

## О возможных причинах некорректного моделирования замкнутых динамических систем

В.А. Жмудь<sup>1,2,3</sup>, А.В. Ляпидевский<sup>1</sup>

<sup>1</sup>АО «Новосибирский институт программных систем», Россия

<sup>2</sup>Институт лазерной физики СО РАН, Россия

<sup>3</sup>Алтае-Саянский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки Геофизической службы РАН

Аннотация. Иногда при моделировании замкнутых систем автоматического управления исследователи допускают ошибки, и в этом случае результатам моделирования нельзя доверять. Это может не проявиться никак. Одна из причин того, что ошибки моделирования не будут выявлены, может состоять в том, что статья не вызвала ничей интерес, даже сами авторы не предполагают использование её результатов. Такое, к сожалению, случается, когда статья пишется только ради факта публикации. В этом случае для моделирования используются придуманные объекты, с моделями, не соответствующими никакому реальному объекту. Никто и не собирается проверять на практике работоспособность рассчитанных регуляторов. Другая причина, возможно, состоит в излишне идеальном моделировании, которое не делает разницы между реально возможным моделированием работы системы, использующей преобразование сигналов, и чисто математическими операциями, использующими не определение оценок производных по их сигналам, а идеальные производные от сигналов на основе знания о математической модели используемых сигналов. Нельзя исключить, что в некоторых случаях причинами ошибок является недостаточная компетентность авторов. В любом случае, полезно разбираться с подобными примерами недостаточно тщательного моделирования и опубликования статей, утверждающих о достижениях, которых фактически исследователи не получили. В одной статье, безусловно, невозможно разобрать даже в деталях со всеми ошибочными публикациями даже в одной очень узкой области, однако даже отдельные примеры могут послужить восстановлению научного подхода. Данная статья осуществляет разбор некоторых характерных ошибок при моделировании замкнутых динамических систем и при проектировании регулятора для них. Статья может оказаться полезной не только для студентов и аспирантов, но и для некоторых преподавателей по предмету «Теория автоматического управления» по курсу «Управление в технических системах».

Ключевые слова: ПИД-регулятор, нелинейный объект, моделирование, оптимизация робастная система, *MATLAB*, *Simulink*, *VisSim*.

### ВВЕДЕНИЕ

Правительство в текущем году существенно увеличило количество бюджетных мест в университетах для направления подготовки «Управление в технических системах». Одной из важнейших компетенций, которую должны приобрести выпускники данного направления, является умение проектировать регуляторы для замкнутых динамических систем. Эта компетенция включает не только умение пользоваться какой-либо программой, как, например, *MATLAB*, *Simulink*, но также и достаточные знания для того, чтобы не осуществлять моделирование систем и не допускать примитивных ошибок.

В данной статье мы рассмотрим несколько типичных ошибок при моделировании и системы. Эти ошибки приводят к ошибочному расчету регуляторов. Если расчеты регулятора осуществлены с ошибкой, следовательно, вся статья не имеет никакой ценности, и вся работа тех, кто ничем иным, кроме расчета регуляторов не занимается, превращается в фейк. Нежелательно преподавать в этой сфере прежде, чем все подобные ошибки не будут осознаны и устранены.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Постановка задачи проектирования регулятора в самом общем виде состоит в том, что имеется некоторый объект, имеющий входы и выходы. В данной статье мы ограничимся скалярным объектом, то есть таким объектом, который имеет только один вход и только один выход. Выход объекта – это именно та величина, в отношении которой ставится задача управления. Это в общем виде может быть любая физическая величина. Для управления её необходимо измерять, поэтому, как правило, эта величина преобразуется в электрический сигнал или непосредственно в последовательность цифровых отсчетов. По этой причине зачастую выходную величину называют выходным сигналом. Действительно, при математическом моделировании и при синтезе регулятора, а также при любом анализе все величины, входящие в систему, рассматриваются только как сигналы, поскольку самым важным в них является именно величина, основную информацию несет изменение этой величины во времени, поэтому мы также далее не будем делать разделения между понятиями «сигнал» и «выходная величина». В этой терминологии обеспечение равенства выходного сигнала той

величине, которая для него предписана, является основной целью управления.

Обязательное условие состоит в том, что выходной сигнал связан с входным сигналом некоторой зависимостью. В этой зависимости также присутствует компонента, которая никак не связана с входным сигналом, а связана с неизвестными внешними причинами. Если бы этой компоненты не было, тогда достаточно было бы знать зависимость выходной величины от входной, чтобы обеспечить успешное управление. Именно наличие неконтролируемой величины, которая далее называется возмущением, требует использования отрицательной обратной связи, поскольку без обратной связи управление не может быть точным. Действительно, если выходной сигнал является, например, суммой двух компонент, одна из которых полностью определена входным сигналом, а другая является неизвестной и случайной, тогда выходная величина никогда не может принимать желаемое значение, если не используется её измерение и коррекция входного сигнала до такой величины, чтобы выходной сигнал стал равным предписанному значению.

Этот простой принцип, состоящий в сравнении выходного сигнала с предписанием и изменением управления для подавления влияния возмущения используется во всех системах автоматического управления. Разница между предписанием и выходным сигналом называется ошибкой управления, а используемый принцип также можно назвать управлением по ошибке.

Таким образом, приходим к уравнению объекта в самом общем виде [1]:

$$\dot{y} = f(t, \dot{y}, y) + b(t, \dot{y}, y)u. \quad (1)$$

Здесь  $y \in R^1$  – выходной сигнал объекта;  $t$  – время;  $u \in R^1$  – управляющее воздействие, то есть входной сигнал;  $f(t, \dot{y}, y)$  и  $b(t, \dot{y}, y)$  – непрерывные и дифференцируемые функции, которые имеют ограниченные производные.

Данное уравнение не является единственно возможной формой модели объекта, и, кроме того, это уравнение не является универсальным. Принятие этого уравнения предполагает, что производная выходного сигнала может быть выделена отдельно в виде зависимости от всех других величин: от времени

Уравнение (1) описывает только ту часть выходного сигнала, которая зависит от управления  $u$  и состояния объекта  $y$ . Действие помехи, которая изменяет выходной сигнал в дополнение к результату действия управления, можно представить в виде суммирования указанного сигнала с суммарным результатом действия этой помехи, который можно обозначить сигналом  $h(t)$ .

В этом случае фактический выходной сигнал целесообразно обозначить другой величиной, например,  $z(t)$ , и тогда уравнение (1) следует дополнить ещё одним уравнением:

$$z(t) = y(t) + h(t). \quad (2)$$

Опытные инженеры и научные сотрудники прекрасно понимают существование связи (2), однако существованием помехи можно пренебречь при рассмотрении *линейных систем с единичной отрицательной обратной связью*, поскольку в таких системах, как будет далее показано, достаточно рассмотреть только тех свойств системы, которые проявляются при обработке задания. Эти свойства достаточно полно описывают также и свойства системы по подавлению возмущения. Во всех остальных случаях рассмотрение подавления возмущения является обязательным.

*Нельзя пренебрегать наличием помехи (2) и не исследовать обработку возмущения в следующих случаях:* а) если объект имеет нелинейные свойства; б) если структура системы отличается от структуры с единичной отрицательной обратной связью. Если преподаватель не заостряет внимание на этом факте, то он полностью ускользает из внимания студентов, это гарантировано, поскольку даже если преподаватель на этом факте внимание заостряет, по опыту преподавания можно утверждать, что почти все студенты и в этом случае этот факт не усваивают, и требуется дополнительный тренинг в виде тестирования и дополнительных консультаций по результатам тестирования.

Ставится задача проектирования регулятора, который обеспечит приближение величины выходного сигнала  $z(t)$  к заданию  $v(t)$  за счет соответствующих связей в структуре системы. При этом задание  $v(t)$  будет являться внешним сигналом, который для системы в целом является входным.

#### ОБСУЖДЕНИЕ ИЗВЕСТНЫХ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ И СВЯЗАННЫХ С ЭТИМ ПРОБЛЕМ

В инженерной практике широко используются методы графической записи уравнений. В этом случае используется тот факт, что сигналы в линейных системах могут быть преобразованы в их отображения по Лапласу, а в этом случае относительно сложные уравнения, в том числе и дифференциальные и интегральные, могут быть записаны как алгебраические уравнения. А алгебраические уравнения, в свою очередь, могут быть представлены с помощью связей и блоков, осуществляющих функции сложения или вычитания сигналов, а также умножений сигналов на функцию (в данном случае такая функция называется передаточной функцией соответствующего звена или элемента – объекта, регулятора и так далее).

Прежде всего, отметим, что соотношение (2) может быть легко представлено в операторной форме, для этого достаточно перейти от функций, зависящих от времени к функциям,

зависящим от комплексного аргумента Лапласа  $s$ . При таком переходе вид всех функций, разумеется, изменяется, поэтому вводятся новые обозначения. Принято для преобразований Лапласа применять заглавные буквы, тогда как для функций времени применяются строчные буквы.

В случае применения преобразования Лапласа к некоторой функции, получаем отображение по Лапласу от этой функции:

$$L\{y(t)\} \leftrightarrow Y(s) . \quad (3)$$

Здесь  $L\{\cdot\}$  – преобразование Лапласа,  $Y(s)$  – преобразование (образ) от функции  $y(t)$  по Лапласу [2–5].

Преобразование Лапласа определено следующим образом:

$$Y(s) = L\{y(t)\} = \int_0^{\infty} e^{-st}y(t)dt . \quad (4)$$

Обратное преобразование Лапласа определено следующим соотношением:

$$\begin{aligned} y(s) &= L^{-1}\{Y(s)\} = \\ &= \frac{1}{2\pi i} \lim_{\omega \rightarrow \infty} \int_{\sigma+i\omega}^{\sigma-i\omega} e^{-st}Y(s)ds . \end{aligned} \quad (5)$$

В операторной форме уравнение (2) приобретает следующий вид:

$$Z(s) = Y(s) + H(s) . \quad (6)$$

Как видим, соотношение (6) ничем не проще соотношения (2), оно идентично. Но применительно к дифференциальным уравнениям такой переход оказывается вполне оправданным.

Рассмотрим самый простой линейный объект первого порядка, описываемый следующим линейным дифференциальным уравнением:

$$b_0y(t) + b_1 \frac{dy(t)}{dt} = a_0u(t) . \quad (7)$$

В операторной форме это уравнение может быть записано в следующем виде:

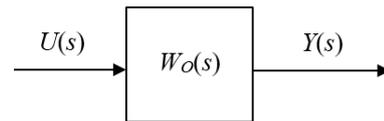
$$(b_0 + b_1s)Y(s) = a_0U(s) . \quad (8)$$

Как видим, операция дифференцирования функции времени  $y(t)$  преобразуется в операцию умножения её отображения  $Y(s)$  на множитель  $s$ . В этом случае можно путем простых преобразований написать зависимость отображения выходного сигнала  $Y(s)$  от сигнала управления  $U(s)$  в виде произведения отображения входного сигнала на передаточную функцию объекта  $W_O(s)$ :

$$Y(s) = \frac{a_0}{b_0 + b_1s}U(s) = W_O(s)U(s) . \quad (9)$$

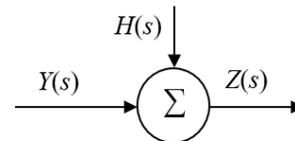
Это уравнение можно графическим способом отобразить как прямоугольник, символизирующий передаточную функцию  $W_O(s)$ , на входе которого имеется сигнал  $U(s)$ , а на выходе – сигнал  $Y(s)$ . Таким образом,

графическое представление уравнения (9) показано на *Рис. 1*.



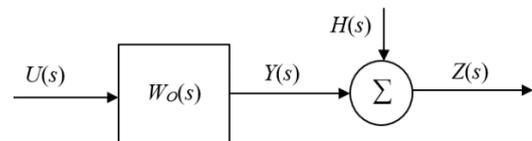
*Рис. 1.* Графическое представление уравнения (9)

Уравнение (6), соответственно, а графическом виде может быть представлено так, как показано на *Рис. 2*.



*Рис. 2.* Графическое представление уравнения (6)

Соединение графических изображений уравнения (6) и (9) даёт графическое изображение полной модели объекта, которое показано на *Рис. 3*.



*Рис. 3.* Графическое представление уравнения объекта (6), (9)

Обратимся, например, к рисунку номер 1 из публикации [1], который мы воспроизводим на нашем *Рис. 4*. На этом рисунке используется эклектичное обозначение функций и переменных, то есть они не вполне сочетаются друг с другом, а именно: сигналы в системе представлены в виде функций времени, поскольку отображаются строчными буквами, модель объекта представлена в виде дифференциального уравнения для сигналов, являющихся функциями времени, тогда как в регуляторе, который состоит из всех остальных элементов, применяются передаточные функции в операторной области, то есть в области преобразований Лапласа.

Отмеченное эклектичное сочетание не является столь уж серьезной ошибкой. Несколько десятилетий тому назад специалисты по теории автоматического управления, вероятнее всего, обратили бы внимание на такое несоответствие как на ошибку. Но в последнее время, когда стали широко применяться различные математические программные продукты для моделирования и оптимизации систем автоматического управления, в этих продуктах подобные несоответствия применяются почти всегда. Разработчики программных продуктов руководствовались лишь одним соображением: графическое

изображение или способ графического программирования модели должен быть понятным и однозначно трактуемым всеми пользователями, всё остальное не имеет значения. В этом случае практика даёт так часто подобные эклектические иллюстрации, что считать их ошибочными просто уже не принято. Однако студентам не мешает понимать, в каком

случае используется подобный вульгаризм, а в каком случае графическое представление уравнений абсолютно корректно. От некорректного графического представления модели всего один шаг к некорректному моделированию, и многие студенты и даже многие авторы научных статей этот шаг, к сожалению, совершают.

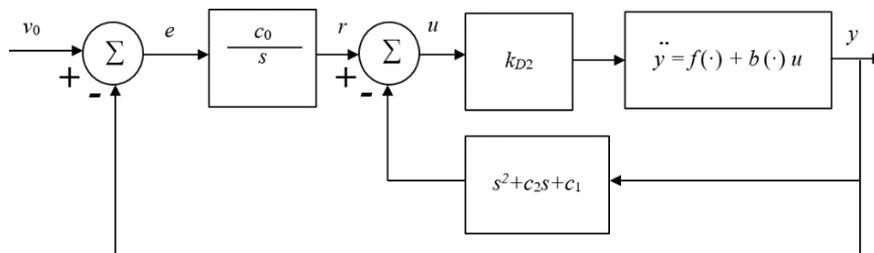


Рис. 4. Предложенная в публикации [1] схема системы с преобразованным регулятором

Обратим внимание на локальную обратную связь на Рис. 4, где использована передаточная функция, содержащая полином второй степени от  $s$ . Здесь либо автор предполагает, что двукратное дифференцирование сигнала обратной связи вполне легко реализуется, либо предлагает упрощенное обозначение так называемого дифференцирующего фильтра. Дальнейшее изложение в публикации [1] указывает на то, что на все-таки речь идет о фильтре, который даёт оценку второй производной лишь в некоторой ограниченной области частот, то есть в представленной передаточной функции имеется полином второго порядка также и в знаменателе, но в этом полиноме коэффициенты намного меньше аналогичных коэффициентов в числителе, кроме коэффициента при свободном члене, который равен единице.

Поясним нашу мысль. Передаточная функция в обсуждаемой локальной обратной связи имеет следующий вид:

$$W_1(s) = s^2 + c_2s + c_1. \quad (10)$$

Далее в статье [1] предлагается так называемый дифференцирующий фильтр, передаточная функция которого имеет следующий вид:

$$W_{DP}(s) = \frac{s^2 + c_2s + c_1}{\mu^2 s^2 + 2d\mu s + 1}. \quad (11)$$

Здесь  $\mu$  – малый параметр, который в дальнейшем при моделировании принимается равным 0,1, коэффициент  $d$  далее принимается равным 0,5.

Если действительно, этот малый параметр устремить к нулю, тогда передаточная функция (11) становится равной передаточной функции (10), однако, разумеется, значение  $\mu = 0,1$  далеко не является нулевым. Впрочем, это – вопрос точности управления, если погрешность на

уровне 10% авторам видится несущественной, то в таком случае указанную величину этого параметра можно с некоторой оговоркой считать «малой величиной», мы не рекомендуем такой подход.

Рассмотрим фрагмент структурной схемы на Рис. 4, состоящий из указанной передаточной функции и вычитающего элемента. Выходной сигнал на выходе этого вычитающего элемента назовем, например,  $x(t)$ , его отображение, соответственно, обозначим  $X(s)$ .

Уравнение этого фрагмента структуры имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} X(s) &= E(s) - W_1(s)Y(s) = \\ &= R(s) - (s^2 + c_2s + c_1)Y(s). \end{aligned} \quad (12)$$

Структурная схема по уравнению (12) показана на Рис. 5.

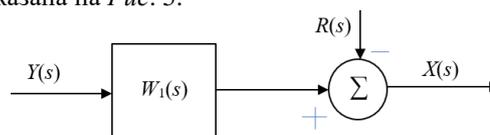


Рис. 5. Графическое представление уравнения объекта (12)

Уравнение (12) может быть преобразовано к следующему эквивалентному виду:

$$X(s) = W_1(s) \left[ \frac{R(s)}{W_1(s)} - Y(s) \right]. \quad (13)$$

Структурная схема по уравнению (13) показана на Рис. 6.

Это преобразование наглядно иллюстрирует правила эквивалентных преобразований графических структурных схем: если передаточная функция переносится через суммирующий или вычитающий элемент вперёд (с входной ветви на выходную ветвь), тогда в остальные ветви, входящие в этот суммирующий

или вычитающий элемент, приобретают множители в виде обратной передаточной функции. Перенос этой передаточной функции, являющейся звеном с двойным дифференцированием, через вычитающее звено добавляет звено в виде фильтра второго порядка в другую ветвь этой структуры. На свойства системы в целом такое эквивалентное преобразование не влияет, оно лишь позволяет иначе посмотреть на структуру в целом. Такое преобразование может иногда упростить или усложнить анализ системы.

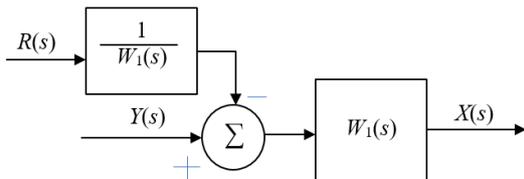


Рис. 6. Графическое представление уравнения объекта (12)

Аналогично мы можем перенести интегрирующее звено через вычитающий элемент, что добавит обратное звено в другую ветвь, а известно, что звено, обратное интегрирующему звену, есть дифференцирующее звено.

Таким образом, соотношение, описывающее левую часть в этой структуре, можно представить следующим соотношением:

$$X(s) = \frac{c_0}{s} E(s) - W_1(s) Y(s). \quad (14)$$

Структурная схема по уравнению (14) показана на Рис. 7.

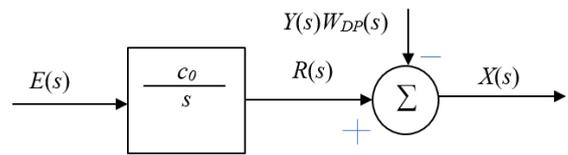


Рис. 7. Графическое представление уравнения объекта (14)

Уравнение (14) может быть преобразовано к следующему эквивалентному виду:

$$X(s) = \frac{c_0}{s} [E(s) - \frac{s}{c_0} W_1(s) Y(s)]. \quad (15)$$

Структурная схема по уравнению (13) показана на Рис. 8.

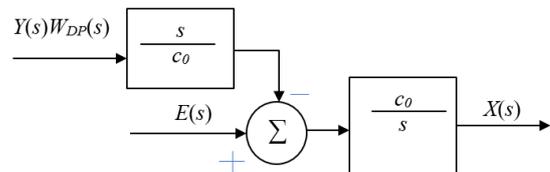


Рис. 8. Графическое представление уравнения объекта (12)

На этом основании структурную схему, показанную на Рис. 4, можно представить в следующем виде, который показан на Рис. 9.

Как видим, структура по Рис. 9 содержит во внутреннем контуре дифференцирование не второго порядка, а третьего, а в прямом контуре управления по-прежнему присутствует интегратор. Данную структурную схему можно и дальше упростить путем аналогичного преобразования на следующем этапе.

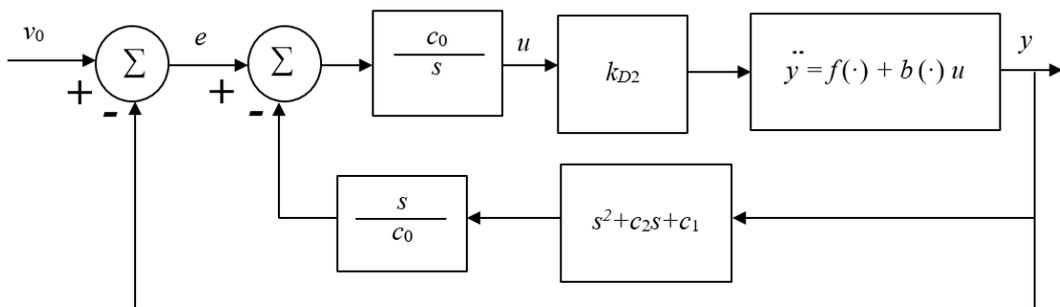


Рис. 9. Эквивалентное графическое представление уравнения системы по Рис. 4

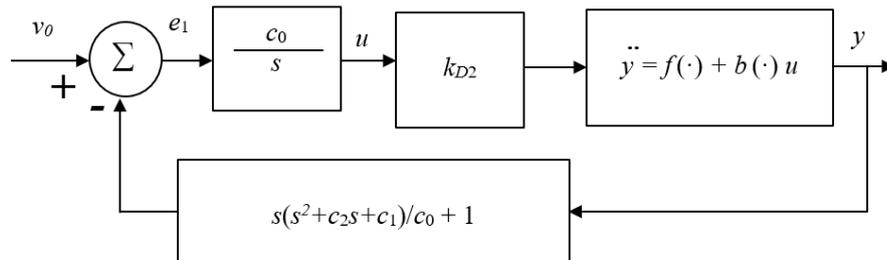


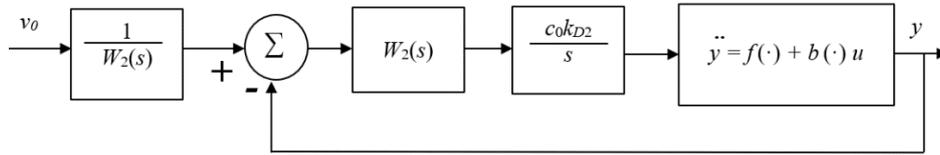
Рис. 10. Эквивалентное графическое представление уравнения системы по Рис. 4

Для упрощения введем условное обозначение полинома в обратной связи:

$$W_2(s) = \frac{1}{c_0} s^3 + \frac{c_2}{c_0} s^2 + \frac{c_1}{c_0} s + 1 =$$

$$= d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + 1. \quad (16)$$

Далее путем эквивалентного преобразования можем получить следующую структуру, показанную на *Рис. 11*.



*Рис. 11.* Эквивалентное графическое представление уравнения системы по *Рис. 4*

Структура, показанная на *Рис. 11*, позволяет сделать несколько предварительных выводов даже без каких-либо предварительных вычислений. Во-первых, на устойчивость системы в целом влияют только свойства контура: если этот контур неустойчивый, тогда система неработоспособна, если этот контур окажется устойчивым, система может оказаться работоспособной. Во-вторых, на входе этой системы имеется фильтр, который фильтрует сигнал предписанной величины  $v(t)$ , преобразуя его в медленно изменяющийся сигнал. В-третьих, если на выходе объекта учесть возмущение, как это показано на *Рис. 1*, то это возмущение охватывается только основным контуром, и, следовательно, только этот контур обеспечивает подавление этого возмущения. В-четвертых, анализ переходных процессов как отклик на скачок задания  $v(t)$  – это ничего не доказывающие переходные процессы, нет никакого смысла приводить их в статье или в диссертации в качестве якобы доказательства хороших свойств системы.

#### НЕСКОЛЬКО ПРИЗНАКОВ РАБОТЫ СТУДЕНТА

Студенты как правило, невнимательны к мелочам и плохо понимают некоторые тонкости, которые обязательно понимает профессионал. В работах автора статьи [1] если величина, имеющая буквенное обозначение, имеет нулевой подстрочный индекс, то это, как правило, означает стартовое значение этой величины, то есть значение в момент  $t = 0$ . Поэтому достаточно странно, что во всех иллюстрациях в статье [1] вместо величины  $v(t)$  используется величина  $y_0$ .

В разделе «Постановка задачи» ничего не сказано о том, что желаемые свойства замкнутой системы задаются каким-то уравнением, но в описании метода расчёта вскользь упоминается такая функция, автор сообщает: « $F(y, \dot{y}, r) = r - c_1 \dot{y} - c_2 \ddot{y}$  можно рассматривать как функцию, отражающую желаемое поведение внутреннего контура системы» [1]. Под функцией, отражающей поведение, можно было бы понимать уравнение, связывающее выходной сигнал с входным непосредственно, т.е.,

например, такого вида:  $y(t) = y\{r(t)\}$ . Например, если задавать уравнение в операторной области, можно было бы задать её в следующем виде:

$$Y(s) = \frac{1}{c_2 s^2 + c_1 s + 1} R(s). \quad (11)$$

Поскольку в данной статье для внутреннего контура заданием является  $r(t)$ , то в приведенной терминологии можно было бы написать, что  $F(y, \dot{y}, y_0)$  – правая часть уравнения желаемой динамики, которое имеет следующий вид:

$$\dot{y}(t) = F(y, \dot{y}, r). \quad (12)$$

В этом случае следовало бы ожидать, что эта функция задана следующим образом:

$$F(y, \dot{y}, r) = r - c_1 \dot{y} - c_2 \ddot{y}. \quad (13)$$

Действительно, в этом случае получаем:

$$\dot{y}(t) = r - c_1 \dot{y} - c_2 \ddot{y}. \quad (14)$$

В операторном виде это приводит к соотношению

$$s^2 Y(s) = r - c_1 Y(s) - c_2 s Y(s). \quad (15)$$

Это приводит к следующему уравнению:

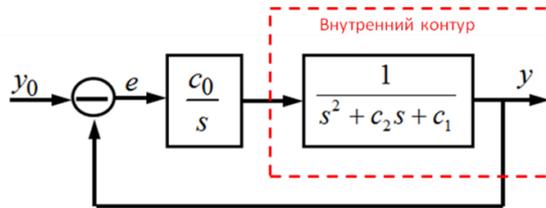
$$s^2 Y(s) + c_2 s Y(s) + c_1 Y(s) = R(s). \quad (16)$$

Отсюда можем получить:

$$Y(s) = \frac{1}{s^2 + c_2 s + c_1} R(s). \quad (17)$$

В данном случае отличие соотношения (17) от соотношения (11) состоит в том, что коэффициенты полинома имеют нетрадиционные индексы. Обычно индекс коэффициента совпадает со степенью аргумента при этом индексе, свободный член имеет нулевой индекс, коэффициент при члене первого порядка имеет индекс, равный единице, и так далее. Здесь по каким-то причинам на единицу больше. Кроме того, единичное значение, как правило, приписывают свободному члену, что означает, что статическая ошибка в контуре равна нулю, то есть контур точно обрабатывает постоянное задание, с нулевой ошибкой. Далее автор статьи [1] в предположении, что задача сведения внутреннего контура к желаемой модели (17) решена успешно, решает ещё одну задачу, которая состоит в управлении уже этим

внутренним контуром так, как если бы это был новый объект управления. Автор приводит структуру, в которой внутренний контур обозначен как линейная передаточная функция второго порядка, после чего как бы решается задача управления этим линейным объектом с помощью интегрального регулятора. На *Рис. 12* воспроизводится эта иллюстрация.



*Рис. 12.* Структурная схема внешнего контура из публикации [1]

В предположении, что задача управления объектом с помощью внутреннего контура решена успешно, управление таким новым объектом, который описывается моделью второго порядка, с помощью интегрирующего регулятора – не лучшая идея. Если бы желаемое уравнение имело первый порядок, тогда лучший регулятор для внешнего контура был бы пропорционально-интегральный, а если желаемое уравнение имеет второй порядок, в этом случае требуется также и дифференцирующий тракт, то есть нужен ПИД-регулятор, который содержит пропорциональный, интегрирующий и дифференцирующий тракты.

Все эти неувязки весьма характерны для студентов, но не для профессоров.

#### РЕАЛИЗАЦИЯ РЕГУЛЯТОРА

Далее в статье [1] даны рекомендации по реализации регулятора. Вместо двойного дифференцирования предлагается использовать так называемый дифференцирующий фильтр. По неизвестным причинам автор называет дифференцирующим фильтром фильтр, который задан следующим соотношением:

$$W_f(s) = \frac{1}{\mu^2 s^2 + 2d\mu s + 1}. \quad (18)$$

В оригинале статьи [1] данное уравнение, одиннадцатое по порядковому номеру, так и названо дословно «так называемый, дифференцирующий фильтр». Как можно усмотреть дифференцирующие свойства в фильтре (18), имеющим явно выраженные свойства фильтра низких частот, это пусть остаётся на совести автора статьи [1]. Мы же со своей стороны отметим, что дифференцирующим фильтром можно с некоторой оговоркой назвать элемент, в числителе передаточной функции которой стоит такой полином, который хотя в каком-то диапазоне частот приводит к возрастанию этой передаточной функции с ростом частоты.

Поскольку аргумент Лапласа  $s$  в уравнении (18) стоит только в знаменателе, увеличение величины этой дроби может происходить только вследствие уменьшения знаменателя, то поскольку все коэффициенты в знаменателе положительные, знаменатель не может убывать с ростом этого аргумента ни в какой области частот. Дифференцирующим фильтром можно было бы назвать элемент, например, со следующей передаточной функцией:

$$W_{DP}(s) = \frac{s^2 + c_2 s + c_1}{\mu^2 s^2 + 2d\mu s + 1}. \quad (19)$$

В итоге именно такой фильтр предлагается применять, но почему же тогда фильтр (18) называется дифференцирующим? Объяснение может состоять лишь в том, что указанный фрагмент статьи был написан студентом, либо автор писал статью урывками и не прочитал окончательный вариант внимательно перед направлением его в редакцию.

Далее в статье приводится раздел, описывающий как бы результаты моделирования. Пятый раздел статьи задаёт уравнение объекта в следующем виде:

$$\dot{y} = a_1(t)y\dot{y} - a_2(t)y^2 + b(t)u + M(t), \quad (20)$$

В этом разделе также приводится некоторая схема моделирования в программе *MATLAB Simulink*, а также приводятся графики переходных процессов, которые, якобы, подтверждают эффективность применения предложенного метода управления на примере объекта (20).

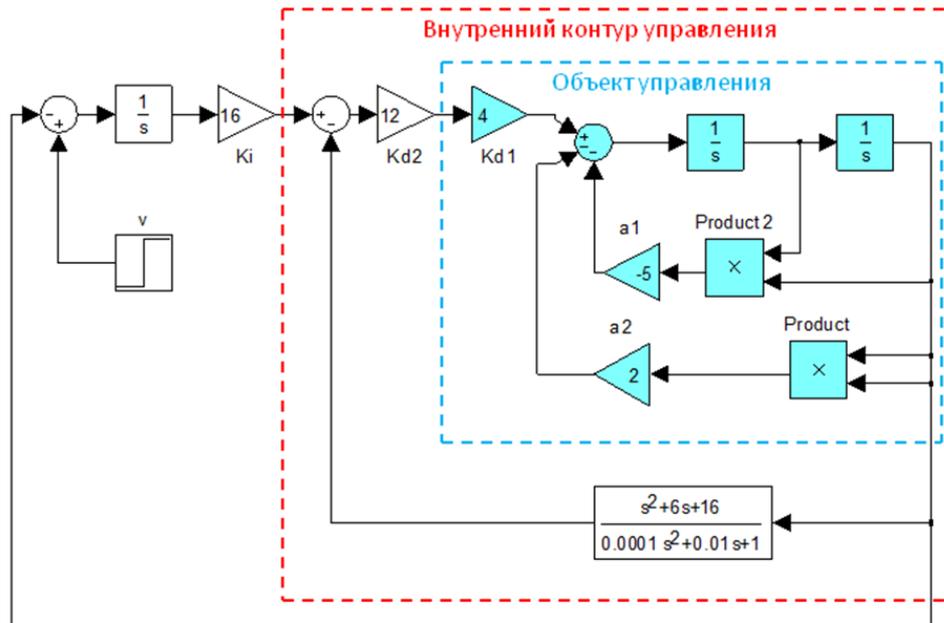
Если предыдущие разделы статьи, от введения до четвертого раздела включительно, можно трактовать как добросовестное заблуждение, недостаточно детальный анализ и так далее, то пятый раздел, названный «Результаты моделирования» приходится понимать либо как фейк, либо как демонстрация неумения моделировать, либо как демонстрацию ошибочности работы применяемого математического программного обеспечения. Не беремся настаивать на какой-то конкретной причине, возможно, имеется какая-то иная причина того, что доверять предлагаемым результатам нельзя ни в коем случае, и, разумеется, использовать эти результаты нигде нельзя, чего, впрочем, не делал, по-видимому, и автор статьи, ведь если бы этот объект имел какое-то практическое значение, и если бы результаты моделирования применялись на практике, эти ошибки уже давно бы выявились. Мы предполагаем, что это исследование было поручено студенту, который ничего хорошего с этой моделью получить не смог, но вследствие глубокого почтения к методу и глубокой веры в то, что описываемый метод все-таки должен дать какой-то положительный результат, студент, вероятно, нарисовал (то есть задал графическим способом) модель системы в указанном

программном обеспечении. Приведенные иллюстрации, насколько можно судить по многим признакам, по-видимому, не имеют никакого отношения к той структуре, которая приведена в качестве модели системы. Если все-таки мы ошибаемся, и эти переходные процессы получены в данной структуре с данным программным обеспечением, тогда приходится предположить, что программное обеспечение работало как-то не так, как следует, в нем, по-видимому, были какие-то сбои. Но вероятнее всего представленные графики получены в

других схемах. Например, нельзя исключить, что авторы этих графиков использовали для моделирования структуру, которая показана на *Рис. 12*.

Автор сообщает, что параметры объекта (20) «могут изменяться в диапазоне:  $-2 \leq a_1 \leq 5$ ;  $0 \leq a_2(t) \leq 2$ ;  $4 \leq b \leq 6$ ; возмущение  $M(t) = M_m(t - t_0)$ ;  $M_m = 10$ ;  $t_0 = 1c$ ».

При этом приведена схема моделирования, которую мы воспроизводим на *Рис. 13*.



*Рис. 13.* Схема моделирования замкнутой системы с объектом (20), приведенная в статье [1]

На этом рисунке без каких-либо объяснений сигнал предписанного значения обозначен буквой  $v$ , что соответствует принятой нами и традиционной терминологии, но никак не соответствует терминологии, используемой в теоретической части данной статьи. Сколько мы ни изучали данную схему (*Рис. 13*), мы не обнаружили никаких признаков моделирования возмущения  $M(t)$ . Это возмущение должно иметь точку приложения на входе суммирующего устройства, содержащегося в модели объекта. Таким образом, даже если бы подобное возмущение использовалось при моделировании, в соответствии с уравнением (20), это было бы совсем не такое возмущение, которое мы обсуждали выше и показывали на *Рис. 2*. Это возмущение проходило бы через два интегратора и, следовательно, существенно сглаживалось бы, влияние такого возмущения подавить более просто. В тексте статьи сказано, что схема приведена для моделирования без возмущения, однако, приведены графики моделирования с возмущением. Тайну этого несоответствия описания различных результатов нам разгадать не удалось.

Обратим внимание на некоторую странность в модели на *Рис. 13*. Коэффициент  $a_2$  обозначен отрицательным, он равен  $a_2 = -5$ , но дополнительно к этому у суммирующего устройства используется вычитающий вход, то есть вход запрограммирован как вычитающий. Спрашивается: какой смысл задавать два минуса? Согласно соотношению (20), этот коэффициент должен входить со знаком «плюс», поэтому минус на суммирующем усилителе не нужен. Хорошо, согласимся, допустим, авторы решили так обеспечить положительную обратную связь – задать минус на суммирующем устройстве и задать отрицательный коэффициент. Обратим внимание на соотношение (20) с позиции того, какая обратная связь имеет место в данном объекте. Мы заметим, что в объекте имеется две внутренние обратные связи, причем обе эти обратные связи имеют знакопеременный характер, то есть про обе эти обратные связи нельзя с определенностью сказать, положительные ли они, или отрицательные.

Если в объекте имеет место отрицательная обратная связь, она, скорее всего, может вносить стабилизирующий вклад. Положительная

обратная связь всегда осуществляет дестабилизирующее действие. Две положительные обратные связи – это очень мощный дестабилизирующий фактор, с которым крайне трудно бороться. Первый интегратор в модели объекта при условии, что он охвачен положительной обратной связью, будет приводить к резкому возрастанию сигнала на его выходе. Если выходной сигнал первого интегратора и выходной сигнал второго интегратора имеют одинаковый знак, тогда первый внутренний контур имеет положительную обратную связь, что приведет к резкому росту сигнала в объекте, и едва ли контур стабилизации сможет справиться с этим ростом, тем более что это – не единственная проблема в данном объекте. Коэффициент обратной связи в этом контуре, согласно условию задачи, может изменять знак, он изменяется в пределах  $-2 \leq a_1 \leq 5$ , поэтому ситуация может измениться, связь может стать положительной и в том случае, если выходные сигналы указанных интеграторов имеют разные знаки. Кроме того, имеется ещё одна внутренняя обратная связь в объекте, в виде квадрата сигнала с выхода второго интегратора, эта величина суммируется с отрицательным коэффициентом. Квадрат этой величины всегда положительный, поэтому если выходная величина положительна, то обратная связь отрицательна, но если эта величина отрицательна, тогда возведение в квадрат делает величину положительной, отрицательный коэффициент делает её отрицательной. Итак, обратная связь по знаку совпадает с причиной, которая её породила, то есть обратная связь в этом случае положительная. Следовательно, в модели объекта имеются два контура, каждый из которых в зависимости от знаков сигнала могут стать положительными по-отдельности или совместно. Этот объект не просто «нестационарный», его математическая модель обладает склонностью к лавинообразному нарастанию сигналов, преобразуемых в нем и формируемых на его выходе. Чтобы утверждать, что автору удалось управлять этим объектом, следовало бы это доказать более наглядно. Приводимые графики воспроизвести не удаётся.

Сомнения в успешности также порождаются и тем фактом, что желаемое уравнение замкнутой системы задано в следующем виде, мы позволим себе процитировать дословно: «Требования к переходным процессам системы следующие:  $t_n \leq 4c$ ;  $\sigma \leq 5\%$ ; статическая ошибка отсутствует. В соответствии с ними сформировано эталонное уравнение в виде

$$D(s) = s^3 + 6s^2 + 16s + 16 = 0.$$

Во-первых, отметим, что желаемое уравнение – это уравнение, связывающее входную и выходную величины. Мы не видим в процитированном выше соотношении не

входной величины, ни выходной величины. В приведенном соотношении написан так называемый «характеристический полином» системы, который приравнен к нулю. Это называется характеристическим уравнением, а не желаемым. В этой же статье приводятся выше методы задания желаемого уравнения системы, см. выше. Согласно теоретической вводимой части, желаемое уравнение должно задаваться в виде соотношения, в котором в правой части стоит старшая производная, а в левой части – функция от входного сигнала, выходного сигнала и всех его производных, кроме самой старшей.

Уделим некоторое внимание методам демонстрации успеха на примере приведенных графиков переходных процессов. Если бы пятый раздел продолжал терминологию предшествующих разделов, то следовало бы написать, что желаемое уравнение системы имеет следующий вид:

$$\ddot{y}(t) = y_0 - 16y - 16\dot{y} - 6\ddot{y}. \quad (21)$$

Если бы уравнение имело такой вид, можно было бы согласиться, что теоретическая часть и экспериментальная часть имеют какую-то логическую связь и написаны одним автором.

Кроме того, обратим внимание на свободный член. Он должен быть единичным. Вместо величины 16 перед  $y$  должна стоять единица, в противном случае система с таким характеристическим полиномом не выполняет своих функций. Судя по структуре, приведенной на *Рис. 13*, замкнутая система должна быть именно такой, чтобы иметь свободный член в характеристическом полиноме, равным единице. Судя по приведенным в статье графикам переходных процессов, система также не имеет статической ошибки, либо она чрезвычайно мала, поэтому коэффициент при свободном члене должен быть равен единице. Почему это не так – вопрос к автору публикации [1]. Впрочем, подобная небрежность продемонстрирована и в другой статье этого автора [6], которая справедливо критиковалась в публикации [7].

Рассмотрим, что нам демонстрируют результаты испытаний рассчитанной системы. Предположим, что продемонстрированные переходные процессы действительно получены в той модели, которая показана на *Рис. 13*. В статье даны следующие переходные процессы: а) график эталонного переходного процесса (ничего не доказывает, это просто желание); б) график якобы фактического переходного процесса в виде отклика системы на ступенчатый единичный скачок сигнала задания  $y_0$ , этот сигнал полностью совпадает с первым графиком, только он приведен в другом цветовом исполнении; в) «изменение управляющего воздействия в системе» – этот сигнал **явно фейковый**, что мы поясним ниже; г) начальный участок того же сигнала в более крупном

масштабе по оси времени; *д*) трапецеидальный сигнал возмущения с амплитудой, равной двум, после чего он линейно ниспадает до единичного значения, затем резко становится нулевым; *е*) влияние возмущения на управление (вероятно, также фейковый график); *ж*) график изменения параметра  $a_1(t)$ ; *з*) влияние нестационарного параметра  $a_1(t)$  на управляющее воздействие.

Обратим внимание на то, что про первые два графика сказано, что они получены «при постоянных значениях параметров и отсутствии внешних возмущений». В тексте статьи не сказано, при каких именно «постоянных значениях параметров» получены данные графики. Следует ли понимать это так, что все эти графики получаются всегда одинаковыми, какими бы ни были значения указанных параметров? Параметров в этой модели имеется три, причем, коэффициент усиления прямого тракта изменяется в полтора раза, от 4 до 6. Коэффициенты обратной связи изменяются весьма существенно, но каждый из диапазонов включает в себя также и нулевое значение. Разумеется, если оба коэффициента нулевые, тогда объект преобразуется в линейный объект, состоящий из двух интеграторов с постоянным коэффициентом, изменяющимся в небольших пределах (от 4 до 6), управление таким объектом не представляет никакой проблемы, оно легко может быть выполнено. По-видимому, можно подобрать некоторые достаточно малые ненулевые значения двух коэффициентов  $a_1$  и  $a_2$ , при которых управление таким объектом также остается возможным и не слишком сложным. Но применительно к крайним значениям этих коэффициентов **продемонстрированный результат видится фейковым**, невозможным. Прежде чем указать на признаки фейка, мы зададим автору вопрос: допустимо ли исследовать нелинейную систему только по реакции системы на единичный ступенчатый скачок? Даже если бы объект был стационарным, то есть если бы все параметры были фиксированными, точно известными, вследствие нелинейности уравнения объекта (20) переходный процесс может быть весьма привлекательным при одном каком-то значении задания, и он может оказаться неприемлемым, неустойчивым при каком-то другом входном воздействии. Обратим внимание на то, что обе обратные связи пропорциональны квадрату сигнала, поэтому если, например, входной сигнал увеличится всего лишь вдвое, тогда сигналы обратных связей, которые, как мы уже отмечали, носят дестабилизирующий характер, возрастут квадратично, то есть в четыре раза. Если сигнал увеличить в 10 раз, то сигналы обратной связи возрастут в 100 раз и так далее. Мы не увидели в постановке задачи ограничений на входные сигналы. И обратно: если входной сигнал уменьшить, например, в 10 раз, тогда сигналы обратной связи уменьшатся в 100 раз и

так далее. Также обратим внимание на то, что вследствие указанной особенности, состоящей в том, что две внутренние обратной связи в зависимости от знака входного сигнала могут оказаться как положительными, так и отрицательными, подача на вход сигнала только одного знака не является демонстрацией достаточного исследования полученной системы. Это – азбука разработчика системы автоматического управления: если проектируется система управления нелинейным объектом, тогда результат проектирования следует верифицировать не одним набором графиков при фиксированном значении скачка, а семейством графиков переходных процессов. Даже если нелинейный элемент только один, то для проверки нужно семейство графиков, если же нелинейностей несколько, следует получать семейство семейств графиков переходных процессов и так далее. А в случае, когда наряду с нелинейностью имеются ещё и нестационарные свойства модели объекта, тогда исследование результата должно осуществляться ещё более детально и глубоко. Самой распространенной ошибкой студентов является перенос методики верификации линейных систем на процедуру верификации нелинейных систем. Действительно, если система линейная, тогда она одинаково реагирует на сигналы произвольной амплитуды, изменение амплитуды сигнала не имеет никакого смысла: если любой сигнал в линейной системе увеличить в  $N$  раз, тогда и соответствующий отклик в этой системе на этот сигнал увеличится ровно в  $N$  раз. По этой причине всегда выбирается сигнал с амплитудой, равной единице, и традиция строить отклики системы на единичный ступенчатый скачок целесообразна исключительно только для линейных систем. Нелинейные системы так не исследуют, и грамотный инженер или преподаватель в этой области знаний это знает. Не знать этого может только недостаточно внимательный студент, поскольку в курсе по теории автоматического управления это знание предполагается.

#### ПОЧЕМУ НЕЛЬЗЯ ВЕРИТЬ ПРИВЕДЕННЫМ ГРАФИКАМ

Мы указали на тот факт, что мы не верим приведенному графику управляющего сигнала, который дан в работе [1]. Для начала приведем это график из этой публикации, см. *Рис. 14*.

Установившееся значение этого сигнала равно единице, что нетрудно видеть из приведенного графика. Тем самым утверждается, что в равновесном режиме управляющий сигнал, поступающий на вход объекта (20), равен двум. Иными словами,  $u = 2$ . Мы приведем на *Рис. 15* фрагмент модели объекта, взятый из *Рис. 12*, который взят из публикации [1]. На этом фрагменте мы введем некоторые контрольные точки.

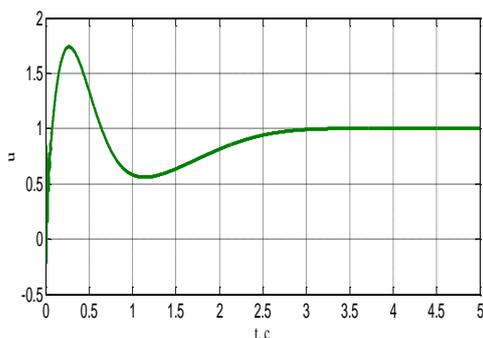


Рис. 14. Изменение управляющего воздействия в системе по Рис. 13, согласно публикации [1]

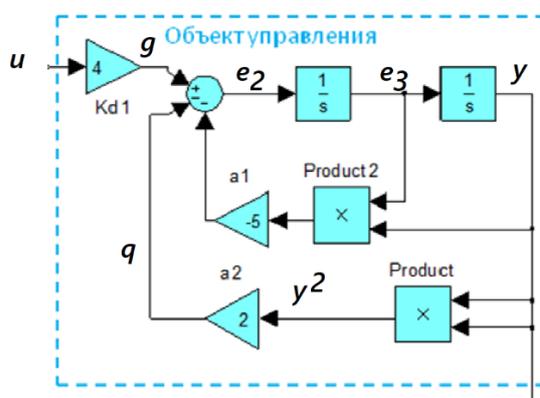


Рис. 15. Фрагменты модели объекта из Рис. 13

Итак, на этом рисунке установившееся состояние сигнала управления равно  $u = 2$ , а предписанное значение выходного сигнала при этом, как мы знаем  $y = 1$ . Сигнал  $u$ , проходя через усилитель с коэффициентом, равным 4, формирует сигнал  $g = 4u = 8$ . В свою очередь, сигнал  $y$ , проходя через устройство возведения в квадрат и через усилитель с коэффициентом, равным двум, формирует сигнал  $q = 2$ . Поскольку мы обсуждаем равновесное состояние объекта, можно утверждать, что на входах обоих интеграторов сигналы равны нулю:  $e_2 = e_3 = 0$ . В этом случае нам известны все входные сигналы на суммирующем устройстве, из этого мы можем рассчитать выходной сигнал этого сумматора:  $e_2 = g - q = 8 - 2 = 6$ . Получается неувязка. Для того, чтобы на выходе этого сумматора сигнал был равен нулю, требуется, чтобы сигнал обратной связи  $q$  был равен восьми. Это могло бы иметь место, если бы коэффициент  $a_2$  принял значение, равное восьми. Но, как говорится, «при всем уважении к автору статьи» не получается такой вариант, ведь диапазон возможных значений для этого коэффициента задан:  $0 \leq a_2(t) \leq 2$ . При всем желании мы не можем признать, что сигнал, показанный на Рис. 14, соответствует сигналу управления объектом, показанным на Рис. 13. Следовательно, приведенный в обсуждаемой статье сигнал является **фейковым**.

В качестве «вишенки на торте» рассмотрим ещё два графика из этой же статьи в этих же условиях. На Рис. 16 представлен график изменения параметра  $a_1(t)$ ; на Рис. 17 показано влияние этого параметра на управляющее воздействие  $u(t)$ .

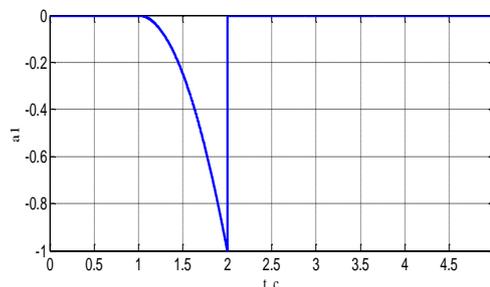


Рис. 16. График изменения параметра  $a_1(t)$  из публикации [1]

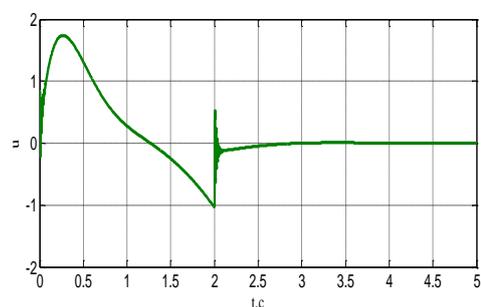


Рис. 17. Влияние нестационарного параметра  $a_1(t)$  на управляющее воздействие из публикации [1]

Во-первых, очень забавляет тот факт, что стартовое и окончательное значение указанного параметра равно нулю. То есть фактически до начала моделирования и к моменту окончания моделирования этот коэффициент был равен нулю. Тогда стоило ли о нем говорить? Ну, допустим, ладно, сначала был нулевым, потом возник ненулевой на некоторое время. В этих условиях сигнал управления изменился с нулевого до значения примерно 1,7, затем перешел через ноль, достиг значения -1, после чего стал нулевым. Тогда вновь обратимся к Рис. 15. Сигнал управления равен нулю, выходной сигнал равен единице, сигнал обратной связи равен двум:  $q = 2$ . Сигнал на выходе суммирующего устройства в этом случае вычисляем:  $e_2 = g - q = 0 - 2 = -2$ . Получили минус два, а должно быть ноль. Опять нестыковка. Опять фейковый сигнал, с большой долей вероятности. Этот сигнал мы называем **фейковым по вероятности**, поскольку можно придумать условия, оправдывающие такое значение сигналов. Например, не запрещено значение коэффициента, равное нулю. Но, во-первых, неэтично приводить на структурной схеме те коэффициенты, которые не соответствуют фактическим коэффициентам при моделировании, в этом случае следовало бы указать нулевой коэффициент на графике, или сообщить об этом в комментарии к

соответствующей иллюстрации переходного процесса, во-вторых, принятие этого коэффициента равным нулю является существенным упрощением математической модели объекта, упрощающим управление таким объектом. Так или иначе это все-таки фейк. Другой вариант попытки оправдать автора статьи [1] состоит в предположении, что данный график приведен при величине задания, равном нулю, то есть в этом случае в стационарном состоянии выходной сигнал также равен нулю. Но и против этого приходится возразить. Во-первых, в этом случае эту особенность следовало бы сообщить, во-вторых, в этом случае непонятным оказывается переходный процесс на первой секунде: на интервале от 0 до 1 секунды обсуждаемый параметр равен нулю, и входной сигнал в таком предположении также равен нулю, тогда что же порождает ненулевой переходный процесс? В данном случае какие бы мы оправдания ни пытались найти, нам не удаётся понять и принять этот сигнал за реально соответствующий модели, показанной на Рис. 13. Таким образом, этот сигнал обоснованно подозревается нами в том, что он также является фейком.

#### ТАИНСТВЕННЫЕ СОВПАДЕНИЯ ОШИБОК

Мы обратили уже внимание на то, что в статье [1] фильтр вида (18) по непонятным причинам называется дифференцирующим фильтром. Можно было бы предположить причину этой досадной ошибки в невнимательности или в том, что данный фрагмент текста написан студентом. Однако, к сожалению, подобную грубую ошибку мы нашли и в другой статье с участием этого же автора, а именно, в статье [6]. Действительно, в этой публикации читаем: «Реализация ПИД и ПИ<sup>2</sup>Д-регуляторов предполагает использование для получения дифференциальных составляющих специальных устройств. В данной работе предлагается с этой целью применить дифференцирующий фильтр, аналогичный тому, что давно используется в системах, основанных на методе локализации ... Его передаточная функция имеет следующий вид:

$$W_f(p) = \frac{1}{\mu^2 p^2 + 2d\mu p + 1} \text{ »}.$$

Это потрясает, на самом деле: как может профессор в области теории автоматического управления фильтр с подобной передаточной функцией в нескольких статьях упорно называть «дифференцирующим фильтром», если это – в чистом виде фильтр низких частот, это понять невозможно.

Эта странность повторяется наряду с упорным использованием некорректного названия регулятора, а именно, регулятор,

имеющий двукратное дифференцирование, упорно называется «ПИ<sup>2</sup>Д-регулятор», тогда как в мировой науке такой регулятор был бы назван «ПИД<sup>2</sup>-регулятор», чему имеется ряд подтверждений. Так, например, в публикациях [8 – 17] применяется термин «PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> Control», где буквенные индексы λ и μ применены именно как показатели степени при алгебраических символах, то есть указанный термин следует трактовать так: «управление, где имеется пропорциональный тракт, также интегрирующий тракт в степени λ и дифференцирующий тракт в степени μ». В полном соответствии с этой общепринятой в мире терминологией модификацию ПИД-регулятора, где содержится дополнительно тракт с двойным дифференцированием, следует называть «ПИД<sup>2</sup>-регулятор» [7].

В статье [1] предлагаемая структура регулятора описана как новая. Безусловно, «предлагаемая» структура регулятора новой не является, достаточно сопоставить рисунок в статье [1] с рисунком в статье с участием этого же автора в статье [6]. Поместим эти два рисунка, чтобы наши читатели могли их сравнить. На Рис. 18 приведена структура из статьи [6], на Рис. 19 приведена структура из статьи [1]. Применены несколько отличающиеся обозначения, вместо символа дифференцирования  $p$  применен аргумент преобразования Лапласа  $s$ , такая замена  $p \leftrightarrow s$  часто встречается в статьях по теории автоматического управления. Также изменены название констант, а добавление коэффициента последовательно с объектом не делает эту структуру принципиально отличающейся.

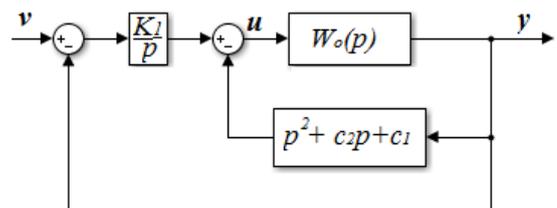


Рис. 18. Структурная схема системы с «ПИ<sup>2</sup>Д-регулятором» (не правильный термин) из публикации [6]

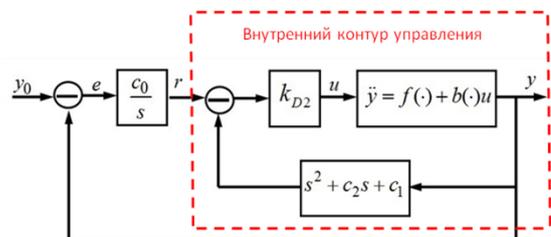


Рис. 19. Структурная схема системы с «ПИ<sup>2</sup>Д-регулятором» (не правильный термин) из публикации [1]

Здесь не обсуждается вопрос приоритета этой структуры, поскольку эти статьи написаны тем же автором, и данная структура и в публикации [6] не является новой и на новизну не претендует. Мы лишь отмечаем, что очередная статья пытается доказать эффективность той же самой структуры, для чего излагаются теоретические основания для её применения, а также даны якобы модельные подтверждения эффективности этой структуры. На этом материале строится очередная публикация, не первая и не последняя в этой череде. Проблема не в отсутствии новизны этой структуры, а в отсутствии полезности этой структуры как таковой, и, соответственно, в ошибочности утверждений о том, насколько такая структура полезна. Поскольку эта структура предлагалась в качестве полезной не только для управления нелинейными объектами, но и для управления линейными объектами, доказательство бесполезности этой структуры можно делать не только методом моделирования нелинейных систем с таким регулятором, но и путем моделирования линейных систем с этим регулятором. Во всяком случае, для опровержения полезности этой структуры в случае линейной системы всё необходимое уже сделали другие авторы, поэтому достаточно дать ссылку на эту статью, которая уже упоминалась, а именно, это публикация [7]. Если нашим читателям покажется, что эта статья недостаточно детально вскрывает отсутствие полезности структуры по Рис. 18, мы можем выполнить и предложить собственные результаты моделирования такой системы, в том числе и с объектом из публикации [6], или с любым другим объектом, для которого структура подобного вида выдвигается как полезная. В задачи данной статьи этот процесс не входит.

#### СОБСТВЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МОДЕЛИРОВАНИЕМ

Мы осуществили некоторые пробные моделирования объекта, рассматриваемого в публикации [1] и в этой работе. На Рис. 20 показана модель для моделирования объекта в программе *VisSim*. Далее на Рис. 21 показаны переходные процессы в этой модели при подаче синусоидальных сигналов различной амплитуды, амплитуда указана рядом с графиками. На Рис. 22 показаны аналогичные переходные процессы в этой модели при подаче ступенчатых отрицательных скачков различной амплитуды, амплитуда указана рядом с графиками. Видно, что объект ведёт себя существенно по-разному при подаче положительных и отрицательных сигналов. Этот объект существенно неустойчивый. Мы не утверждаем, что этим объектом невозможно управлять. Но этим объектом достоверно не получится управлять при использовании того регулятора, который предлагается в статье [1],

это проверено моделированием. Моделирование в программе *VisSim* тождественно практическому испытанию алгоритма управления, поскольку если система, действительно, робастная, её моделирование в этой программе будет корректным, а если моделирование корректным не получается, следовательно, система достоверно негрубая, и уж тем более не робастная. Мы в данном случае под грубой системой понимаем систему, переходный процесс в которой несущественно изменяется при изменении коэффициентов в четвертом знаке, т.е. на уровне 0,01%, а робастной системой называем такую, переходные процессы в которой практически не изменяются, или изменяются слабо и несущественно с позиции их качества при изменении параметров в заданном диапазоне, который заведомо больше 10%. Поэтому утверждение, что в данной статье разработан робастный регулятор для такого объекта является фейком.

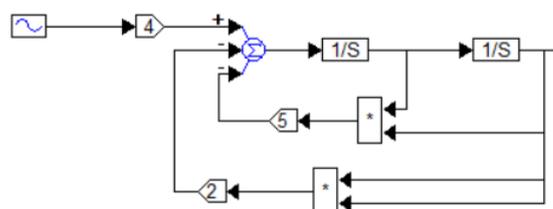


Рис. 20. Модель объекта в программе *VisSim*

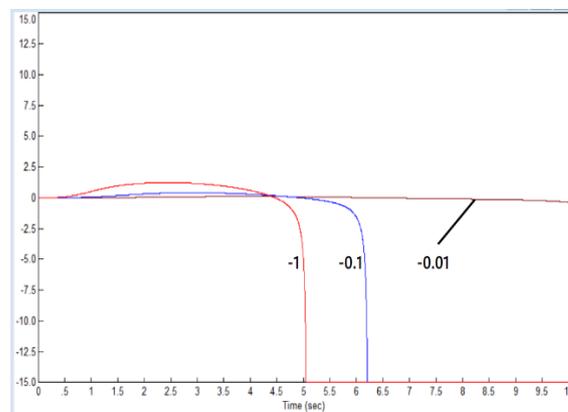


Рис. 21. Переходные процессы в объекте с моделью по Рис. 20 при подаче синусоидальных сигналов различной амплитуды (значение амплитуды указано рядом с графиком)

Данный объект (20), как мы уже отмечали, является существенно нелинейным, содержит существенно дестабилизирующие его обратные связи. В сравнении с этим объектом перевернутый маятник не представляет никакой сложности, сложность данного объекта несопоставимо выше. Предположительно, этот объект не соответствует никакой практической задаче, не описывает никакой реальный объект. Если он выдуман для учебных целей, тогда обращаться с этим объектом следовало бы

предельно корректно, чтобы учебные цели были реально достигнуты.

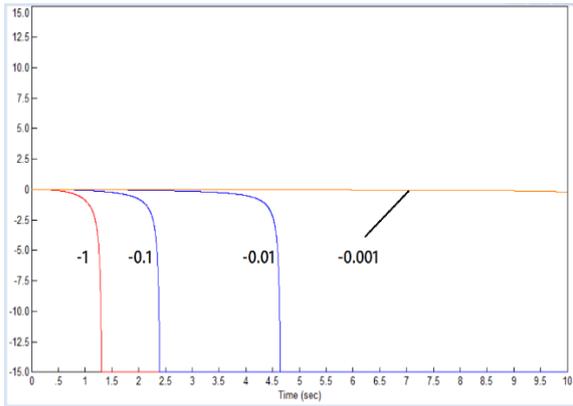


Рис. 22. Переходные процессы в объекте с моделью по Рис. 20 при подаче синусоидальных сигналов различной амплитуды со сдвигом фазы на половину периода (значение амплитуды указано рядом с графиком)

Данный объект можно слегка модифицировать, чтобы он стал в некоторой степени управляемым. Например, если ввести вычисление модуля из выходного сигнала в тех двух случаях, где он служит переменным коэффициентом обратной связи, тогда объект приобретет вполне управляемый вид. В этом случае уравнение объекта будет следующим:

$$\ddot{y} = a_1(t)|y|\dot{y} - a_2(t)|y|y + b(t)u + M(t). \quad (22)$$

На Рис. 23 показана модель такого объекта в программе VisSim. На Рис. 24–26 показаны соответствующие переходные процессы на выходе такого объекта при подаче на его вход ступенчатых и гармонических сигналов.

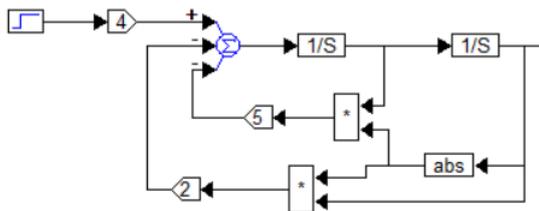


Рис. 23. Модифицированная модель объекта в программе VisSim (введен модуль для выходного сигнала, используемого в качестве сомножителя)

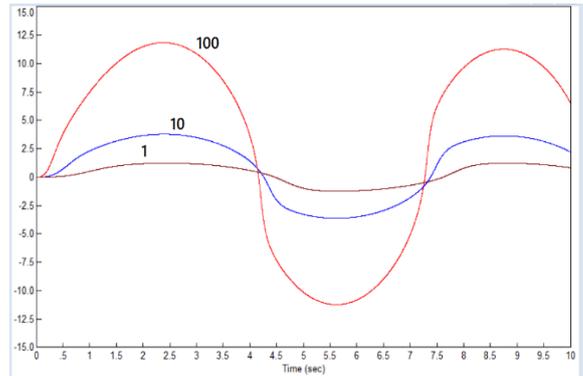


Рис. 24. Переходные процессы в объекте с моделью по Рис. 23 при различных амплитудах положительного единичного ступенчатого скачка (значение амплитуды указано рядом с графиком)

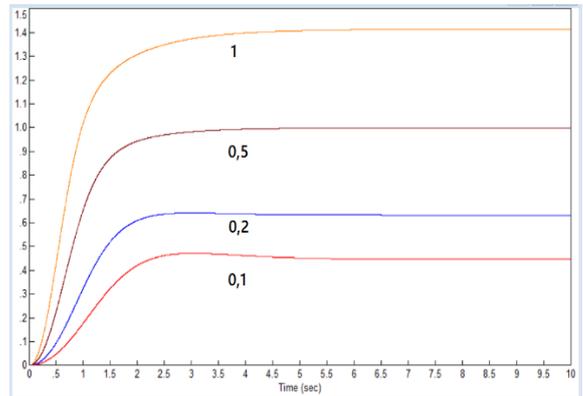


Рис. 25. Переходные процессы в объекте с моделью по Рис. 23 при различных амплитудах положительного единичного ступенчатого скачка (значение амплитуды указано рядом с графиком)

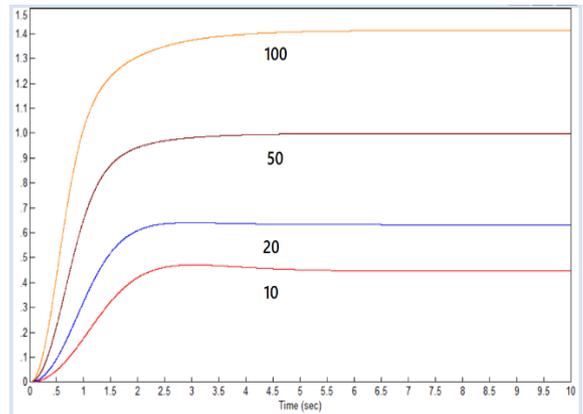


Рис. 26. Переходные процессы в объекте с моделью по Рис. 23 при различных амплитудах положительного ступенчатого скачка, продолжение (значение амплитуды указано рядом с графиком)

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выводы по статье [1], сделанные автором в этой статье, представляются необоснованными и ошибочными. Мы не беремся указать причину, по которой данная статья была написана в таком виде. Причины могут быть разными, может оказаться, что подвело программное

обеспечение, может быть, в статье использованы недостаточно достоверные результаты исследований студента, могут быть и иные причины.

Поскольку данная статья написана в научный журнал, мы выступаем в ней только в форме научной дискуссии, которая в науке является основной движущей силой развития науки. Наша статья ни в коей мере не ставит под сомнение квалификацию авторов обсуждаемой статьи. Автор надеется, что, возможно, он не учел каких-то особенностей моделирования. Если нашими читателями будут найдены ошибки в настоящей статье, мы с благодарностью изучим контраргументы. Опубликование различных мнений мы считаем наиболее действенным инструментарием научных дискуссий, ведь мы согласны с утверждением «В споре рождается истина», имея в виду спор научный, с внимательным принятием к сведению всех аргументов оппонентов, с использованием научных обоснований и исключительно научных методов ведения дискуссий во имя истины и во славу науки.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Французова Г. А. Синтез робастных систем с ПИ2Д-регулятором для нелинейных объектов с переменными параметрами. Автоматика и программная инженерия. 2018. № 2 (24). С. 9–16. <http://jurnal.nips.ru/sites/default/files/AaSI-2-2018-1.pdf>
- [2] Wang, Y.; Chen, G. Formalization of Laplace Transform in Coq, 2017 International Conference on Dependable Systems and Their Applications (DSA), 2017, pp. 13-21, doi: 10.1109/DSA.2017.12.
- [3] Erfani, S.; Ahmadi, M. Fundamentals of generalized Laplace transform techniques for linear time-varying systems, ISSCS 2011 - International Symposium on Signals, Circuits and Systems, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISSCS.2011.5978707.
- [4] Adams, J. L.; Veillette, R. J.; Hartley T. T.; Adams, L. I. Restrictions on the inverse Laplace transform for fractional-order systems, ICFDA'14 International Conference on Fractional Differentiation and Its Applications 2014, 2014, pp. 1-8, doi: 10.1109/ICFDA.2014.6967367.
- [5] Fulton, D. Explaining complex power, in IEEE Power Engineering Review, vol. 19, no. 6, pp. 47-, June 1999, doi: 10.1109/39.768516.
- [6] Г.А. Французова, Е.П. Котова. Расчёт и исследование возможностей систем автоматического управления с типовым ПИД-регулятором и модифицированным ПИ2Д-регулятором. Автоматика и программная инженерия. 2017. № 1 (19). С. 10–15. <http://jurnal.nips.ru/sites/default/files/%D0%90%D0%B8%D0%9F%D0%98-1-2017-1.pdf>
- [7] Д.О. Терешкин, В.М. Семибаламут. О корректности терминологии и корректности использования ПИ<sup>2</sup>Д, ПИД<sup>2</sup>, ПИ<sup>2</sup>Д<sup>2</sup>, ПЛ и подобных регуляторов. Автоматика и программная инженерия. 2017. № 3 (21). С. 123–134. <http://jurnal.nips.ru/sites/default/files/AaSI-3-2017-12.pdf>
- [8] Podlubny, I. Fractional Order Systems and PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> Controllers. IEEE Trans. Autom. Control 1999, 44, 208–214. [CrossRef]
- [9] Dorcak, L.; Terpak, J.; Papajova, M.; Dorcakova, F.; Pivka, L. Design of the fractional-order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> controllers based on the optimization with self-organizing migrating algorithm. Acta Montan. Slovaca 2007, 12, 285–293.
- [10] Abraham, A.; Biswas, A.; Das, S.; Dasgupta, S. Design of Fractional Order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> Controllers with an Improved Differential Evolution. Available online: [http://www.softcomputing.net/gecco2008\\_abraham.pdf](http://www.softcomputing.net/gecco2008_abraham.pdf) (accessed on 21 January 2022).
- [11] Bettoua, K.; Charef, A. Control quality enhancement using fractional PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> controller. Int. J. Syst. Sci. 2009, 40, 875–888. [CrossRef]
- [12] El-Khazali, R. Fractional-order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> controller design. Comput. Math. Appl. 2013, 66, 639–646. [CrossRef]
- [13] Ranganayakulu, R.; Uday, B.B.; Rao, A.; Patle, D. A comparative study of fractional order PI<sup>λ</sup>/PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> tuning rules for stable first order plus time delay processes. Resour. Effic. Technol. 2016, 2, 136–152. [CrossRef]
- [14] Pan, Z.; Wang, X.; Hoang, T.; Chen, Y.; Tian, L. Design and Application of Fractional Order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> Controller in Grid-Connected Inverter System. In Proceedings of the ASME 2017 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference, Cleveland, OH, USA, 6–9 August 2017.
- [15] Puangdownreong, D. Optimal PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> Controller Design Based on Spiritual Search for Wind Turbine Systems. Int. J. Innov. Comput. Inf. Control 2019, 15, 2259–2273.
- [16] Tytiuk, V.; Chorny, O.; Baranovskaya, M.; Serhienko, S.; Zachepa, I.; Tsvirkun, L.; Kuznetsov, V.; Tryputen, N. Synthesis of a Fractional-Order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup>-controller for a Closed System of Switched Reluctance Motor Control. Ind. Control Syst. 2019, 2, 35–42. [CrossRef]
- [17] Mohammed, R. Quadrotor Control Using Fractional-Order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> Control. JACET 2019, 5, 1–10.



**Вадим Жмудь** – заместитель директора АО «НИПС», доктор технических наук, доцент, главный научный сотрудник ИЛФ СО РАН, старший научный сотрудник Алтае-Саянского филиала ФГБУН Геофизической службы РАН.

E-mail: [oa0\\_nips@bk.ru](mailto:oa0_nips@bk.ru)

630090, Новосибирск, просп. Академика Лаврентьева, д. 6/1



**Александр Ляпидевский** -  
Кандидат экономических наук,  
директор Новосибирского  
института программных систем,  
автор около 100 научных статей.  
Область научных интересов и  
компетенций - программные  
системы и инструменты,  
инновационные технологии.

E-mail: [nips@nips.ru](mailto:nips@nips.ru)

Россия, Новосибирск, 630090,  
просп. Ак. Лаврентьева 6/1. НИПС.

Статья поступила 08.07.2022.

## On Possible Causes of Incorrect Modeling of Locked Dynamical Systems

V.A. Zhmud<sup>1,2,3</sup>, A.V. Liapidevskiy<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Novosibirsk Institute of Program Systems, Russia

<sup>2</sup>Institute of Laser Physics SB RAS, Russia

<sup>3</sup>Altai-Sayan Branch of the Federal State Budgetary Institution of Science of the Geophysical Service of the RAS

*Abstract:* Sometimes, when modeling locked-loop control systems, researchers make mistakes, in which case the simulation results cannot be trusted. It may not show up at all. One of the reasons that modeling errors will not be revealed may be that the paper did not arouse anyone's interest, even the authors themselves do not intend to use its results. This, unfortunately, happens when a paper is written only for the sake of the fact of publication. In this case, invented objects are used for modeling, with models that do not correspond to any real object. No one is going to check in practice the performance of the calculated regulators. Another reason may be overly ideal modeling, which does not make a difference between a realistically possible simulation of the operation of a system using signal transformation, and purely mathematical operations that do not use the determination of estimates of derivatives from their signals, but the ideal derivatives of signals based on knowledge of the mathematical models of used signals. It cannot be ruled out that in some cases the reasons for errors are the lack of competence of the authors. In any case, it is useful to deal with such examples of insufficiently careful modeling and publication of papers claiming achievements that the researchers did not actually receive. In one article, of course, it is impossible to deal in detail with all the erroneous publications, even in one very narrow area, but even individual examples can serve to restore the scientific approach. This paper analyzes some typical errors in modeling locked dynamic systems and in designing a controller for them. The paper may be useful not only for students and graduate students, but also for some teachers in the subject "Theory of automatic control" in the course "Control in technical systems".

*Key words:* PID controller, nonlinear plant, simulation, robust system optimization, MATLAB, Simulink, VisSim.

### REFERENCES

- [1] G.A. Frantsuzova. Robust Systems Synthesis with PI2D-controller for Nonlinear Objects with Variable Parameters. *Automatics & Software Engineering*. 2018. № 2 (24). P. 9–16. <http://jurnal.nips.ru/sites/default/files/AaSI-2-2018-1.pdf>
- [2] Wang, Y.; Chen, G. Formalization of Laplace Transform in Coq, 2017 International Conference on Dependable Systems and Their Applications (DSA), 2017, pp. 13-21, doi: 10.1109/DSA.2017.12.
- [3] Erfani, S.; Ahmadi, M. Fundamentals of generalized Laplace transform techniques for linear time-varying systems, ISSCS 2011 - International Symposium on Signals, Circuits and Systems, 2011, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISSCS.2011.5978707.
- [4] Adams, J. L.; Veillette, R. J.; Hartley T. T.; Adams, L. I. Restrictions on the inverse Laplace transform for fractional-order systems, ICFDA'14 International Conference on Fractional Differentiation and Its Applications 2014, 2014, pp. 1-8, doi: 10.1109/ICFDA.2014.6967367.
- [5] Fulton, D. Explaining complex power, in *IEEE Power Engineering Review*, vol. 19, no. 6, pp. 47-, June 1999, doi: 10.1109/39.768516.
- [6] G.A. Frantsuzova, E.P. Kotova. Calculation and Research of Possibilities of Automatic Control Systems with Standard PID- and Modified PI2D-controller. *Automatics & Software Engineering*. 2017. № 1 (19). P. 10–15. <http://jurnal.nips.ru/sites/default/files/%D0%90%D0%B8%D0%9F%D0%98-1-2017-1.pdf>
- [7] D.O. Tereshkin, V.M. Semibalamut. About Correctness of the Name PI<sup>2</sup>D, PID<sup>2</sup>, PI<sup>2</sup>D<sup>2</sup>, PL and Similar Regulators. *Automatics & Software Engineering*. 2017. № 3 (21). P. 123–134. <http://jurnal.nips.ru/sites/default/files/AaSI-3-2017-12.pdf>
- [8] Podlubny, I. Fractional Order Systems and PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> Controllers. *IEEE Trans. Autom. Control* 1999, 44, 208–214. [CrossRef]
- [9] Dorcak, L.; Terpak, J.; Papajova, M.; Dorcakova, F.; Pivka, L. Design of the fractional-order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> controllers based on the optimization with self-

- organizing migrating algorithm. *Acta Montan. Slovaca* 2007, 12, 285–293.
- [10] Abraham, A.; Biswas, A.; Das, S.; Dasgupta, S. Design of Fractional Order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  Controllers with an Improved Differential Evolution. Available online: [http://www.softcomputing.net/gecco2008\\_abraham.pdf](http://www.softcomputing.net/gecco2008_abraham.pdf) (accessed on 21 January 2022).
- [11] Bettoua, K.; Charef, A. Control quality enhancement using fractional  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controller. *Int. J. Syst. Sci.* 2009, 40, 875–888. [CrossRef]
- [12] El-Khazali, R. Fractional-order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  controller design. *Comput. Math. Appl.* 2013, 66, 639–646. [CrossRef]
- [13] Ranganayakulu, R.; Uday, B.B.; Rao, A.; Patle, D. A comparative study of fractional order  $PI^{\lambda}/PI^{\lambda}D^{\mu}$  tuning rules for stable first order plus time delay processes. *Resour. Effic. Technol.* 2016, 2, 136–152. [CrossRef]
- [14] Pan, Z.; Wang, X.; Hoang, T.; Chen, Y.; Tian, L. Design and Application of Fractional Order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  Controller in Grid-Connected Inverter System. In *Proceedings of the ASME 2017 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, Cleveland, OH, USA, 6–9 August 2017.
- [15] Puangdownreong, D. Optimal  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  Controller Design Based on Spiritual Search for Wind Turbine Systems. *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control* 2019, 15, 2259–2273.
- [16] Tytiuk, V.; Chorny, O.; Baranovskaya, M.; Serhienko, S.; Zacheva, I.; Tsvirkun, L.; Kuznetsov, V.; Tryputen, N. Synthesis of a Fractional-Order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -controller for a Closed System of Switched Reluctance Motor Control. *Ind. Control Syst.* 2019, 2, 35–42. [CrossRef]
- [17] Mohammed, R. Quadrotor Control Using Fractional-Order  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  Control. *JACET* 2019, 5, 1–10.



**Vadim Zhmud** – Vice-Head of NIPS, Assistant Professor, Doctor of Technical Sciences, Chief Researcher, ILP SB RAS, Senior Researcher, Altai-Sayan Branch, Geophysical Survey RAS.  
E-mail: [oao\\_nips@bk.ru](mailto:oao_nips@bk.ru)

630073, Novosibirsk,  
str. Prosp. Lavrientieva, h. 6/1



**Alexander V. Liapidevskiy**, PhD in Economics, director of the Novosibirsk Institute of Program (Software) Systems, the author of about 100 scientific articles. Area of scientific interests and competences - software systems and tools, innovative technologies.  
E-mail: [nips@nips.ru](mailto:nips@nips.ru)  
Russia, Novosibirsk, 630090, prosp. Ak. Lavrentieva 6/1. NIPS.

The paper has been received on 08/07/2022.