

**СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО
УПРАВЛЕНИЯ ЧИСЛЕННЫМ МЕТОДОМ**

В. И. Гончаров¹, Т. Б. Ле¹, В. А. Онуфриев²

¹ Национальный Исследовательский Томский Политехнический Университет,
Российская Федерация, г. Томск, ул. Проспект Ленина, 30

²Томский Государственный Университет Систем Управления и Радиоэлектроники
Российская Федерация, г. Томск, ул. Проспект Ленина, 40

Предложен численный метод синтеза регуляторов импульсных систем автоматического управления (САУ), ориентированный на компьютерные технологии, интерполяционные процедуры и итерационные способы приближения к искомому решению.

В основу подхода положен метод обратных задач динамики и вещественный интерполяционный метод расчета линеаризованных динамических систем.

Приведены краткие сведения о методе, способ перевода моделей систем в дискретную форму и алгоритм параметрического синтеза регулятора. Настраиваемым параметром является заданная величина перерегулирования. Технология настройки может быть расширена на робастность САУ с учетом времени установления. Предложенный метод характеризуется малыми вычислительными затратами, что позволяет использовать его в режиме реального времени, например, в самонастраивающихся САУ.

Ключевые слова: импульсная система автоматического управления, синтез регуляторов, вещественный интерполяционный метод.

1. ВВЕДЕНИЕ

В достаточно общей постановке задача синтеза регулятора линеаризованной импульсной системы может быть сведена к составлению и решению уравнения вида

$$W_{\text{жс}}^3(z) \cong \frac{W_p(z)W_{\text{нп}}(z)}{1 + W_p(z)W_{\text{нп}}(z)k_{\text{ос}}}, \quad (1)$$

которое входят передаточные функции $W_{\text{жс}}^3(z)$ эталонной (желаемой) системы, приведенной непрерывной части $W_{\text{нп}}(z)$, регулятора $W_p(z)$, а также коэффициент обратной связи $k_{\text{ос}}$. В уравнении известны функции $W_{\text{жс}}^3(z)$, $W_{\text{нп}}(z)$. Коэффициент $k_{\text{ос}}$ также может быть отнесен к известным исходным данным, по крайней мере, его всегда можно найти из условий конкретной задачи [1],[3]. В отношении неизвестной передаточной функции регулятора $W_p(z)$ положим, что она известна

$$W_p(z) = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + 1}, \quad m \leq n \quad (2)$$

с точностью до коэффициентов $b_m, b_{m-1}, \dots, b_0, a_n, a_{n-1}, \dots, a_1$.

Отметим, что в большинстве реальных задач порядок передаточной функции (2) не превышает второго, по крайней мере к этому стремятся по определенным причинам [2]. Пока в интересах общности задачи это ограничение не будем использовать.

В целях сокращения числа операций переходят от уравнения (1) к эквивалентной форме

$$W_{\text{ж}}^P(z) \cong W_P(z)W_{\text{нп}}(z), \quad (3)$$

которая описывает поведение системы в разомкнутом состоянии. Методы составления и решения уравнений синтеза (1), (3) известны [1] - [5]. В то же время имеются требования практики, предъявление которых к синтезируемой САУ изменяют условия решения задачи. Сюда относится, например, получение регулятора низкого порядка при условии достижения минимального или, в более общем случае, заданного перерегулирования [2]. Имеются и другие требования, которые могут придавать особенности постановкам задач синтеза импульсных САУ. Сюда относятся требования по быстродействию, перерегулированию, робастности и другие. Аналитический путь решения таких задач затруднителен, а в случае предъявления двух-трех требований этого плана едва ли возможен. Поэтому в работе рассматривается численный подход к решению подобных задач, основанный на итерационных процедурах. Он позволяет синтезировать регуляторы заданного, прежде всего низкого порядка в условиях предъявления указанных и иных требований к динамике синтезируемой САУ. Подход базируется на вещественном интерполяционном методе (ВИМ), позволяющем привлекать численные методы, использовать модели САУ в форме вещественных функций, реализовывать итерационные процедуры приближения к искомому решению [6]. Для пояснения особенностей подхода и его основ ниже приведены краткие сведения о методе, необходимые для решения задач синтеза регуляторов импульсных САУ.

2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ВЕЩЕСТВЕННОМ ИНТЕРПОЛЯЦИОННОМ МЕТОДЕ

ВИМ относится к числу методов, оперирующих математическими описаниями динамических систем из области изображений. Использование таких моделей само по себе создает определенные преимущества по сравнению с моделями из области времени. Они вытекают из того, что выполнение некоторых операций в области изображений оказывается более выгодным по сравнению с аналогичными операциями в области времени. Показательный пример для класса непрерывных функций: операция дифференцирования в области времени замещается операцией умножения в области изображений, что оказывается более экономичным в вычислительном смысле. Эта существенная черта моделей области изображений сохраняется в ВИМ. В то же время появляются другие привлекательные особенности метода [6]. Пожалуй, главная из них состоит в том, что получаемые функции-изображения имеют вещественный аргумент. Важность этой особенности проявляется в возможности широкого привлечения численных методов действий над такими функциями, тогда как в случае изображений с комплексным аргументом подобные операции проблематичны. В развитие этого перспективного направления в течении нескольких десятилетий вложили труд многие ученые мира, из которых решающие результаты вне сомнения принадлежат профессору Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения И.А. Огурку [7].

Получение изображений с вещественным аргументом в рамках ВИМ осуществляется по правилу

$$F(v) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_0)v^{-k}, \quad v \in [c_v, \infty), c_v \geq 1, \quad (4)$$

в котором значение параметра c_v выбирается из условия сходимости ряда. Формулу (4) можно рассматривать как частный случай дискретного преобразования Лапласа и z -преобразования. Такой взгляд не только систематизирует знания в этой области, но имеет важные практические последствия: он дает возможность использовать формальный способ получения вещественных изображений $F(v)$ по изображениям $F(z)$, используя при решении задач хорошо разработанные таблицы соответствия оригиналов и z -изображений.

Отметим также, что для получения вещественных функций-изображений можно предложить множество вариантов формул прямого преобразования, близких к виду (4). Но ни одна из них не будет иметь столь простой взаимно однозначной связи между функциями $F(z)$ и $F(v)$, а потому не будет сопровождаться значимой по своим последствиям возможностью формальной замены комплексной переменной z на вещественную v .

Для привлечения численных методов действий над вещественными функциями $F(v)$ предусмотрен переход к дискретной форме $\{F(v_i)\}_{i=1}^{\eta} = \{F(v_1); F(v_2); \dots; F(v_{\eta})\}$, называемой численной характеристикой. Ее элементы $F(v_i)$, $i = \overline{1, \eta}$ определены как значения функции $F(v)$ в узлах

$$c_v \leq v_1 < v_2 < \dots < v_{\eta}. \quad (5)$$

Рекомендации по выбору узлов имеются [6],[7].

В приложении к задачам синтеза регуляторов на основе ВИМ общая схема может быть сформирована как двухэтапная процедура. Рассмотрим ее. На первом этапе по известной функции времени $f(kT_0)$ находят элементы численной характеристики $\{F(v_i)\}_{i=1}^{\eta}$. Это можно сделать, например, по формуле

$$F(v_i) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT_0)v_i^{-k}, \quad v_i \in [c_v, \infty), c_v \geq 1, \quad (6)$$

следующей из (4). На втором этапе вычисляются коэффициенты искомой формы

$$F(z) = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + 1}, \quad m \leq n. \quad (7)$$

С этой целью осуществляется перевод функции (7) в вещественную форму и ее дискретизация по ранее принятым узлам. Преобразование приводит к дискретному представлению

$$F(v_i) = \frac{b_m v_i^m + b_{m-1} v_i^{m-1} + \dots + b_1 v_i + b_0}{a_n v_i^n + a_{n-1} v_i^{n-1} + \dots + a_1 v_i + 1}, \quad i = \overline{1, \eta}, \quad (8)$$

которое имеет смысл системы η линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). При выполнении условия $\eta = m + n + 1$ система уравнений (8) имеет решение и оно единственно [6]. Техника перехода от функций времени к изображениям может быть применена к решению близкой и важной задачи – формированию передаточных функций эталонных систем по заданным временным динамическим характеристикам [6]. Для обеспечения сходимости ряда следует ограничить переменную v снизу, приняв $c_v \geq 1$.

Важно, что приведенные формулы, как уже отмечалось, можно рассматривать в качестве частного случая z -преобразования. Это дает возможность использовать таблицы соответствий оригиналов и их z -изображений, например, в задаче обращения – при переходе от вещественных изображений $F(v)$ к оригиналам $f(kT_0)$, находить изображения $F(v)$ по функциям $F(z)$ путем формальной замены $z \rightarrow v$, решать более простым образом другие задачи.

Для представления вещественных изображений в ЭВМ привлекаются модели в виде численных характеристик.

3. УРАВНЕНИЕ СИНТЕЗА В ВЕЩЕСТВЕННОЙ ФОРМЕ

На основании изложенного можно говорить об определенных привлекательных особенностях ВИМ. По крайней мере, он удобен для поиска регуляторов численным способом, обеспечивая сравнительно низкую сложность алгоритмов, что важно всегда, но особенно – в случае систем, работающих в реальном времени.

Последовательность действий при синтезе регуляторов представим в виде алгоритма. Первый шаг состоит в переводе уравнения (3) в вещественную форму. Наиболее простой вариант – формальная замена переменных $z \rightarrow v$. Как уже было сказано, это возможно, если все функции, входящие в уравнение, соответствуют устойчивым элементам. Очевидно, что это условие фактически сводится к требованию устойчивости объекта управления, так как желаемая система и регулятор должны быть устойчивы по исходным данным. Дополнительно отметим, что в случае нарушения условия устойчивости в отношении какого-либо элемента САУ, подход и алгоритм остаются справедливыми, но на вещественную переменную v должно быть наложено упомянутое ограничение $c_v \geq 1$. Пока в целях рассмотрения главного – алгоритма синтеза – будем упрощать задачу, полагая объект устойчивым. Итак, осуществив в (3) замену комплексной переменной z на вещественную v , получим искомую форму уравнения

$$W_{\text{ж}}^P(v) \cong W_P(v) W_{\text{нн}}(v). \quad (9)$$

Второй шаг заключается в переходе от непрерывных функций в соотношении (9) к их дискретным представлениям – численным характеристикам $\{F(v_i)\}_\eta$. В результате получим:

$$\{W_{\text{ж}}^P(v_i)\}_\eta = \{W_P(v_i)\}_\eta \cdot \{W_{\text{нн}}(v_i)\}_\eta. \quad (10)$$

Для наглядности запишем это же уравнение в развернутой форме:
 $W_{жс}^p(v_i) = W_p(v_i) \cdot W_{мин}(v_i)$, $i = \overline{1, \eta}$. Переход к дискретной форме важен сам по себе, так дает возможность вести поиск решения с использованием цифровых вычислительных средств. Но имеется еще одна особенность уравнения вида (9). Она заключается в малом числе операций η :

$$\eta = m + n + 1. \quad (11)$$

Оно существенно меньше по сравнению аналитическим вариантом или численными реализациями на основе других подходов. Об этом можно судить на структурном уровне. Например, при использовании частотных характеристик требуется оперировать вещественными и мнимыми составляющими, что не менее чем вдвое превышает оценку (11). О том, что величина η на самом деле мала, можно убедиться также на примере регулятора второго порядка, когда $m = 2$, $n = 2$, что означает $\eta = 5$.

В переходе от непрерывных функций к дискретным моделям необходимо учитывать два важных обстоятельства:

1. Узлы вычисляются по желаемой передаточной функции, что делает приоритетными свойства этой функции, то есть свойства эталонной системы. Значения узлов можно выбирать или назначать различным образом. В наиболее простом случае используется равномерное распределение узлов v_i . В этом случае значения v_i ограничены интервалом $[v_1, v_\eta]$ и найдутся по простой расчетной формуле [6].
2. Численные характеристики должны иметь одинаковые узлы, обеспечивая совместимость всех численных характеристик, входящих в уравнение.

В результате будет получено уравнение синтеза в двух формах - непрерывной (7) и дискретной (8). Каждое из этих представлений имеет свои особенности и, следовательно, специфические пути решения. Рассмотрим их.

4. РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЙ СИНТЕЗА

В уравнения синтеза (3), (7) и (8), которые отличаются лишь формой записи, входят описания желаемой системы, неизменяемой части и регулятора. В исходном уравнении (3) передаточные функции $W_{жс}^p(z)$ и $W_{мин}(z)$ считаются известными, так как они могут быть найдены хорошо разработанными методами [1]-[4]. Переход к их вещественным представлениям $W_{жс}^p(v)$, $W_{мин}(v)$ с целью получения уравнения (7) формализован для класса устойчивых динамических элементов. В этих случаях достаточно в функциях $W_{жс}^p(z)$, $W_{мин}(z)$ заменить комплексную переменную z на вещественную v , обеспечивая неравенство $v_1 \geq 1$. Все сказанное применимо также к процедуре преобразования модели регулятора $W_p(z)$ в вещественную форму $W_p(v)$. Отмеченные действия позволяют получить уравнение синтеза вида (9). В нем присутствует единственная неизвестная функция - $W_p(v)$, которую необходимо найти.

Сопоставим полученное уравнение (9) с исходным уравнением (3) с позиций разрешения этих уравнений численными методами. Первое из них содержит функции комплексной переменной и это обстоятельство влечет за собой не только известные положительные следствия, как например, широкий класс рассматриваемых функций, но и определенные трудности в случае привлечения численных методов. Главная из них состоит в том, что еще до решения собственно задачи синтеза требуется предварительно выделить мнимую и вещественную части каждой функции, входящей в уравнение. Эта процедура, вспомогательная по своей сути, требует большого числа операций, что в общем случае проявляется как недостаток, а в некоторых случаях, как, например, при управлении объектами с распределенными параметрами, может встречать непреодолимые трудности. Последнее объясняется тем, что такие объекты описываются передаточными функциями с иррациональными и/или трансцендентными составляющими и это делает проблематичным выделение мнимой и вещественной частей. Рассматривая с этой же точки зрения уравнение (7), нетрудно заметить его определенные преимущества. Действительно, входящие в уравнение функции $W_{ж}^P(v)$, $W_P(v)$, $W_{нч}(v)$ имеют вещественную переменную и это устраняет необходимость выполнения объемных вспомогательных процедур. В этом смысле оно является более экономичным в вычислительном отношении по сравнению с решением уравнения (3). Добавим, что эта особенность уравнения (9) является существенной для САУ с самонастройкой, в которых расчет параметров регулятора осуществляется в реальном времени и потому особенно важна минимизация объема вычислительных операций.

Решение уравнения (9), если не накладывать ограничения на структуру регулятора, можно получить формальным путем: $W_P(v) \cong W_{ж}^P(v)/W_{нч}(v)$. Однако, как и в случае подобного решения для традиционного уравнения синтеза (3), оно не имеет большого практического значения из-за нарушения условий реализуемости, устойчивости, робастности и других, если исходная желаемая передаточная функция $W_{ж}^3(z)$ не формируется специальным образом [1], [2], [4]. Кроме того, в практических задачах регулятор обычно имеет по порядку передаточной функции - не выше второго [1] - [4], что вынуждает искать приближенное решение.

В этих условиях форма уравнения может определить рациональный путь, которым следует искать решение. Перспективными являются численные методы, которые по сути ориентированы на применение цифровых вычислительных средств, в том числе встроенных в САУ. Эффективность цифровой техники в настоящее время очевидна, а ее развитие и применения в будущем на основе сочетания аналитических и численных методов трудно переоценить. Входящие в уравнение функции $W_{ж}^P(v)$, $W_P(v)$, $W_{нч}(v)$ имеют вещественные переменные и это устраняет необходимость выполнения объемных вспомогательных процедур для функций $W_{ж}^P(z)$, $W_P(z)$, $W_{нч}(z)$ уравнения (3). С этой точки зрения уравнения вида (9) могут иметь преимущества по критерию вычислительных затрат. Для рассмотрения их потенциальных возможностей и способов получения решения обратимся к алгоритму достижения цели. В нем можно выделить три этапа первых из числа основных:

- а) выбор узлов интерполирования v_i и переход к дискретной форме уравнения синтеза (10);
- б) собственно решение уравнения (10) – получение численной характеристики $\{W_P(v_i)\}_\eta$ по известным численным характеристикам $W_{ж}^P(v_i)$, $W_{нч}(v_i)$;

в) вычисление коэффициентов вещественной передаточной функции регулятора $W_p(v)$, переход к традиционной форме $W_p(z)$ и оценивание результатов.

Первый из этапов был достаточно подробно рассмотрен выше. Главное в нем, определяющее точность решение задачи, – формирование системы узлов интерполирования $v_i, i = 1, 2, \dots, \eta$. Эта процедура может быть формализована по известным расчетным соотношениям [6]. На пути перехода к дискретным представлениям непрерывных функций и получению уравнения вида (10) нет трудностей принципиального характера. Потому далее эту часть задачи не рассматриваем и обратимся к этапу б) – получению решения сформированного уравнения.

Задача этапа состоит в определении численной характеристики регулятора $\{W_p(v_i)\}_\eta$. Решение очевидно:

$$\{W_p(v_i)\}_\eta = \{W_{\text{жс}}^p(v_i)\}_\eta / \{W_{\text{ннп}}(v_i)\}_\eta. \quad (12)$$

Его суть сводится к получению элементов $W_p(v_i) = W_{\text{жс}}^p(v_i) / W_{\text{ннп}}(v_i), i = \overline{1, \eta}$ численной характеристики регулятора $\{W_p(v_i)\}_\eta$. Здесь обратим внимание на следующее: во-первых, ищется точное для уравнения (10) решение, что исключает неоднозначности; во-вторых, число операций η , определяемое формулой (11), равно числу неизвестных, что можно трактовать как предельно малое, особенно важное для систем, работающих в реальном времени.

Следующий этап в) алгоритма включает в себя переход от промежуточной – машинной – модели регулятора в виде численной характеристики $\{W_p(v_i)\}_\eta$ к дробно-рациональной вещественной функции $W_p(v)$ с последующим переходом к традиционной форме $W_p(z)$. Это преобразование осуществляется на основе СЛАУ вида (8), которая в рассматриваемой задаче имеет представление

$$W_p(v_i) = \frac{b_m v_i^m + b_{m-1} v_i^{m-1} + \dots + b_1 v_i + b_0}{a_n v_i^n + a_{n-1} v_i^{n-1} + \dots + a_1 v_i + 1}, \quad i = \overline{1, \eta}. \quad (13)$$

Уже говорилось, что уравнения такого вида имеют решения и они единственны, если выполняются несложные условия при их составлении. В результате решения СЛАУ найдется вещественная передаточная функция регулятора

$$W_p(z) = \frac{b_m v^m + b_{m-1} v^{m-1} + \dots + b_1 v + b_0}{a_n v^n + a_{n-1} v^{n-1} + \dots + a_1 v + 1}. \quad (14)$$

Анализ подобных уравнений показал, что несмотря на кажущуюся простоту получения решения, здесь могут встретиться существенные трудности, если размерность СЛАУ оказывается большой. Источником затруднений является особенности задачи, относящейся к обратным, которые характеризуются некорректностью постановки [8], что может проявиться в полной мере даже при сравнительно невысокой размерности системы (13). В условиях реальных задач число неизвестных коэффициентов регуляторов обычно остается достаточно малым для того, чтобы некорректность не оказывает решающего влияния на результаты вычислений, исключая варианты жестких САУ. При синтезе регуляторов, не связанных рамками реального времени, количество искомых коэффициентов ПИД-регуляторов может

достигать пяти. В самонастраивающихся САУ число настраиваемых параметров регуляторов еще меньше, так что здесь проблемы некорректности практически не возникает. В других случаях, когда число искоемых параметров сравнительно велико или САУ имеет специфические свойства, вполне возможна недопустимая близость к нулю определителя СЛАУ (13) и неустойчивость результатов [8]. В этих случаях задача усложняется за счет необходимости привлечения специальных методов решения СЛАУ, которые позволяют учесть плохую обусловленность соответствующей матрицы системы (13).

В пределах рассматриваемого этапа существует еще одна задача – преобразование передаточной функции (14) к традиционной форме (2). Она решается самым простым образом – путем замены переменной v на z без каких-либо дополнительных условий.

Представленный алгоритм отражает хорошо формализованные этапы синтеза регуляторов на основе ВИМ. Однако существует еще одна часть алгоритма, которая может потребовать творческого участия человека. Она выходит за рамки настоящей работы, поэтому здесь приведены лишь краткие сведения. Речь идет об оценивании степени близости синтезированной САУ и желаемой. Погрешность решения в общем случае представляется выражением

$$\Delta W(z) = W_{\text{жс}}^z(z) - W_c^z(z), \quad (15)$$

в котором синтезированная система представлена передаточной функцией $W_c^z(z)$. В практических задачах конкретизируют выражение (15), используя область изображений (частотные либо вещественные характеристики) или область оригиналов (временные динамические характеристики). Выбранный критерий близости позволяет оценить точность решения и поставить задачу минимизации величины погрешности. На этом этапе важно иметь удобный инструмент приближения к оптимальному в смысле принятого критерия решению. Таким инструментом в расчетах по ВИМ выступают узлы интерполирования $v_i, i = \overline{1, \eta}$, в которых при равномерном их распределении узел v_η выступает как инструментальная переменная. Увеличение или уменьшение значения этого параметра позволяет увеличивать или уменьшать перерегулирование [6], изменяя тем самым функцию (15) и оценку близости, связанную с ней. Эти вопросы далее не обсуждаются, так как они требуют специального рассмотрения.

Для иллюстрации представленного алгоритма ниже приведен расчетный пример, конкретизирующий основные этапы.

5. ПРИМЕР

Заданы передаточные функции объекта управления и желаемой системы:

$$W_{\text{оу}}(z) = \frac{0.11z}{z^2 - 1.67z + 0.78}, \quad W_{\text{жс}}^z(z) = \frac{8.454z - 1.607}{7.389z^2 - 1.542 \cdot z + 1}.$$

Известен также коэффициент обратной связи $k_{\text{oc}} = 0.5$. Регулятор относится к классу ПИД, описывается функцией (2) при $m = n = 2$. На основе приведенного выше алгоритма выполним следующие шаги:

- находим передаточную функцию желаемой разомкнутой системы

$$W_{\text{жс}}^p(z) = \frac{16.907z - 3.2133}{14.7781z^2 - 11.5378z + 3.6066};$$

- переводим передаточные функции $W_{жс}^p(z), W_{oy}(z), W_p(z)$ в вещественную форму $W_{жс}^p(v), W_{oy}(v), W_p(v)$;
- по функции $W_{жс}^p(v)$ вычисляем последний узел $v_\eta = v_5 = 100$, затем остальные $v_1 = 1; v_2 = 25.75; v_3 = 50.5; v_4 = 75.25$, расположенные по равномерному закону, и определяем численные характеристики объекта управления и желаемой разомкнутой системы: $\{W_{oy}(v_i)\}_5 = \{1; 4.562 \cdot 10^{-3}; 2.252 \cdot 10^{-3}; 1.495 \cdot 10^{-3}; 1.119 \cdot 10^{-3}\}$,
 $\{W_{жс}^p(v_i)\}_5 = \{2; 0.045; 0.023; 0.015; 0.012\}$;
- находим элементы численной характеристики регулятора $\{W_p(v_i)\}_5 = \{2; 9.965; 10.178; 10.251; 10.288\}$, пользуясь расчетной формулой $W_p(v_i) = W_{жс}^p(v_i) / W_{oy}(v_i), i = 1, 2, \dots, \eta$, следующей из (12);
- вычисляем коэффициенты регулятора $b_2 = 95.088; b_1 = -163.066; b_0 = 76.641; a_2 = 9.143; a_1 = -5.810$, решая СЛАУ вида (13), которая в данной задаче имеет вид

$$W_p(v_i) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{b_2 + b_1 + b_0}{a_2 + a_1 + 1}; \\ \frac{663.063b_2 + 25.75b_1 + b_0}{663.063a_2 + 25.75a_1 + 1}; \\ \frac{2550b_2 + 55.5b_1 + b_0}{2550a_2 + 55.5a_1 + 1}; \\ \frac{5663b_2 + 75.25b_1 + b_0}{5663a_2 + 75.25a_1 + 1}; \\ \frac{10000b_2 + 100b_1 + b_0}{10000a_2 + 100a_1 + 1} \end{array} \right\};$$

- переходим к z-форме описания регулятора $W_p(z) = \frac{95.088z^2 - 163.066z + 76.641}{9.143z^2 - 5.810z + 1}$, находим передаточную функцию замкнутой синтезированной системы, сравниваем переходные характеристики желаемой и синтезированной систем. Они приведены на рисунке.

В технологии ВИМ ведущим параметром при синтезе регуляторов является перерегулирование. Из Рис. следует, что по этому параметру полученное решение приемлемо, поэтому задачу синтеза считаем выполненной. В других случаях требуется настраивать решение на требуемое значение перерегулирования σ_s с заранее определенной погрешностью $\pm \Delta \sigma_s$. Анализ показывает, что дополнительная задача возникает тогда, когда задаются высокие требования по быстродействию – предельные для принятого регулятора или, тем более, нереализуемые. В этих случаях решение ищется итерационным путем с использованием инструментальной переменной δ_η [6].

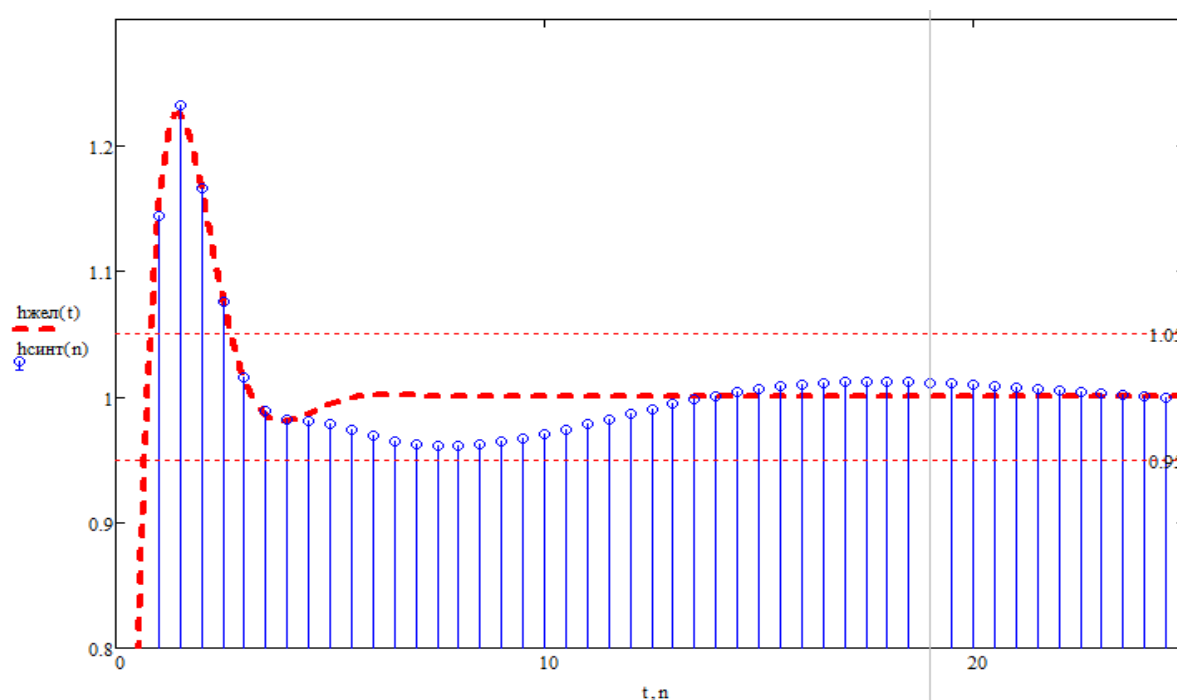


Рис. - Переходные характеристики желаемой и синтезированной систем

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен численный метод синтеза регуляторов линеаризованных импульсных САУ, ориентированный на применение цифровой вычислительной техники. Выделим некоторые особенности метода:

- а) для расчетов используются численные модели, удобные для цифровых средств вычислений;
- б) модели имеют минимальную размерность, оцениваемую по числу неизвестных параметров регуляторов;
- в) объем вычислений мал по сравнению с известными подходами;
- г) имеется возможность итерационного приближения решения к выбранному показателю качества САУ.

Эти особенности позволяют рекомендовать метод не только для автоматизированного проектирования САУ, но и для создания алгоритмического и программного обеспечения контуров самонастройки САУ.

Дальнейшее развитие подхода связано с обеспечением робастности синтезируемой САУ, оптимизацией по выбранному показателю качества, который оказывается наиболее важным для условий конкретной задачи, распространением на многоконтурные САУ, системы управления с распределенными параметрами и другие.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-и тт. Т. 3: Синтез регуляторов систем автоматического управления/ Под. Ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 616 с.
2. Киселев О.Н. Минимизация перерегулирования в линейных дискретных системах регуляторами низкого порядка// Автоматика и телемеханика, №4, 2001. – С. 98 – 108.
3. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. Издание третье. - М.: Наука Главная редакция физико-математической литературы, 1975. – 768 с.
4. Изерман Р. Цифровые систем управления. – М. Мир, 1984. - 541 с.
5. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: Линейные модели. – М.: Наука, 1987. – 304 с.
6. Гончаров В.И. Синтез электромеханических систем промышленных роботов. - Томск: ТПУ, 2002. – 100 с.
7. Орурк И.А. Новые методы синтеза линейных и некоторых нелинейных динамических систем. – Л. – М.: наука, 1965. – 208 с.
8. Заикин П.Н. О численном решении обратной задачи операционного исчисления в действительной области// Журнал вычислительной математики и математической физики, т. 8, №2, 1968. – С. 411-415.