Design of Robust Decentralized Control Systems for Distillation Columns

Stopakevych A.O.[1], Stopakevych O.A.[2]
[1] National University of Intellectual Technologies and Communications
[2] Odessa Polytechnic National University
Odessa, Ukraine

Abstract. This paper is devoted to the development of a decentralized control system design method with improved robustness, applicable to distillation columns control problem. The aim is attained by solving the following tasks: selection of representative models of columns; development of an effective transfer function identification algorithm; development of a decentralized controller design algorithm, which takes into account the cross-links impact; verification of the developed method for the selected models of columns. The most important result is the developed design method, which includes two algorithms. The first algorithm can be used to identify simplified models of the effective transfer functions. The second algorithm makes it possible to design a decentralized control system based on the ratio between the diagonals of the original model and effective transfer functions. Modified PI controller is used. The achievement of the distillation column control system robustness to the synchronous technologically conditioned deviation of the model parameters by up to three hundred percent of the nominal value is the paper significant result. The digital implementation of the designed controllers is simple. The analysis of the literature shows that none of the previously proposed methods for designing decentralized automatic control systems solved such a problem. The efficiency of the developed algorithms is illustrated using the known models of dynamics of distillation columns. The analysis of limitations of the method as well as its significant differences to the Biggest Log Tuning and H∞ loop shaping methods is presented.

Keywords: robustness, distillation column, parametric uncertainty, MIMO, multivariable, coupled system, decentralized control system, effective transfer function**.**
DOI: https://doi.org/10.52254/1857-0070.2022.2-54.04
UDC: 681.51

Sinteza sistemelor descentralizate robuste de comandă pentru coloanele de rectificare

Stopakevici An.A.[1], Stopakevici Al.A.[2]
[1] Universitatea Națională de Tehnologii Intelectuale și Comunicații
[2] Universitatea Națională Politehnică Odessa
Odessa, Ucraina

Rezumat. Scopul acestei lucrări este crearea metodei de sinteză a sistemelor de control descentralizate de robustețe ridicată în aplicarea la comanda coloanelor de rectificare, ale căror modele multidimensionale au cuplaje intersectate ~~încrucișate~~ complete. Scopul propus este atins datorită rezolvării următoarelor sarcini: alegerea modelelor reprezentative de coloane; elaborarea algoritmului de determinare a funcției efective de transfer; elaborarea algoritmului de sinteză a regulatorului descentralizat ținând cont de influența cuplajelor intersectate; verificarea metodei obținute pe modelele de coloane alese. Cel mai important rezultat este metoda de sinteză dezvoltată, care include doi algoritmi. Primul algoritm permite obținerea unor modele simplificate ale funcțiilor efective de transfer pe canale de control descentralizate. Aceste funcții generează o matrice diagonală a unui model modificat al unui obiect de control multidimensional complet cuplat. Al doilea algoritm permite sintetizarea unui sistem descentralizat de comandă, ținând cont de relația dintre diagonalele matricei funcțiilor de transfer ale modelului original și matricea funcțiilor efective de transfer. Sintetizarea sistemului conform algoritmului presupune utilizarea unui regulator PI de o formă specială, ai cărui parametri sunt determinați ținând cont de legăturile transversale. Semnificația acestor rezultate constă în faptul că un astfel de sistem, în prezența legăturilor intersectate în canalele de comandă, se obține robustețea pentru o abatere sincronă tehnologic condiționată a parametrilor modelului cu până la trei sute procente din valoarea nominală. O analiză a literaturii de specialitate arată că niciuna dintre metodele propuse anterior pentru sinteza sistemelor de comandă automată descentralizată nu a pus o astfel de problemă. Sunt analizate limitările metodei și diferențele sale relevante față de alte metode similare, cum ar fi Biggest Log Tuning și optimizarea bazată pe contururi H∞.

Cuvinte-cheie: robustețe, coloană de rectificare, incertitudine parametrică, MIMO?, sistem multidimensional, sistem cuplaj multiplu, sistem descentralizat de comandă, funcție efectivă de transfer.

© Стопакевич Ан. А,
Стопакевич Ал.А, 2022

Синтез робастных децентрализированных систем управления ректификационными колоннами

Стопакевич А. Ал.[1], Стопакевич Ал. А.[2]
[1] Государственный университет интеллектуальных технологий и связи
[2] Национальный университет «Одесская политехника»
Одесса, Украина

Аннотация. Целью работы является создание метода синтеза децентрализованных систем управления повышенной робастности в приложении к управлению ректификационными колоннами, многомерные модели которых имеют полные перекрестные связи. Поставленная цель достигается за счет решения следующих задач: выбор представительных моделей колонн; разработка алгоритма определения эффективной передаточной функции; разработка алгоритма синтеза децентрализованного регулятора с учетом влияния перекрестных связей; проверка полученного метода на выбранных моделях колонн. Наиболее важным результатом является разработанный метод синтеза, включающий два алгоритма. Первый алгоритм позволяет получить упрощенные модели эффективных передаточных функций по децентрализованным каналам управления. Эти функции создают диагональную матрицу модифицированной модели многомерного полносвязного объекта управления. Второй алгоритм позволяет с учетом отношения диагоналей матрицы передаточных функций оригинальной модели и матрицы эффективных передаточных функций синтезировать децентрализованную систему управления. Синтез системы по алгоритму предполагает использование ПИ-регулятора специальной формы, параметры которого определяются с учетом перекрестных связей. Значимость полученных результатов состоит в том, что, в такой системе, при наличии перекрестных связей в каналах управления, достигнута робастность при синхронном технологически обусловленном отклонении параметров моделей на величину до трехсот процентов от номинального значения. При этом не возникает дополнительных проблем, которые бы усложнили цифровую реализацию регуляторов. Анализ литературных источников показывает, что ни в одном из предложенных ранее методов синтеза децентрализованных систем автоматического управления подобная задача поставлена не была. Эффективность разработанных алгоритмов проиллюстрирована на известных моделях динамики ректификационных колонн. Кроме того, приведен анализ ограничений метода и его значимые отличия от других подобных методов, таких как Biggest Log Tuning и поконтурная H_∞ оптимизация.
Ключевые слова: робастность, ректификационная колонна, параметрическая неопределенность, MIMO, многомерная, многосвязная система, децентрализованная система управления, эффективная передаточная функция.

ВВЕДЕНИЕ

Задача синтеза систем автоматического управления (САУ) ректификационными колоннами (РК) как объектами управления (ОУ) имеет много подходов к решению, обусловленных особенностями динамики РК, температурного и концентрационного профиля, величины возможных возмущений [1].

Как правило, математическая модель динамики РК идентифицируется в виде матрицы передаточных функций (МПФ) со взаимосвязями, обусловленными самой технологией процесса. Например, увеличение расхода флегмы не только приводит к увеличению концентрации ключевого компонента в дистилляте, но и в кубовом продукте также. Отметим, что МПФ *P(s)* большинства РК состоят из инерционных звеньев первого порядка с запаздыванием вида

$$P_{i,j}(s) = \exp^{-\tau_{i,j}\cdot s}\cdot\left(k_{i,j}/(T_{i,j}\cdot s+1)\right) \qquad (1)$$

За моделями такого вида закрепилось обозначение FOPDT.

Управление уровнями здесь не рассматривается.

Влияние перекрестных связей в каналах управления РК является существенным и может быть доминирующим. Поэтому, если ставится задача синтеза САУ с использование децентрализованного подхода, то необходимо определить применимость этого подхода и выбрать каналы управления с минимальными перекрестными связями. Для этого, как правило, достаточно матрицы статики, полученной из МПФ.

Степень связанности определяется по значению числа CN (Condition Number) [2,3]. Это число выражает отношение максимального и минимального сингулярного чисел матрицы статики.

Выбор максимально автономных каналов управления проводится на основании результатов расчета матрицы Бристоля (RGA) [4]. Более точный результат дают методы выбора каналов, которые учитывают упрощенно и динамику, например RRA [5] и ERGA [6].

Поскольку влияние перекрестных связей устранить невозможно, то каждый автономный регулятор в децентрализованной САУ

будет работать при постоянном действии возмущений, вызванных работой других регуляторов. Более того, сами перекрестные связи могут превратить минимальнофазовый канал управления в неминимальнофазовый, что существенно снижает запас устойчивости, как продемонстрировано в работе [7]. Наличие запаздывания в каналах РК обусловлено технологически: чем выше запаздывание, тем эффективней разделение.

С точки зрения сложности управления модели FOPDT существенно отличаются в зависимости от отношения времени запаздывания к постоянной времени τ/T. ОУ с существенным (например, больше 0.8) отношением будем называть труднорегулируемыми. Известно, что в зависимости от указанного отношения следует применять разные методы синтеза САУ [8].

Решающим условием успеха решения задачи синтеза децентрализованной САУ РК является правильный выбор регуляторов и метода их настройки, который обеспечивает робастность САУ.

Для децентрализованных регуляторов, которые не включают внутреннюю модель ОУ, вполне адекватной является проверка робастности САУ при учете параметрической неопределённости РК в терминах FOPDT модели. Показательной является работа [9], в которой проведено исследование изменения параметров FOPDT моделей основных каналов РК $P_{i,i}(s)$ в зависимости от изменения кубового и флегмового чисел РК. Показано, что изменение как коэффициента передачи k, так и постоянной времени T, можно описать полиноминальным уравнением. В случае k оно не сложное, а в случае T наблюдается близкое к линейному или экспоненциальное изменение в зависимости от направления входного воздействия относительно номинала. Запаздывания находится в линейной зависимости от указанных технологических параметров РК. Обратим внимание, что изменяются все три параметра FOPDT модели одновременно. Причем, при изменении флегмового числа в 1.8 раза, кратность изменения k составляет примерно 2 раза, а T изменяется в 3 раза. При этом и для РК непромышленного типа показано, что неопределенность параметров в терминах FOPDT моделей тоже достигает 300% [10].

Обобщим результаты анализа наиболее распространённых подходов к решению задачи синтеза децентрализованных САУ.

Подход №1 – расчет регуляторов по каналам основной диагонали МПФ. Самый простой и популярный подход. Поскольку задача расчета настроек каждого регулятора не учитывает наличие других каналов, то для того, чтобы обеспечить требуемый запас устойчивости к влиянию перекрестных связей часто выбирают методы настройки, которые обеспечивают запас по фазе 60° [11]. Для ОУ с существенными перекрестными связями САУ подход может оказаться неработоспособным или не робастным.

Подход №2 – последовательное включение регуляторов с эмпирическим выбором настроек. В инженерной практике используется при неудовлетворительных результатах подхода №1. Подход состоит в последовательном замыкании контуров регулирования [12]. Порядок – от самого быстрого диагонального канала без существенных перекрестных связей. В результате возможно получение САУ, в которой при пуске регуляторы надо включать в таком же порядке. Иначе система может оказаться неустойчивой. Проблема живучести, интегрированности и робастности [13] полученных таким способом САУ может стоять достаточно остро.

Подход №3 – поиск настроек всех регуляторов оптимизацией их параметров Задача сводится к имитационному моделированию САУ при разных настройках с целью поиска наилучшего процесса. Методы оптимизации потенциально позволяют находить оптимум по прямым показателям качества, однако такие задачи имеют предел по количеству параметров, подлежащих оптимизации. Также результат не гарантирован. В сложных случаях приходится использовать большое количество итераций с перезапуском начальных условий или эвристические алгоритмы.

Подход №4 – исходные настройки ПИ-регулятора стандартной формы определяются по модели канала с помощью метода Циглера-Никольсона. Далее нужно эмпирически оценить множитель $1/F, F \in [2..5]$, на который умножаются коэффициент передачи регулятора K_p и время изодрома T_i регулятора. Выбор F базируется на эмпирической связи логарифма максимальной частоты дополнительной функции чувствительности и размерности модели [14]. Как и обычный метод Циглера-Никольсона, BLT показывает существенно худшие прямые показатели качества по сравнению с популярными методами

настройки ПИ-регуляторов, особенно в каналах с существенным запаздыванием.

Подход №5 – поконтурная H_∞ оптимизация с использованием весовых функций. В постановке смешанной чувствительности это функции относительно входа, выхода и ошибки регулирования. Функция hinfsyn MATLAB позволяет получить настройки комплекса децентрализованных регуляторов фиксированной структуры. Проблемой алгоритма является то, что решения сильно зависят от величин начальных значений и числа итераций.

Поэтому в алгоритме предусмотрено использование перезапусков процедуры поиска при случайных начальных значениях. Кроме того, поскольку в отличии от LQR или стандартной H_∞ задачи [15], регулятор должен иметь меньший порядок, чем порядок модели объекта, то возможна ситуация, когда нужно найти компромисс между недостаточно качественным регулированием отдельных контуров.

Фундаментальная проблема частотной нормы в H_∞ задаче – невозможность расчета норм объектов с запаздыванием без его аппроксимации. Это снижает точность оценки, особенно при значимой величине запаздывания.

Известно, что модели РК чаще всего описываются МПФ с FOPDT элементами и обычно имеют до 4 измерений и 4 управлений (4x4).

Децентрализованное управление обычно ведется с помощью ПИ-регуляторов. Большинство проанализированных подходов к решению задачи управления не обеспечивают устойчивое функционирование и робастности САУ при экспериментально определенном возможном изменении параметров объекта до 300% номинала.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задачей статьи является разработка нового метода синтеза децентрализованных систем управления ректификационными колоннами, которые обеспечивают высокое качество регулирования и робастность САУ колонн при кратном изменении параметров математических моделей РК.

Разработка, в свою очередь, требует решения следующих частных задач:

1. Описание представительных моделей РК.
2. Разработка алгоритма определения эффективной передаточной функции FOPDT вида.
3. Разработка алгоритма настройки децентрализованного регулятора с учетом влияния перекрестных связей.
4. Проверка полученного метода на выбранных представительных моделях РК.

Таким образом, качество разработанного метода состоит в достижении уровня робастности децентрализованных САУ РК к одновременному изменению трех параметров каждой FOPDT модели МПФ. Проверка должна проходить при любом сочетании изменения 3-х параметров в диапазоне 100-300%, что является максимальной технологически обоснованной для РК целью робастного управления.

ОПИСАНИЕ ПРЕДСТАВИТЕЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ РК

Опишем наиболее часто рассматриваемые в литературе модели РК, которые будут использованы для исследования результативности разработанного метода.

Первой опишем модель для управления температурным режимом верха и низа РК [16]. Её обозначим как BH. МПФ 2x2 с учетом перевода параметров модели из часов в минуты имеет вид

$$P_1(s)=\begin{bmatrix} \dfrac{-0.16\cdot e^{-0.6\cdot s}}{0.6\cdot s+1} & \dfrac{0.60\cdot e^{-71.4\cdot s}}{3\cdot s+1} \\ \dfrac{-0.04\cdot e^{-0.6\cdot s}}{1.2\cdot s+1} & \dfrac{0.49\cdot e^{-28.2\cdot s}}{11.4\cdot s+1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Модель управляется по диагонали. В целом объект по соотношению τ/T является трудно-регулируемым. Серьезная особенность – канал (1,2) имеет отношение τ/T =23.8.

Вторая модель служит для управления концентрациями верха и низа РК [17]. Модель, которую обозначим как WB, достаточно хорошо исследована с точки зрения синтеза САУ. Её МПФ 2x2 имеет вид

$$P_2(s)=\begin{bmatrix} \dfrac{12.8\cdot e^{-s}}{16.7\cdot s+1} & \dfrac{-18.9\cdot e^{-3\cdot s}}{21\cdot s+1} \\ \dfrac{6.6\cdot e^{-7\cdot s}}{10.9\cdot s+1} & \dfrac{-19.4\cdot e^{-3\cdot s}}{14.4\cdot s+1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Управление должно вестись по основной диагонали. Динамика не является труднore-

гулируемой, хотя канал (2,1) достаточно близок к этому.

Третьей опишем модель для управления двумя концентрациями и температурой низа [18]. Модель обозначим OR. Её МПФ 3x3 имеет вид

$$P_3(s)=\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix}, \qquad (4)$$

$$P_{11}=\frac{0.66\cdot e^{-2.6\cdot s}}{6.7\cdot s+1}, P_{12}=\frac{-0.61\cdot e^{-3.5s}}{8.64\cdot s+1}, P_{13}=\frac{-0.0049\cdot e^{-s}}{9.06\cdot s+1},$$

$$P_{21}=\frac{1.11\cdot e^{-6.5\cdot s}}{3.25\cdot s+1}, P_{22}=\frac{-2.36\cdot e^{-3s}}{5\cdot s+1}, P_{23}=\frac{-0.01\cdot e^{-1.2\cdot s}}{7.09\cdot s+1}$$

$$P_{31}=\frac{-34.68\cdot e^{-9.2s}}{8.15\cdot s+1}, P_{32}=\frac{46.2\cdot e^{-9.4s}}{10.9\cdot s+1},$$

$$P_{33}=\frac{0.87\cdot(11.61\cdot s+1)\cdot e^{-s}}{(3.89\cdot s+1)(18.8\cdot s+1)}$$

Четвертой опишем модель для управления тремя концентрациями и перепадом температуры [19]. Модель обозначим как AL. Её МПФ 4x4 имеет вид

$$P_4(s)=\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} & P_{14} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} & P_{24} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} & P_{34} \\ P_{41} & P_{42} & P_{43} & P_{44} \end{bmatrix}, \qquad (5)$$

$$P_{11}=\frac{4.09e^{-1.3s}}{(33s+1)(8.3s+1)}, P_{21}=\frac{-4.17e^{-5s}}{(45s+1)}, P_{31}=\frac{1.73e^{-18s}}{(13s+1)^2},$$

$$P_{41}=\frac{-11.2e^{-2.6s}}{(43s+1)(6.5s+1)}, P_{12}=\frac{-6.36e^{-1.2s}}{(31.6s+1)(20s+1)},$$

$$P_{22}=\frac{6.93e^{-1.02s}}{(44.6s+1)}, P_{32}=\frac{5.11e^{-12s}}{(13.3s+1)^2},$$

$$P_{42}=\frac{14(10s+1)e^{-0.02s}}{(45s+1)\left(17.4s^2+3s+1\right)}, P_{13}=\frac{-0.25e^{-1.4s}}{(21s+1)},$$

$$P_{23}=\frac{-0.05e^{-6s}}{(34.5s+1)^2}, P_{33}=\frac{4.61e^{-1.01s}}{(18.5s+1)},$$

$$P_{43}=\frac{0.1e^{-0.05s}}{(31.6s+1)(5s+1)}, P_{14}=\frac{-0.49e^{-6s}}{(22s+1)^2},$$

$$P_{24}=\frac{1.53e^{-3.8s}}{(48s+1)}, P_{34}=\frac{-5.49e^{-1.5s}}{(15s+1)},$$

$$P_{44}=\frac{4.49e^{-0.6s}}{(48s+1)(6.3s+1)}.$$

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ АППРОКСИМИРОВАННОЙ FOPDT МОДЕЛИ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ

В работе [17] рассмотрена процедура алгебраического расчета эффективной передаточной функции (ЭПФ), по которой было предложено настраивать децентрализованные регуляторы. ЭПФ выводится из формулы метода RGA, но примененной к динамической модели ОУ

$$\lambda=P(s)\otimes\left(P(s)^{-1}\right)^T, \qquad (6)$$

где $\otimes$ – поэлементное умножение матриц.

Для объекта с числом входов и выходов n=2

$$P=\begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,2) \\ P(2,1) & P(2,2) \end{bmatrix}.$$

Следует получить две ЭПФ P_{e1}, P_{e2} (в общем случае n ЭПФ).

Элементы основной диагонали матрицы λ имеют вид

$$\lambda(1,1)=\lambda(2,2)=\frac{P(1,1)\cdot P(2,2)}{P(1,1)\cdot P(2,2)-P(1,2)\cdot P(2,1)}.$$

Таким образом, ЭПФ для настройки имеют вид:

$$Pe_1=P(1,1)/\lambda(1,1)=P(1,1)-\frac{P(1,2)\cdot P(2,1)}{P(2,2)},$$

$$Pe_2=P(2,2)/\lambda(2,2)=P(2,2)-\frac{P(1,2)\cdot P(2,1)}{P(1,1)}.$$

Поскольку метод предполагает вычисление обратной матрицы $P(s)^{-1}$, то для символьных вычислений это сложно. Как указывалось выше, проблема расчета динамического RGA для объектов большой размерности является вычислительно сложной. Кроме того, она алгебраически не всегда вычислима, поскольку предполагает деление блоков запаздывания. Например, в работе [20] показано, что для рассмотренной нефтяной РК [20, 21] 3x3 при использовании аппроксимации Паде получаются неустойчивые ЭПФ 32 порядка. Использование аппроксимации запаздывания рядом Тейлора требует использования большого числа членов, однако, чем их больше, тем больше вероятность получения неустойчивой

ЭПФ. Даже для устойчивой ЭПФ большой порядок уравнений приводит к дополнительной проблеме в MATLAB и схожих пакетах, связанной с особенностями вычислительных алгоритмов.

Рассмотрим простой пример. Зададим систему в пространстве состояний в виде: *A*=diag(1:*n*); *B*=ones(*n*,1); *C*=ones(1,*n*); *sys_ss*=ss(*A*,*B*,*C*,0). Затем преобразуем заданную систему из пространства состояний в передаточную функцию: *sys_tf*=tf(*sys_ss*). Вычислим собственные значения матрицы *A* и полюса ПФ *sys_tf*. В результате можно определить, что при *n*=20 собственные значения матрицы *A* и полюса ПФ будут мало отличаться, а при *n*=60 получим полное несовпадение.

Отметим, что особенностью определения ЭПФ является то, что она не требует высокой вычислительной точности, поскольку ЭПФ в этой работе предлагается рассматривать в виде FOPDT.

Для того, чтобы иметь малый риск столкнуться с проблемой запаздываний, рационально перейти к расчету в *z*-ПФ, в которых запаздывание можно представить в виде последовательности 1/*z*. Понятно, что при большем шаге дискретности точность аппроксимации запаздывания падает, но и снижается порядок системы.

Например, для модели 2x2 WB при Δ*t*=0.1 порядок знаменателя первой ЭПФ будет равен 144, а при Δ*t* =1 порядок будет 18. В обоих случаях задача решается. Однако, например, для модели 3x3 [22, 23] получить устойчивое решение при любом адекватном Δ*t* нельзя. Для Δ*t* =1 порядок будет 408, для Δ*t* =10 порядок равен 67, для Δ*t* =14 – 55. Во всех случаях значения коэффициентов будет Inf. Вычисление *z*-ПФ не целиком, а по элементам в скобках тоже не позволяет достичь положительного результата.

Исходя из описанной ситуации сделаем выводы: 1) рациональным способом вычисления ЭПФ являются методы имитационного моделирования с последующей грубой аппроксимацией результата в виде FOPDT; 2) для минимизации кумулятивной погрешности шаг дискретности желательно использовать малый.

В MATLAB входит среда имитационного моделирования Simulink, которая подходит для решения поставленной задачи. Задачу расчета ЭПФ в Simulink можно решить с помощью специальной библиотеки Matsim. Эта библиотека позволяет сформировать связи между блоками исходя из записанных алгебраических выражений. Таким образом, можно рассчитать ЭПФ с помощью построенной в Simulink структурной схемы с осциллографом и экспортом точек переходного процесса (ПП). В данном случае увеличение порядка конкретной z-ПФ не является критичным для вычислений.

Пример сгенерированной разработанной программой схемы для расчета первой ЭПФ РК WB показан на рис. 1 (Δ*t* =0. 1).

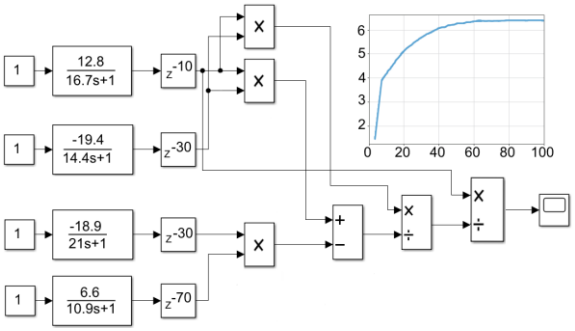

Рис. 1. Сгенерированная схема для получения разгонной характеристики ЭПФ P_{e1} WB. [1]

Таким образом, задача становится вычислительно реализуемой для объектов размерности до 6x6, что достаточно для всех известных моделей отдельных РК.

Но при имитационном моделировании систем с алгебраическими операциями над ПФ с запаздыванием возникает проблема определения начала динамики, причем как при непрерывном, так и при дискретном представлении запаздывания. Практически это означает, что начальная часть разгонной характеристики модели будет представлять последовательность NaN, а в сложных случаях возможны и дополнительные разрывы.

Следовательно, после получения разгонной характеристики нужно разработать процедуру идентификации. Основная идея процедуры заключается в том, что разгонная характеристика любой формы должна быть сведена к FOPDT модели.

Определим, далее, диагональ в МПФ *P*, при необходимости переставив столбцы МПФ таким образом, чтобы по диагонали были каналы с минимумом перекрестных связей. Такую МПФ обозначим как *PHO*.

Для каждого *i*-го канала управления идентификацию при единичном ступенчатом сиг-

[1] Appendix 1

нале для вектора точек y размерностью y_c при фиксированном временном интервале предлагается проводить по алгоритму:

1) Принять p=1 и определить

$$hd = \max(PFO(r,i).\tau / PFO(r,i).T),\ \ r = 1..n$$

2) Если $hd \geq 0.8$, то найти индекс j в векторе y, при котором впервые зафиксировано $y_j \geq 0.01$ при положительном коэффициенте передачи, или зафиксировано $y_j \leq -0.01$ при отрицательном коэффициенте передачи, и присвоить $p=j$.

3) Если в начале вектора y присутствуют NaN значения, то следует линейно продолжить график до пересечения с осью абсцисс (например, метод 1 в функции inpaint nans из Matlab File Exchange) и заменить каждое NaN полученными точками.

4) Если в векторе y остались NaN, то следует их заменить на предыдущие не NaN значения.

5) Если $hd \geq 0.8$

5.1) Принять $\tau_e = p \cdot \Delta t$, $k_e = y_{yc}$

5.2) Поменять знак вектора y, если $k_e < 0$.

5.3) Рассчитать

$$A_0 = \left(\sum_{i=p}^{yc} k_e - y_i \right) \cdot \Delta t,\ \ \mathrm{it}_0 = fix\left(\frac{A_0}{|k_e| \Delta t} \right), \qquad (7)$$

$$A_1 = \left(\sum_{i=p}^{it_0} y_i - y_p \right) \cdot \Delta t.$$

5.4) Рассчитать $Te_1 = 2.7183 \cdot A_1 / |k_e|$

5.5) Определить 95% времени установления ПП T_{95} по y

5.6) Если $Te_1 > (T_{95}/3 - \tau_e)$, то $Te = (T_{95}/3 - \tau_e)$, иначе $Te = \mathrm{mean}(Te_1, T_{95}/3 - \tau_e)$

5.7) $Pe_i = \exp(-\tau_e \cdot s) \ (k_e/(T_e \cdot s + 1))$

6) Если $hd < 0.8$, то алгоритм получения FOPDT модели Pe_i близок п.5, но отличие в том, что: 1) p остается равным 1; 2) в векторе y предварительно рекомендуется обнулить выбросы ниже (или выше 0), а точки со значением выше коэффициента передачи приравнять к этому коэффициенту; 3) время запаздывания следует рассчитать по формуле $\tau_e = (A_0 - 2.7813\ A_1)/|k_e|$.

Если из-за резких колебаний получить модель не удаётся, то следует использовать двухэтапную процедуру: получить модель высокого порядка без запаздывания, а потом ее идентифицировать как FOPDT. Важно, чтобы метод идентификации высокого порядка ориентировался на максимальное совпадения площади под кривой.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА НАСТРОЙКИ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО РЕГУЛЯТОРА С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ СВЯЗЕЙ

Все РК характеризуются существенной инерционностью (переходные процессы измеряются минутами, а то и часами), а каналы управления могут иметь существенное, а то и доминирующее запаздывание. Для таких случаев используется ПИ-закон регулирования.

В работе [24] рассмотрена проблема усовершенствования ПИ-регулятора для объектов с запаздыванием. Предложено включить в интегратор ПИ-регулятора блок запаздывания. Включение запаздывания в закон управления позволяет достичь большую устойчивость и сократить величину колебательности, которую вносит И-составляющая. В работе [25] предлагается использовать ПИ-регулятор модифицированной схемы, показанной на рис. 2. Формирование интегратора здесь осуществляется в виде цепочки положительной обратной связи, включающей два инерционных звена и запаздывание. Кроме того, инерционное звено включено на измерительном входе.

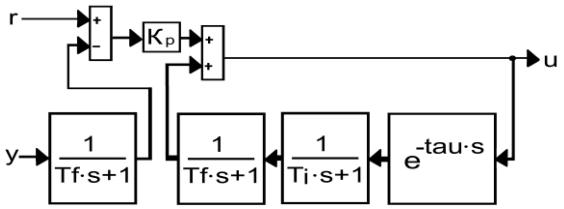

Рис. 2. Структурная схема усовершенствованного ПИ-регулятора. [2]

САУ с предложенным регулятором на графике Найквиста обычно имеет большее расстояние до критической точки. Инерционное звено в измерительном канале и в цепи обратной связи включено чтобы компенсировать появление неустойчивости САУ при увеличении времени запаздывания, что для РК возможно при изменении расхода питания или при засорении колонны.

Разработанная нами процедура настройки такого регулятора состоит в следующем:

1. Рассчитать динамическую RGA по модели *PHO*.

2. Рассчитать ЭПФ. Для объектов 2x2 с моделями FOPDT-типа можно решить задачу аналитически или с помощью механизма символьных вычислений. Для более сложных объектов (хотя, это допустимо для любых)

[2] Appendix 1

рекомендуется использовать предложенный выше метод моделирования ЭПФ и сформировать множество $Pe_1,\ldots,Pe_n$.

3. Если модель *PHO* имеет каналы, которые описываются более сложной чем FOPDT структурой, то редуцировать к FOPDT. Сформировать из моделей каналов новую модель *PFO*. Иначе *PFO=PHO*.

4. Определить настройки множества ПИ-регуляторов стандартной формы C_1, …, C_n для диагональных элементов *PHO*. В случае, если для некоторых каналов такой регулятор невозможен или не настраивается, то следует взять для настройки соответствующую модель канала из *PFO*. Следует использовать метод настройки ПИ-регулятора, который обеспечивает высокий уровень робастности (запас по фазе 60°) и минимум перерегулирования. В данном исследовании мы использовали MATLAB-программу pidtune.

5. Вычислить отношение коэффициентов передачи rk_i и постоянных времени rt_i между диагональными элементами матриц *PFO* (*i*,*i*) и матрицами множества $Pe_1,\ldots,Pe_n$.

6. Сформировать регуляторы $Ce_1,\ldots,Ce_n$ в соответствии со структурой на рис. 2.

Настройки для *i*-го регулятора вычисляются в зависимости от случая:

а) Для случая $Pe_i.\tau=0$ и *PFO*(*i*,*i*). $\tau>0$ принять $Ce_i.c=3$, $Ce_i.d=1$.

б) Для случая $Pe_i.\tau=0$ и *PFO*(*i*,*i*). $\tau=0$ принять $Ce_i.c=1$, $Ce_i.d=0$.

в) Для случая $Pe_i.\tau/Pe_i.T < 0.8$ принять

$Ce_i.c = \max(3, PFO(i,i).T / PFO(i,i).\tau)$

$Ce_i.d = \max(1, 1+3\cdot rk_i\cdot(PFO(i,i).\tau / PFO(i,i).T))$

г) Для случая $Pe_i.\tau/Pe_i.T \geq 0.8$ и $PFO(i,i).\tau=0 \Rightarrow Ce_i.c=3$, $Ce_i.d=1$.

д) Для случая $Pe_i.\tau/Pe_i.T \geq 0.8$ и $PFO(i,i).\tau>0 \Rightarrow Ce_i.c = 0.7$, $Ce_i.d = (Pe_i.\tau/ PFO(i,i).\tau)\,(1.2\cdot rt_i)$.

Окончательно настройки *Kp*, *Ti*, *tau*, *Tf* регулятора Ce_i равны

$$\begin{aligned} &Ce_i.\mathrm{Kp}=C_i.Kp / rk_i, Ce_i.Ti = C_i.Ti\cdot rt_i; \\ &Ce_i.tau = PFO(i,i).\tau\cdot Ce_i.d; \\ &Ce_i.Tf = Ce_i.tau / Ce_i.c. \end{aligned} \qquad (8)$$

7. Провести имитационное моделирование при всех сочетаниях кратности параметров каналов РК. Для проверки робастности САУ запланируем 27 экспериментов

$$\begin{aligned} &e_{01}\{1,1,1\}, e_{02}\{1,2,1\}, e_{03}\{1,3,1\}, e_{04}\{1,1,2\}, \\ &e_{05}\{1,2,2\}, e_{06}\{1,3,2\}, e_{07}\{1,1,3\}, e_{08}\{1,2,3\}, \\ &e_{09}\{1,3,1\}, e_{10}\{2,1,1\}, e_{11}\{2,2,1\}, e_{12}\{2,3,1\}, \\ &e_{13}\{2,1,2\}, e_{14}\{2,2,2\}, e_{15}\{2,3,2\}, e_{16}\{2,1,3\}, \\ &e_{17}\{2,2,3\}, e_{18}\{2,3,1\}, e_{19}\{3,1,1\}, e_{20}\{3,2,1\}, \\ &e_{21}\{3,3,1\}, e_{22}\{3,1,2\}, e_{23}\{3,2,2\}, e_{24}\{3,3,2\}, \\ &e_{25}\{3,1,3\}, e_{26}\{3,2,3\}, e_{27}\{3,3,1\}. \end{aligned} \qquad (9)$$

Обозначение $e_{08}\{1,2,3\}$ означает эксперимент №8, в котором все коэффициенты передачи ОУ останутся номинальными, все постоянные времени умножены на два, все запаздывания умножены на три.

ПРОВЕРКА НА МОДЕЛИ ВН

Сначала получим разгонные характеристики ЭПФ для модели и аппроксимируем эти характеристики FOPDT моделями. Разгонные характеристики исходных ЭПФ и их аппроксимированных FOPDT моделей показаны на рис. 3

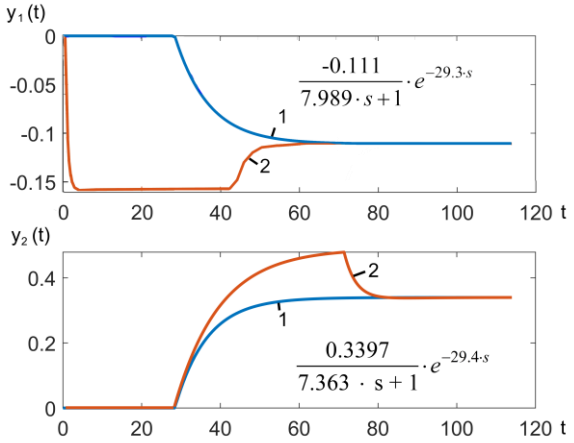

Рис. 3. Разгонные характеристики: 1 – FOPDT аппросимации ЭПФ модели ВН, 2 – полной ЭПФ. [3]

Приведенные на рис. 3 графики показывают, что задача аппроксимации ЭПФ некой точной моделью с целью настройки по ней ПИ-регуляторов, как предложено в [17] не всегда может быть решена в принципе, поскольку сам ПИ-регулятор – это регулятор, оптимальный для FOPDT, к которой процесс первого канала вообще свести невозможно.

Отметим, что полученные ЭПФ $Pe_1,\ldots,Pe_n$ имеют существенно доминирующее время запаздывания и значительно большее, чем у диагональных каналов модели ВН (здесь это *P*). С помощью программы pidtune определим ПИ-регуляторы

$$C_1 = \mathrm{pidtune}(PHO(1,1)) = -5.21\cdot\left(1+1/(0.833\cdot s)\right)$$

$$C_2 = \mathrm{pidtune}(PHO(2,2)) = 0.629\cdot\left(1+1/(14.9\cdot s)\right)$$

[3] Appendix 1

Вычислим необходимые коэффициенты

$rk_1 = \text{-}0.1600 / \text{-}0.1109 = 1.4422,$

$rk_2 = 0.4900 / 0.3396 = 1.4427$

$rt_1 = 0.6000 / 7.9890 = 0.0751,$

$rt_2 = 11.4 / 7.3627 = 0.1058 = 1.5483$

Вычислим параметры усовершенствованного ПИ-регулятора для случая доминирующего запаздывания по обеим ЭПФ

$\text{Ce}_1.\text{d}=\left(Pe_i.\tau / PFO(i,i).\tau\right)\cdot(1.2\cdot \text{rt}_1)=...$

$\left(29.2697 / 0.6\right)\cdot(1.2\cdot 0.0751)=4.3965;$

$\text{Ce}_2.\text{d}=\left(Pe_2.\tau / PFO(i,i).\tau\right)\cdot(1.2\cdot \text{rt}_2)=...$

$\left(29.4164 / 28.2\right)\cdot(1.2\cdot 1.5483)=1.9381;$

$\text{Ce}_1.\text{c}=0.7;\text{Ce}_2.\text{c}=0.7.$

$\text{Ce}_1.\text{Kp}=\text{C}_1.Kp / rk_1 = \text{-}5.21 / 1.4415 = \text{ -}3.6123$

$\text{Ce}_2.\text{Kp}=\text{C}_2.Kp / rk_2 = 0.629 / 1.4427 = 0.4359,$

$Ce_1.Ti = C_1.Ti \cdot rt_1 = 0.833\cdot 0.0751=0.0625$

$Ce_2.Ti = C_2.Ti \cdot rt_2 = 14.9\cdot 1.5483=23.1324$

$Ce_1.tau = PFO(1,1).\tau \cdot Ce_1.d = 0.6\cdot 4.3965 = 2.6379$

$Ce_2.tau = PFO(2,2).\tau \cdot Ce_2.d = 28.2\cdot 1.9381=54.6558$

$Ce_1.Tf = Ce_1.tau / Ce_1.c = 2.6379 / 0.7 = \text{ }3.7684$

$Ce_2.Tf = Ce_2.tau / Ce_2.c = \text{ }54.6558 / 0.7 = \text{ }78.0797$

Для сравнения будем использовать настройки децентрализованных ПИ-регуляторов (с учетом масштабирования времени d=60), полученные в работе [16]:

$C_1.Kp$=–0.1, $C_1.Ki$=–6.67/d,
$C_2.Kp$=0.4, $C_1.Ki$=0.53/d

Для выявления характера перекрестных связей сначала проверим поведение системы при подаче задания 0.8 (как в указанной работе) на первый регулятор (1 столбик рис.4), а затем – на второй (2 столбик рис.4 столбик).

Видим, что с использование предложенного метода усредняет выброс в перекрестных каналах. Что касается времени регулирования по заданию, то по заданию первому регулятору процесс 1 разработанной САУ явно лучше, по второму – зависит от заданных показателей качества. Эксперименты тут и далее проводит при подаче единичного задания всем регуляторам. Устойчивость разработанной САУ имеется при всех введенных экспериментах e_{01}-e_{27}. Прототипная САУ в целом при отклонении параметров ОУ дает более медленные процессы.

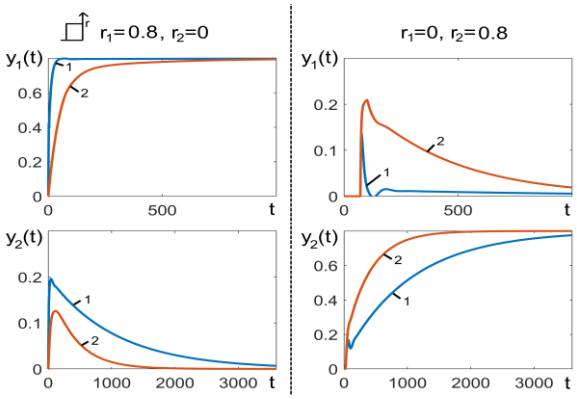

Рис. 4. Переходные процессы по заданию в колонне ВН при номинальных параметрах ОУ: 1 – разработанная САУ, 2 – прототипная САУ из работы [16]. [4]

Показателен эксперимент e_{25}, в котором у прототипной САУ процесс колебательный с малым затуханием и устанавливается по двум каналам примерно при t=3000 мин. В разработанной САУ по первому каналу наблюдаются два резких (1.68 и 1.45) выброса на t=5 и t=220. Эти выбросы сразу нейтрализуются регуляторами. В точке около t=360 процесс можно считать установившимся по обоим каналам.

ПРОВЕРКА НА МОДЕЛИ WB

Проведем достаточно точную редукцию полученных эффективных ПФ до

$$P_{e1} = \frac{6.4}{12.75+1}, P_{e2} = \frac{-9.685\cdot e^{-1.58\cdot s}}{10.56\cdot s+1}.$$

Как видим, ЭПФ Pe_1 запаздывания не имеет, а у Pe_2 $\tau/T=0.15$. Это другая динамика, чем в модели ВН, и синтез САУ по подходу №1 для такой РК не представляет сложности.

С помощью программы pidtune определим ПИ-регуляторы

$C_1 = \text{pidtune}(PHO(1,1)) = 0.0956\cdot\left(1+1/(7.01\cdot s)\right)$

$C_2 = \text{pidtune}(PHO(2,2)) = \text{-}0.0829\cdot\left(1+1/(10.3\cdot s)\right)$

Поскольку в Pe_1 нет запаздывания, а в $PFO(1,1)$ оно есть, то $Ce_1.c$=3 и $Ce_1.d$=1.

Поскольку в Pe_2 запаздывание не доминирующее, то

$C_2.c = \max(3, PFO(2,2).T / PFO(2,2).\tau) = ...$

$\max(3,\ 14.4 / 6.7517) = 4.8;$

$C_2.d = \max(1, 1+3\cdot rk_2\cdot(\text{PFO}(2,2).\tau / \text{PFO}(2,2).\text{T}) = ...$

$\max(1,\ 1+3\cdot 2.0009\cdot(6.7517 / 14.4)) = 2.5506$

[4] Appendix 1

Далее

$$Ce_1.Kp=C_1.Kp / rk_1 = 0.0956 / 2.0093 = 0.0476$$
$$Ce_2.Kp=C_2.Kp / rk_2 = -0.0829 / 2.0009 = -0.0414,$$
$$Ce_1.Ti = C_1.Ti \cdot rt_1 = 7.0139 \cdot 1.3094 = 9.1840$$
$$Ce_2.Ti = C_2.Ti \cdot rt_2 = 10.3286 \cdot 1.3632 = 14.0795$$
$$Ce_1.tau = PFO(1,1).\tau \cdot Ce_1.d = 1 \cdot 1 = 1$$
$$Ce_2.tau = PFO(2,2).\tau \cdot Ce_2.d = 3 \cdot 2.2506 = 6.7517$$
$$Ce_1.Tf = Ce_1.tau / Ce_1.c = 1/3 = 0.(3)$$
$$Ce_2.Tf = Ce_2.tau / Ce_2.c = 6.7517 / 4.7 = 1.4066$$

Проведем моделирование переходных процессов при изменении задания первому (1-й столбик) и второму (2-й столбик) регулятору. Такое моделирование позволяет оценить прямые показатели качества при условии, что математическая модель точная. Для сравнения с предложенным выберем 3 метода: BLT (Kp_1=0.375, Ti_1=8.29, Kp_2=-0.075, Ti_2=23.6) [14], EOTF [17] (Kp_1=0.5, Ti_1=10.54, Kp_2=-0.09, Ti_2=7.32), pidtune по диагонали МПФ (Kp_1=0.0956, Ti_1=7.01, Kp_2=-0.0829, Ti_2=10.3). Результаты представлены на рис. 5.

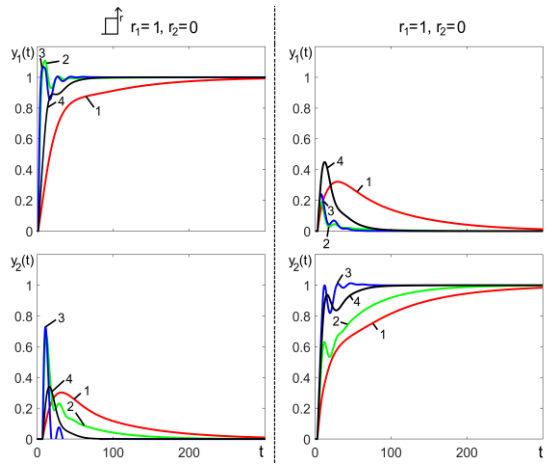

Рис. 5. Переходные процессы по заданию в САУ колонны WB при номинальных параметрах ОУ: 1 – предложенный метод, 2 – BLT, 3 – EOTF, 4 – настройка по диагонали с помощью pidtune.[5]

Анализ рис. 5 показывает, что, как и на рис. 4, наблюдается схожая тенденция: улучшение одного процесса проходит за счет ухудшения другого. Например, при использовании методов EOTF и BLT при изменении задания первого регулятора процесс является быстрым, но он также имеет и значительную амплитуду выбросов в ПП управляемой переменной второго регулятора. С точки зрения прямых показателей качества при номинальном ОУ полученные графики показывают, что, как и в предыдущем случае, разработанный метод позволяет получить регулятор, который обеспечивает минимум среднего выброса в перекрестных связях, хотя переходные процессы в нем в данном случае самые медленные.

Проверка робастности показывает, что предложенный метод дает сбой в e_{25} (1 случай), настройка по диагонали с помощью pidtune дает сбой в $e_{7\text{-}8}$, e_{13}, $e_{17\text{-}19}$, $e_{22\text{-}27}$ (12 случаев), BLT в e_8,e_{13},$e_{16\text{-}17}$,$e_{22\text{-}23}$,$e_{25\text{-}27}$ (9 случаев), EOTF в e_4,e_8,$e_{13\text{-}14}$,$e_{16\text{-}19}$,$e_{22\text{-}27}$ (14 случаев). Т.е. предложенный метод имеет существенно больший запас робастности и только в e_{25} дает слабо расходящийся процесс.

ПРОВЕРКА НА МОДЕЛИ OR

Проведем редукцию полученных эффективных ПФ до

$$P_{e1} = \frac{0.3356 \cdot e^{-3.37 \cdot s}}{1.421 \cdot s + 1}, P_{e2} = \frac{-1.247 \cdot e^{-3.29 \cdot s}}{0.4812 \cdot s + 1},$$
$$P_{e3} = \frac{0.6086 \cdot e^{-0.427 \cdot s}}{10.64 \cdot s + 1}.$$

Отметим, что первые две ЭПФ описывают каналы с существенно доминирующим запаздыванием. Третья ЭПФ имеет малое запаздывание.

С помощью программы pidtune определим ПИ-регуляторы

$$C_1 = \text{pidtune}(PHO(1,1)) = 2.91 \cdot (1+1/(10.05 \cdot s))$$
$$C_2 = \text{pidtune}(PHO(2,2)) = -0.45 \cdot (1+1/(5.77 \cdot s))$$
$$C_3 = \text{pidtune}(PHO(3,3)) = 1.32 \cdot (1+1/(2.79 \cdot s))$$

Вычислим необходимые коэффициенты

$$rk_1 = 1.9618, rk_2 = 1.8921, rk_3 = 1.4270$$
$$rt_1 = 4.7140, rt_2 = 10.3903, rt_3 = 1.2391$$

После вычислений, аналогичным ранее показанным, получим

$$Ce_1.kp = 1.485, Ce_1.Ti = 49.4904, Ce_1.Tf = 27.2310,$$
$$Ce_1.c = 0.7, Ce_1.d = 7.3314, Ce_1.tau = 19.0617$$

$$Ce_2.kp = -0.2377, Ce_2.Ti = 59.9921, Ce_2.Tf = 58.6293,$$
$$Ce_2.c = 0.7, Ce_2.d = 13.6802, Ce_2.tau = 41.0405$$

[5] Appendix 1

$Ce_3.kp = 0.9271, Ce_3.Ti = 3.4540, Ce_3.Tf = 0,$
$Ce_3.c = 1, Ce_3.d = 0, Ce_3.tau = 0$

Результаты моделирования при номинальных параметрах ОУ показаны на рис. 6.

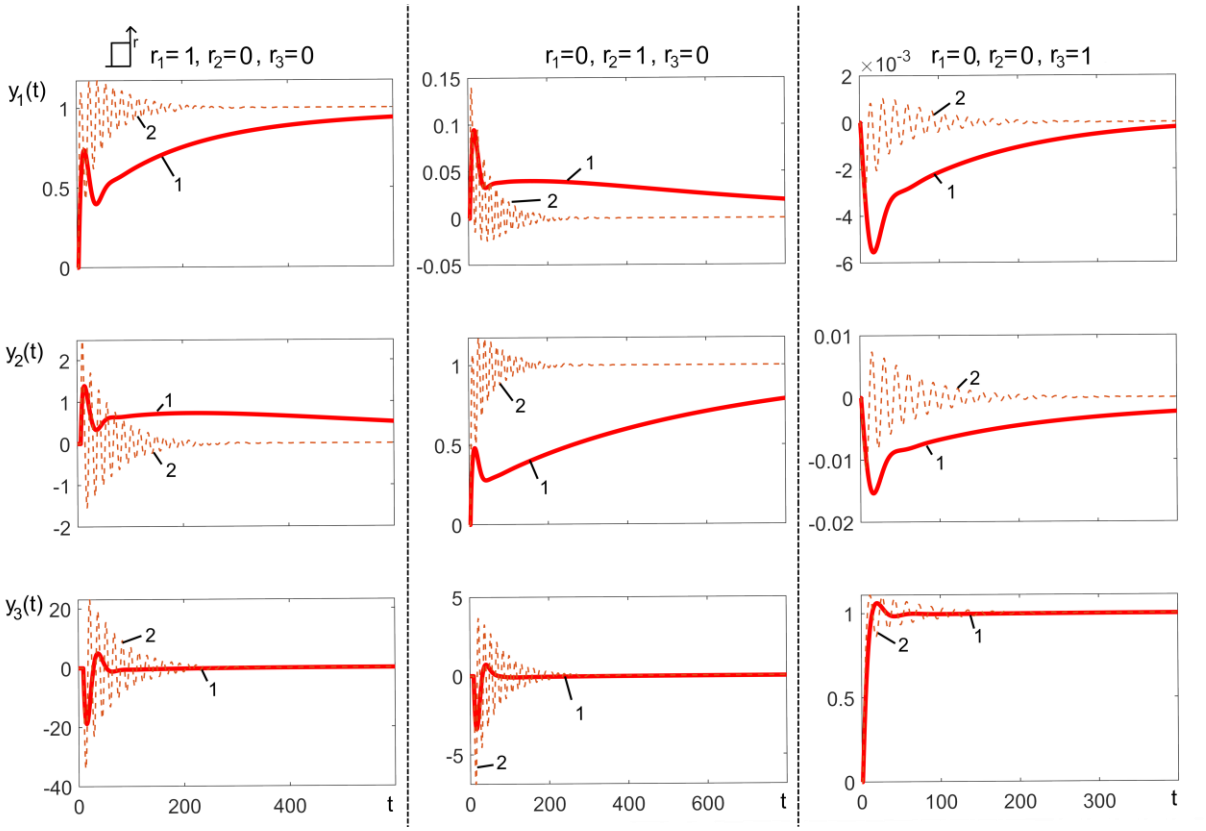

Рис. 6. Переходные процессы по заданию в децентрализованной САУ колонны OR при использовании: 1 – предложенный метод, 2 – pidtune по диагонали МПФ [6]

Особенностью ПП по заданию первого и второго регуляторов является быстрый скачек примерно к половине шкалы, некоторое падение и потом медленный рост к заданию. Выброс по третьей управляемой переменной в первом и втором столбиках при использовании предложенного метода примерно в два раза меньший, хотя и сравнительно большой. Если принять во внимание физический смысл переменных модели OR, то такой выброс допустим. Проверка робастности показывает, что предложенный метод не дает сбоев – САУ всегда устойчива. Прямые показатели качества вполне удовлетворительны, за исключением случаев с плавно затухающими высокоамплитудными колебаниями, которые наблюдаются в $e_{25\text{-}27}$. Что касается экспериментов с САУ, настроенной по диагонали с помощью pidtune, то неустойчивые системы получаются в $e_{4\text{-}11}$, $e_{13\text{-}25}$ (21 случай) и сильно затухающие колебания в e_1,e_2.

Таким образом, предложенный метод имеет очевидное преимущество

ПРОВЕРКА НА МОДЕЛИ AL

Проведем редукцию полученных эффективных ПФ до

$$P_{e1} = \frac{6.723}{19.9 \cdot s + 1} \cdot e^{-6.25 \cdot s}, Pe_2 = \frac{2.891}{38.84 \cdot s + 1} \cdot e^{-4.83 \cdot s}$$

$$P_{e3} = \frac{6.227}{13.32 \cdot s + 1} \cdot e^{-3.58 \cdot s}, Pe_4 = \frac{1.484}{43.86 \cdot s + 1} e^{-24.8 \cdot s}$$

Все ЭФП имеют запаздывание, но оно не является доминирующим.

Получим настройки ПИ-регуляторов и необходимые коэффициенты

$$C_1 = \text{pidtune}(PHO(1,1)) = 0.6627 \cdot (1 + 1/(45.9649 \cdot s))$$
$$C_2 = \text{pidtune}(PHO(2,2)) = 0.0672 \cdot (1 + 1/(18.6882 \cdot s))$$
$$C_3 = \text{pidtune}(PHO(3,3)) = 0.3512 \cdot (1 + 1/(10.5804 \cdot s))$$
$$C_4 = \text{pidtune}(PHO(4,4)) = 0.1059 \cdot (1 + 1/(29.0239 \cdot s))$$

$rk_1 = 0.6043$, $rk_2 = 2.3898$, $rk_3 = 0.7461$, $rk_4 = 3.0165$
$rt_1 = 1.6462$, $rt_2 = 1.1483$, $rt_3 = 1.3888$, $rt_4 = 1.0812$

[6] Appendix 1

После вычислений, аналогичных ранее проведенным, получим

$$Ce_1.kp = 0.6627, Ce_1.Ti = 45.9649, Ce_1.Tf = 4.3325,$$
$$Ce_1.c = 3.4045, Ce_1.d = 1.5325, Ce_1.tau = 14.7497$$

$$Ce_2.kp = 0.0672, Ce_2.Ti = 18.6882, Ce_2.Tf = 0.0272,$$

$$Ce_2.c = 43.7255, Ce_2.d = 1.1640, Ce_2.tau = 1.1872$$

$$Ce_3.kp = 0.3512, Ce_3.Ti = 10.5804, Ce_3.Tf = 0.0619,$$
$$Ce_3.c = 18.3168, Ce_3.d = 1.1222, Ce_3.tau = 1.1334$$

$$Ce_4.kp = 0.1059, Ce_4.Ti = 29.0239, Ce_4.Tf = 2.7482,$$
$$Ce_4.c = 6.4414, Ce_4.d = 2.4049, Ce_4.tau = 17.7026$$

Результаты моделирования при изменении четырех заданий поочередно при номинальных параметрах ОУ показаны на рис. 7.

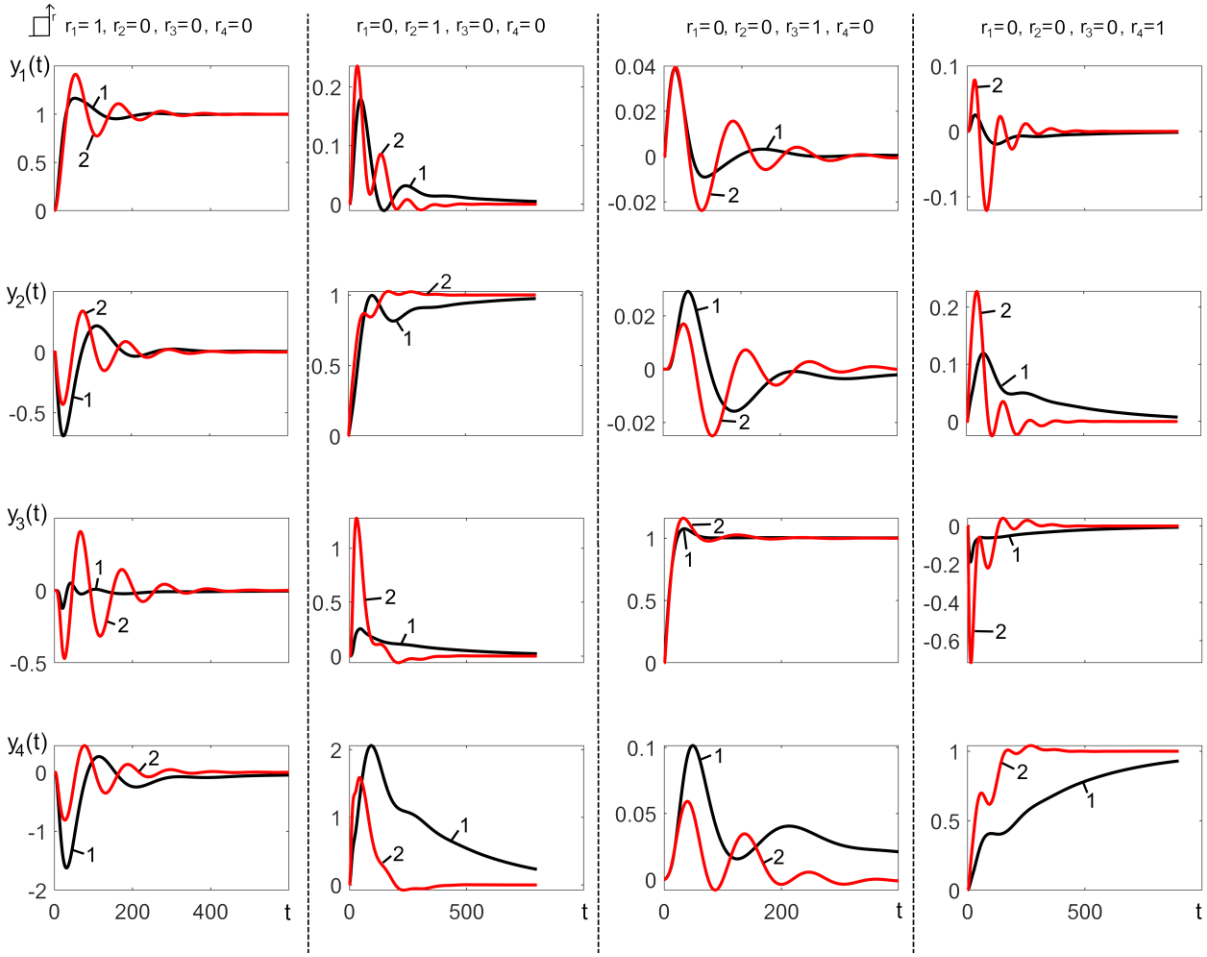

Рис. 7. Переходные процессы по заданию в децентрализованной САУ колонны AL при использовании: 1 – предложенный метод, 2 – pidtune под диагонали МПФ[7]

Проверка робастности показывает, что предложенный метод не дает сбоев – САУ всегда устойчива. Прямые показатели качества вполне удовлетворительны.

Что касается экспериментов с САУ, настроенной по диагонали с помощью pidtune, то неустойчивые системы получаются в e_6, $e_{8\text{-}9}$, $e_{15\text{-}18}$, $e_{22\text{-}27}$ (13 случаев) и резко затухающе колебательные в e_{12}, e_{13}, e_{14}. Таким образом, предложенный метод имеет очевидное преимущество.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

У разработанного метода имеются ограничения, выявленные путем проверки на опубликованных в литературе представительных моделях динамики более 20 РК:

1) Метод часто делает динамику переходных процессов более плавной и замедленной, следовательно, если простые ПИ регуляторы справляются с управлением по диагонали при рассматриваемых отклонениях параметров

[7] Appendix 1

модели, то предложенный метод может и не внести улучшений, за исключением случаев, когда исходные процессы колебательные с затуханием.

2) Метод не работает с моделями, в которых с помощью матриц RGA/ERGA/RRA невозможно выделить рабочую диагональ. Известный пример такого объекта – депропанизатор Ванга [26], типовая модель которого используется для проверки методов «развязки». Требования 300% робастности не будут выполнены в САУ с колоннами, которые имеют по ключевым каналам близкие или одинаковые постоянные времени. Например, колонна фирмы Shell [22,23].

3) Не допускаются РК как с неквадратной МПФ, так и без перекрестных связей.

4) МПФ модели РК должна описывать динамику достаточно точно, динамика каналов должна адекватно сводиться к FOPDT моделям (каналы без самовыравнивания не допускаются).

5) Не гарантируется использование метода с динамическими моделями РК, в которых динамика имеет существенное «набухание», например, аппараты с существенными возвратными потоками, с подачей двухфазного питания и т.п.

6) Не рекомендуется использование метода для колонн с малым запаздыванием. Пример – колонна Тиреуса и Луйбена [17], которая является особым случаем и задачей с существенным технологическим конфликтом. Если колонна имеет существенное запаздывание и большое CN, то метод дает отличные результаты, например, колонна OR [18].

7) Метод не может использоваться при получении ЭПФ, которые имеют явное и долгое «набухание». Такое набухание нельзя адекватно описать запаздыванием. Тем не менее, резкие кратковременные выбросы не являются показателем того, что метод будет не применим. Однако, эти выбросы не нужно учитывать, как предлагается в предложенной процедуре идентификации.

ВЫВОДЫ

1. Особенностью РК как объекта управления являются: а) существенные перекрестные связи; б) наиболее частая сводимость каналов к FOPDT моделям; в) нелинейность поведения, которая может быть сведена к изменению коэффициентом FOPDT модели, максимальный технологически возможный диапазон изменения которых составляет 300%.

2.FOPDT модели по определению являются неминимальнофазовыми. Для таких моделей значимым является показатель τ / T . Оптимальным для такой модели считается обычный регулятор ПИ-типа, однако это полностью адекватно только при малой величине $\tau / T \le 1$. С увеличением показателя резко снижается потенциальный запас устойчивости САУ, поскольку обратная связь реализуется по существенно неактуальному состоянию ОУ. Известные методы компенсации запаздывания, а именно предиктор Смита и его вариации, предполагают достаточно точное знание запаздывания, что для РК не применимо. Классические методы «развязки» также неприменимы, поскольку снижают запас устойчивости САУ [27].

3. Наиболее распространенным в промышленности типом САУ РК является децентрализованная САУ на базе ПИ-регуляторов. Ее очевидным преимуществом является возможность эмпирически скорректировать настройки регуляторов в процессе наладки или при падении качества регулирования в процессе эксплуатации САУ.

4. Децентрализированная САУ РК по определению не может быть оптимальной, поскольку высокое качество регулирования САУ такой структуры может показать только при условии незначимости перекрестных связей, что не относится к рассматриваемому ОУ.

5. Типовым подходом к синтезу децентрализованной САУ является выбор диагонали с минимумом влияния перекрестных связей, например, с помощью метода RGA. Регуляторы настраиваются по моделям каналов диагонали. Однако этот подход без последующей эмпирической донастройки может и не привести к получению рабочей САУ.

6. Процедуру последующей коррекции настроек можно реализовать с помощью методов, таких как BLT или поконтурная H-inf оптимизация. Эти методы работают, однако заложенные в них критерии не учитывают запаздывания.

7. В разработанном методе предлагается корректировать настройки регуляторов по параметрам FOPDT моделей эффективных передаточных функций. Кроме того, сам регулятор расширяется путем введения запаздывания и дополнительного фильтра в контур интегрирования. Показано, что метод обеспечивает высокий уровень робастности, оценённый по 27 экспериментам.

8. Предложенный метод не применим к РК, которые имеют каналы с «набуханием» и астатические каналы. Это может стать первым направлением дальнейшим исследований. Вторым направлением может стать процедура дальнейшей оптимизации найденных параметров с целью повышения робастности в приложении к другим ОУ теплового типа.

APPENDIX 1 (ПРИЛОЖЕНИЕ 1)

[1]**Fig. 1.** The Simulink Diagram has been Generated by the Developed Software. The Diagram Lets to Obtain a Step Response of Effective Transfer Function Pe1 for WB Distillation Column Model.

[2]**Fig. 2.** Block Diagram of the Improved PI Controller

[3]**Fig. 3.** Step Responses of: 1 – FOPDT Approximation of Effective Transfer Functions from BH Distillation Column Model, 2 – Effective Transfer Function.

[4]**Fig. 4.** System Responses to the Controller's Step Reference Changes in BH Distillation Column Control System with Nominal Plant Model Parameters: 1 – Control System Designed by the Developed Method,
2 – with the Settings Published in Paper [16].

[5]**Fig. 5.** System Responses to the Controller's Step Reference Changes in WB Distillation Column Control System with Nominal Plant Model Parameters:
1 – Control System Designed by the Developed Method,
2 – by BLT Method, 3 - by EOTF Method, 4 - by Pidtune Used on Plant Model Transfer Function Matrix Diagonal.

[6]**Fig. 6.** System Responses to the Controller's Step Reference Changes in OR Distillation Column Control System with Nominal Plant Model Parameters:
1 – Control System Designed by the Developed Method, 2 – by Pidtune Used on Plant Model Transfer Function Matrix Diagonal.

[7]**Fig. 7.** System Responses to the Controller's Step Reference Changes in AL Distillation Column Control System with Nominal Plant Model Parameters:
1 – Control System Designed by the Developed Method, 2 – by Pidtune Used on Plant Model Transfer Function Matrix Diagonal.

Литература (References)

[1] Luyben W. L. Method for Evaluating Single-End Control of Distillation Columns. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 2009, vol. 48, no. 23, pp. 10594–10603. doi:10.1021/ie900778r

[2] Skogestad S., Postlethwaite I. Multivariable feedback control. Analysis and design. John Wiley & Sons, 2005.

[3] Zhou K., Doyle J. Essentials of robust control. Upper Saddle River, N.J., Prentice Hall, 1998.

[4] Bristol E. On a new measure of interaction for multivariable process control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1966, no. 11(1), pp. 133–134.

[5] Jain A., Babu B.V. Relative Response Array: A New Tool for Control Configuration Selection. *International Journal of Chemical Engineering and Applications*. 2015, vol.6, no.5, pp. 356–362. doi:10.7763/ijcea.2015.v6.5097.

[6] Xiong Q., Cai W. J., He M. J. A Practical Loop Pairing Criterion for Multivariable Processes. *Journal of Process Control*, 2005, no. 15 (7). pp. 741–747.

[7] Zhu Z.X. Structural Analysis and Stability Conditions of Decentralized Control Systems. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 1996, vol. 35, no., pp. 736–745. doi:10.1021/ie950455a.

[8] Garpinger O., Hägglund T., Åström K.J. Criteria and Trade-offs in PID Design. *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, 2012, vol. 2, pp. 47–52. doi:10.3182/20120328-3-IT-3014.000089

[9] Chawankul N., Sandoval L.A.R., Budman H., Douglas P.L. Integration of design and control: a robust control approach using MPC. *Canadian Journal of Chemical Engineering*, 2007, vol. 85, pp. 433–446.

[10] Allgöwer F., Raisch J. Multivariable controller design for an industrial distillation column. *The mathematics of control theory. Institute of Mathematics and its Applications conference series*, 1992, pp.381–406. doi:10.18419/opus-4404.

[11] Vilanova R., Visioli A. PID Control in the Third Millennium. Advances in Industrial Control. London, Springer-Verlag, 2012.

[12] Hovd M., Skogestad S. Sequential design of decentralized controllers. *Automatica*, 1994, vol. 30, no.10, pp. 1601–1607. doi:10.1016/0005-1098(94)90099-X 9

[13] Niederlinski A. A heuristic approach to the design of linear multivariable interacting control systems. *Automatica*, 1971, vol. 7. pp. 691–701.

[14] Luyben W.L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems. *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, 1986, vol. 25, no. 3, pp. 654–660. doi:10.1021/i200034a0107

[15] Apkarian P., Noll D. The Hinf Control Problem is Solved. *AerospaceLab Journal*, 2017, no. 13. doi:10.12762/2017.AL13-016

[16] Bhat V.S., Indiran T., Selvanathan S.P. Design and Implementation of Decentralized PI Controller for Pilot Plant Binary Distillation Column. *International Journal of ChemTech Research*, 2017, vol. 10, pp. 284.

[17] Vu T.N.L., Lee M. Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes. *Journal of Process Control*, 2010, vol. 20, no. 8, pp. 922–933. doi:10.1016/j.jprocont.2010.06.012

[18] Ogunnaike B., Lemaire J. P., Morari M., Ray W.H. Advanced multivariable control of a pilot-plant distillation column. *AIChE Journal*. 1983, vol. 29, no 4, pp. 632–640.
[19] Luyben W.L., Alatlql I.Y. Control of a Complex Sidestream Column/Stripper Distillation Configuration. *Ind Eng Chem Process Des Dev*, 1986, no. 25, pp. 762–767.
[20] Tugashova L.G. Sovershenstvovaniye upravleniya protsessom rektifikatsii nefti v usloviyakh malogo neftepererabatyvayushchego zavoda [Improving the control of the oil distillation process in a small oil refinery]. Tambov, Tambov State Technical Univ., 2018, 216 p.
[21] Tugashova L.G. Issledovaniye vozmozhnosti upravleniya protsessom rektifikatsii nefti s primeneniyem tipovykh regulyatorov. [Investigation of the possibility of controlling the process of oil distillation using standard regulators]. Vestnik YUUrGU. Seriya Komp'yuternyye tekhnologii, upravleniye, radioelektronika [Bulletin of SUSU. Computer technologies, control, radio electronics], 2016, vol. 16, no. 3, pp. 120–131, doi:10.14529/ctcr160313hnologies, (In Russian).
[22] Prett D.M., Morari M. The Shell Process Control Workshop. USA, Stoneham, MA, Butterworth Publishers, 1987.
[23] Prett D.M., Garcia C.E., Ramaker B.L. The Second Shell Process Control Workshop: solutions to the shell standard control problem. USA, Houston, TX, Butterworth Publishers, 1990.
[24] Hernández-Diez J.E., Méndez-Barrios C.F., Niculescu S.I. Practical Guidelines for Tuning PD and PI Delay-Based Controllers. *IFAC-PapersOnLine*., 2019, vol. 52, no.18, pp. 61–66. doi:10.1016/j.ifacol.2019.12.207.
[25] Pathiran A.R., Muniraj R., Willjuice I.M., Prabhu S.R.B., Jarin T. Unified design method of time delayed PI controller for first order plus dead-time process models with different dead-time to time constant ratio. *Archives of Control Sciences*, 2021, vol. 31, no. 2, pp. 447–476. doi:10.24425/ACS.2021.137427.
[26] Wang Q.G. Decoupling control. Berlin, Heidelberg, Springer, 2003.
[27] Visioli A. Practical PID control. London, Springer, 2009.

Сведения об авторах.

Стопакевич Андрей Алексеевич,
кандидат технических наук, доцент.
Государственный университет интеллектуальных технологий и связи.
Область научных интересов — сложные системы автоматического управления технологическими процессами, программные технологии в области автоматизации производства.
Украина, Одесса.
E-mail: stopakevich@gmail.com

Стопакевич Алексей Аркадьевич,
кандидат технических наук, доцент, ст. научн. сотр.
Национальный университет «Одесская политехника».
Область научных интересов — системный анализ и теория сложных систем управления, многомерные системы управления технологическими процессами промышленности, проблемы кибербезопасности.
Украина, Одесса.
E-mail: stopakevich@op.edu.ua