: Springer-Verlag Limited, 2012. 600 p.
21. Brosilow C., Joseph B. Techniques of model-based control. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 2002. 680 p.
22. Hast M., Häggglund T. Design of Optimal Low-Order Feedforward Controllers // IFAC Proceedings. 2012. Vol. 45 (3). P. 483–488.
23. Johansson B. Feedforward control in dynamic situations: PhD dissertation. Linköping University. 2003. 100 p.
24. Garcia C., Morari M. Internal model control. A unifying review and some new results // Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development. 1982. Vol. 21 (2). P. 308–323.
25. Vilanova R. Feedforward control for uncertain systems. Internal model control approach // Proceedings of the IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation. 2007. Petras, Greece, 25–28 September. 2007. P. 418–425.
26. Vilanova R., Arrieta O., Ponsa, P. IMC based feedforward controller framework for disturbance attenuation in uncertain systems // ISA Trans. 2009. Vol. 48. P. 439–448.
27. Elso J., Gil-Martínez M., García-Sanz M. Quantitative feedback-feedforward control for model matching and disturbance rejection // IET Control Theory Appl. 2013. Vol. 7. P. 894–900.
28. Morari M., Zafiriou E. Robust Process Control. NJ: Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989. 487 p.
29. Гринюк Д. А. Компенсаторы для промышленных объектов // Будущее машиностроения России: сб. докл. Четырнадцатой Всероссийской конф. молодых ученых и специалистов, Москва, 21–24 сент. 2021 г.: в 2 т. М., 2022. Т. 2. С. 268–273.
30. Настройка инвариантных систем для промышленных решений / Д. А. Гринюк [и др.] // Химическая технология и техника: материалы 85-й науч.-техн. конф. проф.-преподават. состава, науч. сотрудников и аспирантов (с междунар. участием), Минск, 1–13 февраля 2021 г. Минск: БГТУ. 2021. С. 243–245.

31. Оптимизация времени квантования каскадной системы с компенсатором / Д. А. Гринюк [и др.] // Химическая технология и техника: материалы 86-й науч.-техн. конф. проф.-преподават. состава, науч. сотрудников и аспирантов, Минск, 31 января – 12 февр. 2022 г. Минск: БГТУ, 2022. С. 360–362.
32. Guzman J. L., Hagglund T. Simple tuning rules for feedforward compensators // *Journal of Process Control*. 2011. Vol. 21 (1). P. 92–102.
33. Skogestad S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning // *Journal of Process Control*. 2003. Vol. 13 (4). P. 291–309.
34. Experimental evaluation of feedforward tuning rules / F. Garcia-Manas [et al.] // *Control Engineering Practice*. 2021. Vol. 114. P. 104877.
35. Predictive feed-forward compensator for dead-time processes / A. Pawlowski [et al.] // *IFAC-PapersOnLine*. 2017. Vol. 50 (1). P. 1239–1244. DOI: 10.1016/j.ifacol.2017.08.348.
36. On the filtered Smith predictor with feedforward compensation / C. Rodríguez [et al.] // *Journal of Process Control*. 2016. Vol. 41. P. 35–46. DOI: 10.1016/j.jprocont.2016.02.00.
37. Goodwin G. C., Graebe S. F., Salgado M. E. *Control system design*. New Jersey: Prentice Hall, 2001. 883 p.
38. Lewin D.R., Scali C. Feedforward control in the presence of uncertainty // *Ind. Eng. Chem. Res.* 1988. Vol. 27. P. 2323–2331.
39. Acceleration feedforward control against rotational disturbance in hard disk drives / A. Jinzenji [et al.] // *IEEE Transactions on Magnetics*. 2001. Vol. 37 (2). P. 888–893.
40. Elliott S. J. Optimal controllers and adaptive controllers for multichannel feedforward control of stochastic disturbances // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2000. Vol. 48 (4). P. 1053–1060.
41. Kempf C. J., Kobayashi, S. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table // *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 1999. Vol. 7 (5). P. 513–526.
42. Ghosh R., Narayanan, G. Generalized feedforward control of single-phase PWM rectifiers using disturbance observers // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. Vol. 54 (2). P. 984–993.
43. Yan M. T., Shiu Y. J. Theory and application of a combined feedback-feedforward control and disturbance observer in linear motor drive wire-edm machines // *International Journal of Machine Tools and Manufacture*. 2008. Vol. 48 (3). P. 388–401.
44. Improved coordinated response and disturbance rejection in the critical sections of paper machines / M. Anibal Valenzuela [et al.] // *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2007. Vol. 43 (3). P. 857–869.
45. Corripio A. B. *Tuning of industrial control systems*. Research Triangle Park, USA: ISA Press, 2015. 255 p.
46. Altmann W. *Practical process control for engineers and technicians*. Oxford: Newnes, 2005. 290 p.
47. Guzman J., Hagglund T. Selecting control schemes and tuning rules in feedforward control // *IFAC-PapersOnLine*. 2023. Vol. 56. P. 3253–3258. DOI: 10.1016/j.ifacol.2023.10.1465.
48. Industrial feed-forward control technology: a review / L. Liu [et al.] // *Journal of Intelligent Manufacturing*. 2019. Vol. 30. DOI: 10.1007/s10845-018-1399-6.
49. Stojanovic V., Nedic N. A Nature inspired parameter tuning approach to cascade control for hydraulically driven parallel robot platform // *J. Optim. Theory Appl.* 2016. Vol. 168. P. 332–347. DOI: 10.1007/s10957-015-0706-z.
50. Barkefors A., Sternad, M. Design and analysis of linear quadratic Gaussian feedforward controllers for active noise control // *IEEE Press*. 2014. P. 1777–1791.
51. Stojanovic V., Nedic N. Joint state and parameter robust estimation of stochastic nonlinear systems // *International Journal of Robust & Nonlinear Control*. 2016. Vol. 26 (14). P. 3058–3074.
52. Adam E., Marchetti J. L. Designing and tuning robust feedforward controllers // *Computers & Chemical Engineering*. 2004. Vol. 28 (9). P. 1899–1911.
53. Ferreres G., Roos C. Efficient convex design of robust feedforward controllers // *Proceedings of the 44th IEEE conference on decision and control*. 2005. P. 6460–6465.
54. Robust feedforward tracking control based on sudden disturbance observer and zpet control for optical disk re-cording system / T. Miyazaki [et al.] // *Proceedings of the 8th IEEE international workshop on advanced motion control*. 2004. P. 353–358.
55. Adaptive feedforward and feedback control schemes for sliding mode controlled power converters / S. C. Tan [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2006. Vol. 21 (1). P. 182–192.
56. Ko P. J., Wang Y. P., Tien S. C. Inverse-feedforward and robust-feedback control for high-speed operation on piezo-stages // *International Journal of Control*. 2013. Vol. 86 (2). P. 197–209.
57. Анализ эффективности ПИД-регуляторов с двумя степенями свободы с помощью интегральных критериев / Д. А. Гринюк [и др.] // *Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика*. 2018. № 2 (212). С. 82–88.

58. Уменьшение влияния помех измерительного канала на замкнутую систему регулирования / Д. А. Гринюк [и др.] // Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика. 2023. № 2 (272). С. 58–70. DOI: 10.52065/2520-6141-2023-272-2-10.

References

1. Marlin T. E. Process control. New York, McGraw-Hill Publ., 2000. 1018 p.
2. Fujimoto H., Hori Y., Kawamura A. Perfect tracking control based on multirate feedfor-ward control with generalized sampling periods. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2001, vol. 48 (3), pp. 636–644.
3. Isermann R. Digital control systems. Berlin, Springer Publ., 2013. 566 p.
4. Zhou K., Doyle J. C., Glover K., Robust and optimal control. New Jersey, Prentice Hall Publ., 1996. 586 p.
5. Elliott S. J., Sutton T. J. Performance of feedforward and feedback systems for active control. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 1996, vol. 4 (3), pp. 214–223.
6. Seborg D. E., Mellichamp D. A., Edgar T. F., Doyle F. J. Process dynamics and control. London, Wiley Publ., 2010. 713 p.
7. Seidler R., Noll D., Thiers G. Feedforward and feedback processes in motor control. *Neuroimage*, 2004, vol. 22 (4), pp. 1775–1783.
8. Levine W. The control handbook. CRC Press and IEEE Press Publ., 1996. 1702 p.
9. Cori R., Maffezzoni C. Practical-optimal control of a drum boiler power plant. *Automatica*, 1984, vol. 20 (2), pp. 163–173.
10. Abukhalifeh H., Dhib R., Fayed M. Model predictive control of an infrared-convective dryer. *Drying Technology*, 2005, vol. 23 (3), pp. 497–511.
11. Chue J. M., Hugunin T. D. Feedforward compensation for fly height control in a disk drive, 2010, Nov. 23. US Patent 7,839,595.
12. Li H., Jeong S. K., You S. S. Feedforward control of capacity and superheat for a variable speed refrigeration system. *Applied Thermal Engineering*, 2009, vol. 29 (5), pp. 1067–1074.
13. Nisenfeld A., Miyasak R. Applications of feedforward control to distillation columns. *Automatica*, 1973, vol. 9, pp. 319–327.
14. Hovd M., Bitmead R. R. Feedforward for stabilization in the presence of constraints. *J. Process Control*, 2012, vol. 22, pp. 659–665.
15. Marchetti G., Barolo M., Jovanovic L., Zisser H., Seborg D. E. A feedforward-feedback glucose control strategy for type 1 diabetes mellitus. *J. Process Control*, 2008, vol. 18, pp. 149–162.
16. Dudnikov Ye. G. *Avtomaticheskoye upravleniye v khimicheskoy promyshlennosti* [Automatic control in the chemical industry]. Moscow, Khimiya Publ., 1987. 368 p. (In Russian).
17. Astrom K.J., Hagglund T. Advanced PID Control. Research Triangle Park, USA, ISA Press Publ., 2006. 460 p.
18. Shinskey F. G. Process Control Systems – Application, Design, and Tuning. New York, McGraw-Hill Publ., 1996. 368 p.
19. Coughanowr D. R. Process Systems Analysis and Control. New York, NY, USA, McGraw-Hill Publ., 1991. 566 p.
20. Vilanova R., Visioli A. PID Control in the Third Millennium. London, Springer-Verlag Limited, 2012. 600 p.
21. Brosilow C., Joseph B. Techniques of model-based control. Englewood Cliffs, Prentice Hall Publ., 2002. 680 p.
22. Hast M., Häggglund T. Design of Optimal Low-Order Feedforward Controllers. *IFAC Proceedings*, 2012, vol. 45 (3), pp. 483–488.
23. Johansson B. Feedforward control in dynamic situations: PhD dissertation. Linköping University, 2003. 100 p.
24. Garcia C., Morari M. Internal model control. A unifying review and some new results. *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, 1982, vol. 21 (2), pp. 308–323.
25. Vilanova R. Feedforward control for uncertain systems. Internal model control approach. *Proceedings of the IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*. 2007. Petras, Greece, 25–28 September, 2007, pp. 418–425.
26. Vilanova R., Arrieta O., Ponsa, P. IMC based feedforward controller framework for disturbance attenuation in uncertain systems. *ISA Trans*, 2009, vol. 48, pp. 439–448.
27. Elso J., Gil-Martínez M., García-Sanz M. Quantitative feedback-feedforward control for model matching and disturbance rejection. *IET Control Theory Appl*, 2013, vol. 7, pp. 894–900.
28. Morari M., Zafiriou E. Robust Process Control. NJ, Prentice Hall, Englewood Cliffs Publ., 1989. 487 p.

29. Hryniuk D. A. Compensators for industrial facilities. *Budushcheye mashinostroyeniya Rossii: sb. dokl. Chetyrnadtsatoy Vserossiyskoy konferentsii molodykh uchenykh i spetsialistov, Moskva, 21–24 sentyabrya, 2021*. [The Future of Mechanical Engineering in Russia: Collection of reports of the Fourteenth All-Russian Conference of Young Scientists and Specialists, Moscow, September 21–24. 2021: in 2 vol.]. Moscow, 2022, vol. 2, pp. 268–273 (In Russian).
30. Hryniuk D. A., Biryukov A. G., Davidovsky N. V., Daineko T. A. Tuning invariant systems for industrial solutions. *Khimicheskaya tekhnologiya i tekhnika: materialy 85-y nauch.-tekhn. konf. prof.-prepodovat. sostava, nauch. sotrudnikov i aspirantov (s mezhdunar. uchastiyem)* [Chemical Technology and Engineering: Proceedings of the 85th Scientific and Technical Conference of Faculty, Researchers and Postgraduates (with International Participation)]. Minsk, 2021, pp. 243–245 (In Russian).
31. Hryniuk D. A., Oliferovich, N. M., Karpovich M. D., Karpyuk P. O. Optimization of the quantization time of a cascade system with a compensator. *Khimicheskaya tekhnologiya i tekhnika: materialy 86-y nauch.-tekhn. konf. prof.-prepodovat. sostava, nauch. sotrudnikov i aspirantov (s mezhdunar. uchastiyem)* [Chemical Technology and Engineering: Proceedings of the 86th Scientific and Technical Conference of Faculty, Researchers and Postgraduates (with International Participation)]. Minsk, BGТУ, 2022, pp. 360–362 (In Russian).
32. Guzman J. L., Hagglund T. Simple tuning rules for feedforward compensators. *Journal of Process Control*, 2011, vol. 21 (1), pp. 92–102.
33. Skogestad S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Journal of Process Control*, 2003, vol. 13 (4), pp. 291–309.
34. Garcia-Manas F., Guzman J. L., Rodriguez F., Berenguel M., Hagglund T. Experimental evaluation of feedforward tuning rules. *Control Engineering Practice*, 2021, vol. 114, pp. 104877.
35. Pawlowski A., Rodríguez C., Guzmán J. L., Berenguel M., Dormido S. Predictive feed-forward compensator for dead-time processes. *IFAC-PapersOnLine*, 2017, vol. 50 (1), pp. 1239–1244. DOI: 10.1016/j.ifacol.2017.08.348.
36. Rodríguez C., Normey-Rico J. E., Guzmán J. L., Berenguel M. On the filtered Smith predictor with feedforward compensation. *Journal of Process Control*, 2016, vol. 41, pp. 35–46. DOI: 10.1016/j.jprocont.2016.02.00.
37. Goodwin G. C., Graebe S. F., Salgado M. E. Control system design. New Jersey, Prentice Hall Publ., 2001. 883 p.
38. Lewin D. R., Scali C. Feedforward control in the presence of uncertainty. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 1988, vol. 27, pp. 2323–2331.
39. Jinzenji A., Sasamoto T., Aikawa K., Yoshida S., Aruga, K. Acceleration feedforward control against rotational disturbance in hard disk drives. *IEEE Transactions on Magnetism*, 2001, vol. 37 (2), pp. 888–893.
40. Elliott S. J. Optimal controllers and adaptive controllers for multichannel feedforward control of stochastic disturbances. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, vol. 48 (4), pp. 1053–1060.
41. Kempf C. J., Kobayashi, S. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1999, vol. 7 (5), pp. 513–526.
42. Ghosh R., Narayanan, G. Generalized feedforward control of single-phase PWM rectifiers using disturbance observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, vol. 54 (2), pp. 984–993.
43. Yan M. T., Shiu Y. J. Theory and application of a combined feedback-feedforward control and disturbance observer in linear motor drive wire-edm machines. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, 2008, vol. 48 (3), pp. 388–401.
44. Anibal Valenzuela M., Bentley J. M., Aguilera P. C., Lorenz R. D. Improved coordinated response and disturbance rejection in the critical sections of paper machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2007, vol. 43 (3), pp. 857–869.
45. Corripio A. B. Tuning of industrial control systems. Research Triangle Park, USA, ISA Press Publ., 2015. 255 p.
46. Altmann W. Practical process control for engineers and technicians. Oxford, Newnes Publ., 2005. 290 p.
47. Guzman J., Hagglund T. Selecting control schemes and tuning rules in feedforward control. *IFAC-PapersOnLine*, 2023, vol. 56, pp. 3253–3258. DOI: 10.1016/j.ifacol.2023.10.1465.
48. Liu L., Tian S., Xue D., Zhang T., Chen, Y.-Q. Industrial feed-forward control technology: a review. *Journal of Intelligent Manufacturing*, 2019, vol. 30. DOI: 10.1007/s10845-018-1399-6.
49. Stojanovic V., Nedic N. A Nature inspired parameter tuning approach to cascade control for hydraulically driven parallel robot platform. *J. Optim. Theory Appl.*, 2016, vol. 168, pp. 332–347. DOI: 10.1007/s10957-015-0706-z.
50. Barkefors A., Sternad M. Design and analysis of linear quadratic Gaussian feedforward controllers for active noise control. *IEEE Press*, 2014, pp. 1777–1791.

51. Stojanovic V., Nedic N. Joint state and parameter robust estimation of stochastic nonlinear systems. *International Journal of Robust & Nonlinear Control*, 2016, vol. 26 (14), pp. 3058–3074.
52. Adam E., Marchetti J. L. Designing and tuning robust feedforward controllers. *Computers & Chemical Engineering*, 2004, vol. 28 (9), pp. 1899–1911.
53. Ferreres G., Roos C. Efficient convex design of robust feedforward controllers. *Proceedings of the 44th IEEE conference on decision and control*, 2005, pp. 6460–6465.
54. Miyazaki T., Ohishi K., Inomata K., Kuramochi K., Koide D., Tokumaru D. Robust feedforward tracking control based on sudden disturbance observer and zpet control for optical disk re-cording system. *Proceedings of the 8th IEEE International workshop on advanced motion control*, 2004, pp. 353–358
55. Tan S. C., Lai Y., Tse C. K., Cheung M. K. Adaptive feedforward and feedback control schemes for sliding mode controlled power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006, vol. 21 (1), pp. 182–192.
56. Ko P. J., Wang Y. P., Tien S. C. Inverse-feedforward and robust-feedback control for high-speed operation on piezo-stages. *International Journal of Control*, 2013, vol. 86 (2), pp. 197–209.
57. Hryniuk D. A., Suhorukova I. G., Oliferovich N. M., Orobei I. O. Analysis of the efficiency of PID controllers with two degrees of freedom using integral criteria. *Trudy BGTU* [Proceedings of BSTU], issue 3, Physics and Mathematics. Informatics, 2018, no. 2 (212), pp. 82–88 (In Russian).
58. Hryniuk D. A., Oliferovich N. M., Sukhorukova I. G., Deyneka T. A., Klyutko M. V. Reducing the influence of measuring channel interference on a closed-loop control system. *Trudy BGTU* [Proceedings of BSTU], issue 3, Physics and Mathematics. Informatics, 2018, no. 2 (272), pp. 58–70 (In Russian). DOI: 10.52065/2520-6141-2023-272-2-10.

Информация об авторах

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

Дубиковская Екатерина Витальевна – магистрант кафедры автоматизации производственных процессов и электротехники. Белорусский государственный технологический университет (ул. Свердлова, 13а, 220006, г. Минск, Республика Беларусь). E-mail: dubikovskayakatya@gmail.com

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

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

Оробей Игорь Олегович – 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: orobei@tut

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: hryniukda@gmail.com

Dubikovskaya Ekaterina Vital'yevna – Master's degree student, the Department of Automation of Production Processes and Electrical Engineering. Belarusian State Technological University (13a Sverdlova str., 220006, Minsk, Republic of Belarus). E-mail: dubikovskayakatya@gmail.com

Oliferovich Nadezhda Mikhaylovna – 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

Orobei Igor Olegovich – 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: orobei@tut.by

Поступила после доработки 15.05.2025