

УДК 681.5.013

В.А. Карапетьян, доцент, канд. техн. наук

Севастопольский национальный технический университет,

ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: vak@stel.sebastopol.ua

МОДАЛЬНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ СИСТЕМ СТАБИЛИЗАЦИИ

Рассматриваются способы реализации модальных регуляторов в задачах синтеза систем стабилизации линейных стационарных непрерывных объектов. Приведены различные структуры САУ с модальными регуляторами для одномерных и многомерных систем. Обсуждаются особенности реализации модальных регуляторов на примере синтеза систем стабилизации выпарных аппаратов в тренажёрах АЭС.

Ключевые слова: линейная стационарная система, модальный регулятор, стабилизация.

Синтез регуляторов линейных стационарных объектов управления (ОУ), заданных во временной области моделью в пространстве состояний, чаще всего проводится методами модального управления или линейно-квадратической (LQ) оптимизации [1, 2]. По форме получаемых решений и в случае модального регулятора и в случае LQ-регулятора имеем управление, организованное в виде статической отрицательной обратной связи (ООС) по состоянию $u(t) = -K \cdot x(t)$. Здесь K — числовая матрица коэффициентов ООС, а $x(t)$ и $u(t)$ — векторы состояния и управления. Матрица K вычисляется в соответствии с выбранной процедурой решения задачи синтеза.

В практике синтеза САУ характерной задачей является задача стабилизации — поддержание постоянными управляемых переменных объекта на заданном уровне. Обычное требование к таким системам — это нулевая статическая ошибка и инвариантность установившегося значения выхода к постоянным возмущениям [1]. Даже если объект управления и обладает интегрирующими свойствами, то модальный или LQ регуляторы делают замкнутую САУ статической и, следовательно, система стабилизации будет иметь ненулевую статическую ошибку.

Целью статьи является рассмотрение различных структур систем стабилизации, основу которых составляют модальный регулятор и единичная обратная связь по выходу, обеспечивающих необходимые свойства замкнутой САУ.

Обобщённая структура системы стабилизации линейного объекта с модальным регулятором показана на рисунке 1.

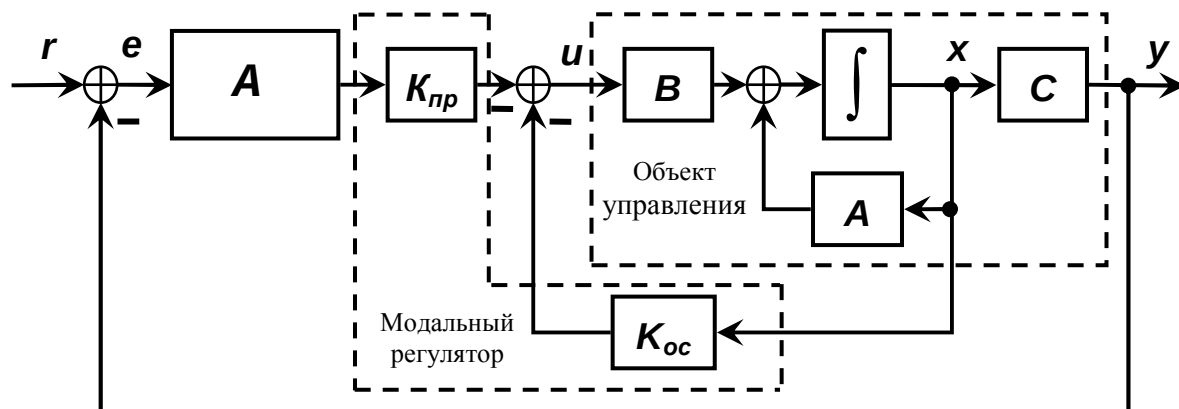


Рисунок 1 – Структура системы стабилизации с модальным регулятором

На рисунке приняты следующие обозначения: A — внутренняя линейная динамическая модель (линейный оператор) [3]; A, B, C — числовые матрицы модели пространства состояний ОУ; K_{oc}, K_{pr} — числовые матрицы модального регулятора; r, e, u, x, y — векторные функции задающего воздействия (уставки), ошибки стабилизации, управляющего воздействия, состояния ОУ и выхода, соответственно.

Объект управления задаётся моделью пространства состояния в виде

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t), \quad (1)$$

$$y(t) = C \cdot x(t). \quad (2)$$

В уравнениях состояния (1) и выходов (2) примем размерности векторов состояния x , управления u и выхода y соответственно равными n, m и p .

В классической постановке задачи модального управления [1] управляющее воздействие u формируется в форме линейной стационарной обратной связи по состоянию как

$$u(t) = -K \cdot x(t) + r(t). \quad (3)$$

Числовая матрица K выбирается из условий желаемого распределения собственных чисел матрицы динамических коэффициентов замкнутой САУ $A-B \cdot K$. Желаемое поведение выхода системы стабилизации определяется задающим воздействием $r(t)$. Если задающее воздействие является вектор-функцией изменяющейся во времени, такую САУ называют системой слежения, если r не меняется во времени — системой стабилизации [1]. Естественное требование к синтезируемой САУ быть асимптотически устойчивой приводит к необходимости выбора таких значений K , чтобы матрица $A-B \cdot K$ была гурвицевой. Таким образом, необходимое условие при проектировании модального регулятора состоит в выборе полюсов замкнутой системы строго левыми ($p_i \in \mathbb{C}^-$). Известно [1], что для решения задачи синтеза модального регулятора в форме (3) необходимо и достаточно полной управляемости объекта (1). Будем в дальнейшем предполагать, что у нас это свойство объекта управления (1) всегда выполняется. Матрицу коэффициентов обратной связи можно получить и в результате решения соответствующим образом поставленной задачи синтеза оптимального LQ-регулятора.

В изображениях по Лапласу выход САУ (1) – (3) определяется через задающий вход как

$$y(s) = C \cdot (s \cdot I - (A - B \cdot K))^{-1} \cdot B \cdot r(s).$$

В установившемся режиме ($t \rightarrow \infty$, $s \rightarrow 0$ и $r = \text{const}$) имеем

$$y = C \cdot (-A + B \cdot K)^{-1} \cdot B \cdot r. \quad (4)$$

Из последнего соотношения следует условие стабилизации: достаточно подавать задающее воздействие с предусилением с матричным коэффициентом

$$F = (C \cdot (-A + B \cdot K)^{-1} \cdot B)^{-1}, \quad (5)$$

чтобы в установившемся режиме САУ точно отслеживала постоянный вход $y = r$.

В терминах рисунка 1 схема САУ с модальным регулятором (1) и предусилителем (2) модифицируется следующим образом: главная ООС по выходу отсутствует; $K_{oc} = K$; $K_{np} = I_m$ — единичная матрица; динамический оператор A является статическим с матричным коэффициентом F .

Здесь следует оговорить некоторые дополнительные условия, которые на практике в большинстве случаев выполняются. Будем предполагать, что количество управляемых выходов системы y равно количеству задающих входов r и равно количеству управляющих входов объекта u , иными словами, $p = m$. В этом случае матрица связи $[C \cdot (-A + B \cdot K)^{-1} \cdot B]$ в (4) будет квадратной и, если она невырожденная, её можно обращать. Возможность обращения (5) зависит от значений матриц C и B . Если объект (1), (2) полностью наблюдаем и матрицы C и B имеют каждая полный ранг, то всегда возможно обращение матрицы связи в соотношении (4) и получение матрицы предусиления задающего воздействия F .

Объект управления (1), (2) с управлением $u(t) = -K \cdot x(t) + F \cdot r(t)$ будет обладать свойствами системы стабилизации по постоянному задающему воздействию. Однако данная САУ не будет системой стабилизации в классическом понимании этого термина. Основной недостаток такой структуры состоит в отсутствии обратной связи по выходу и, как следствие этого, система не будет обладать инвариантностью в статике от возможного постоянного внешнего возмущения.

Структура, показанная на рисунке 1, позволяет, во-первых, реализовать САУ со свойствами классической системы стабилизации, а во-вторых, применить алгоритмы расчёта модальных (или LQ) регуляторов. Правда, в отличие от стандартного вида САУ с модальным регулятором (1) – (3), здесь элементы матрицы коэффициентов регулятора K распределены по двум матрицам K_{oc} и K_{np} , стоящим соответственно в обратной связи по состоянию и в прямой цепи. В общем виде, в зависимости от свойств ОУ и типа входного задающего сигнала, возможно наличие в прямой цепи и дополнительного динамического звена A . В отдельных случаях в реализации обратной связи по состоянию K_{oc} могут участвовать не все компоненты вектора состояния.

Рассмотрим два основных случая (алгоритма) синтеза регуляторов на примерах структур систем стабилизации для SISO-объектов (объектов с одним задающим входом и одним управляемым выходом).

Алгоритм 1. Пусть в SISO-объекте выходная координата y совпадает с первой компонентой вектора состояния x_1 (если это не так, всегда можно невырожденной матрицей перестановок перенумеровать компоненты вектора состояния). Пусть также ОУ является астатическим объектом, т.е. объект обладает интегрирующими свойствами по выходу. Факт астатизма объекта означает, что правильное добавление в структуру системы статических корректирующих звеньев K_{np} и K_{oc} и

єдиничної ООС по виходу надає їй властивості класичної системи стабілізації. В такому випадку система стабілізації, зображена на рисунку 2, буде мати нульову статичну помилку.

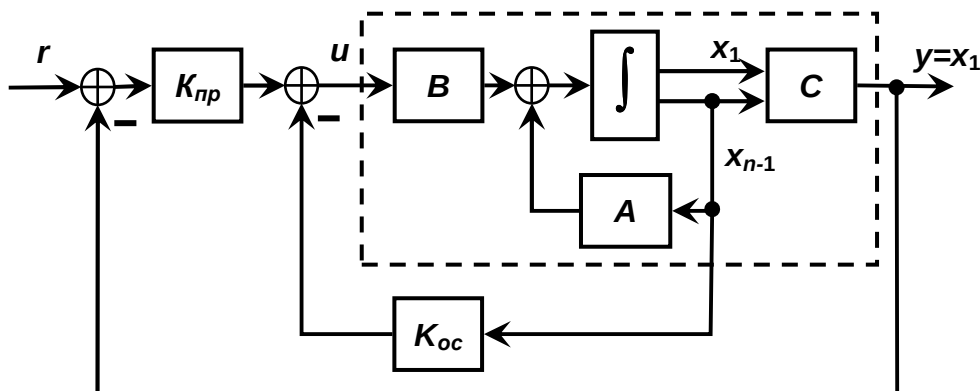


Рисунок 2 – Система стабілізації для об'єкта з інтегруючими властивостями

Матриці модального регулятора тут в силу одномерності ОУ мають вигляд векторів $K_{oc} = [k_2 \ k_3 \ \dots \ k_n]$, $K_{np} = [k_1]$, а управляюче впливання u можна представити наступним чином

$$u = -[k_2 \ k_3 \ \dots \ k_n] \cdot \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + k_1 \cdot (r - x_1) = -[K_{np} : K_{oc}] \cdot x + k_1 \cdot r = -K \cdot x + k_1 \cdot r.$$

Останнє вираження для управління $u = -K \cdot x + k_1 \cdot r$ дозволяє застосовувати стандартні алгоритми синтезу модального регулятора — знайти матрицю K , а потім за її структурою $K = [K_{np} : K_{oc}]$ визначити матриці K_{np} і K_{oc} для реалізації структури системи стабілізації, зображеної на рисунку 2. Тут також можна відзначити, що матриця регулятора K може бути отримана як рішення відповідної задачі синтезу LQ-регулятора.

Алгоритм 2. Розглянемо далі випадок синтезу системи стабілізації для статичного SISO-об'єкта. В даній ситуації процедура синтезу системи стабілізації крім вибору статичних коефіцієнтів K_{np} і K_{oc} і організації єдиної ООС, передбачає встановку в пряму ланку інтегратора. Таким чином, структура отриманої тут системи стабілізації буде повністю відповідати схемі рисунка 1, де в якості внутрішнього динамічного оператора A буде виступати ідеальний інтегратор — $A(t) \equiv \int_0^t e(\tau) d\tau$.

Для синтезу регуляторів за схемою рисунка 1 з інтегратором в прямій ланці до рівнянь стану ОУ (1) і (2) додається рівняння для помилки стабілізації:

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t); \quad y(t) = C \cdot x(t); \quad e(t) = r - C \cdot x(t).$$

Введемо позначення $\dot{\epsilon}(t) = e(t)$ і сформуємо розширений вектор стану $x_a(t) = [x(t) : \epsilon(t)]^T$, тоді модель узагальненої САУ і вираження для управління u можна представити в вигляді наступних співвідношень:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x(t) \\ \epsilon(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ \epsilon(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot r, \quad y(t) = [C : 0] \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ \epsilon(t) \end{bmatrix},$$

$$u(t) = -[K_{oc} : K_{np}] \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ \epsilon(t) \end{bmatrix} = -K \cdot x_a(t).$$

Матриці коефіцієнтів регулятора $K = [K_{oc} : K_{np}]$ обчислюються, як і в попередньому випадку з точністю до порядку слювання підматриць K_{np} і K_{oc} , на основі стандартних алгоритмів синтезу модального або LQ регуляторів.

Для МІМО-об'єктів (об'єктів з декількома входами і декількома виходами) рішення аналогічних задач приводять до тих же структур систем стабілізації і алгоритмів синтезу модальних

(или LQ) регуляторов [1, 3]. Следствием успешного решения такого рода задач является тот факт, что полученные системы стабилизации ММО-объектов автоматически приобретают в статике свойства взаимной независимости каналов управления.

Применим описанные выше алгоритмы синтеза модальных регуляторов для линеаризованной модели однокорпусного выпарного аппарата (ВА) [2]. Эта модель использовалась для описания динамики возмущённого движения в системах стабилизации процессов выпаривания в тренажёрах вспомогательного технологического оборудования АЭС [4]. Все вычисления и построения выполнены в пакете Matlab.

Линеаризованная математическая модель ВА представлена уравнениями пространства состояний вида (1), (2). В качестве векторов состояния x , управления u и выходов y приняты следующие вектор-функции:

$$x = \begin{bmatrix} W \\ C \\ h \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} S_f \\ B \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} W \\ C \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где W , C , h – материальные потери (кг) при выпаривании раствора, концентрация выходного раствора (%) и энтальпия выходного (упаренного) раствора (Дж/кг), соответственно; S_f , B – расход греющего пара (кг/с) и выход остатка раствора (кг/с).

Матрицы модели A , B и C имеют численные значения [2]:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -0,00156 & -0,1711 \\ 0 & -0,1419 & 0,1711 \\ 0 & -0,00875 & -1,102 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & -0,143 \\ 0 & 0 \\ 0,392 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Модель выпарного аппарата является моделью ММО-объекта с двумя входами и двумя выходами. Наличие нулевого столбца в матрице динамических коэффициентов A означает, что объект обладает интегрирующими свойствами по первой переменной, а структура матрицы выходов C (её первая строка) показывает, что первый компонент вектора управляемого выхода является позиционной. Матричная передаточная функция (МПФ) объекта

$$W(s) = \left[\begin{array}{c|c} \frac{-0,067s - 0,0096}{s(s^2 + 1,244s + 0,1579)} & \frac{-0,143}{s} \\ \hline \frac{0,067}{s^2 + 1,244s + 0,1579} & 0 \end{array} \right] \quad (8)$$

подтверждает наличие интегратора (1/s) в первом канале управления (первая строка МПФ). Второй канал объекта управления является статическим и независимым от второго управляющего входа (вторая строка МПФ в (8)).

Таким образом, рассматриваемый объект управления не является в чистом виде ни полностью астатическим (позиционным), ни полностью статическим. Применение алгоритма 1, который рассчитан на наличие интегрирующих свойств во всех каналах выхода, не приведёт к синтезу системы стабилизации с нулевой статической ошибкой. Может показаться, что по первому каналу (каналу с интегратором) здесь можно добиться нулевой ошибки в установившемся режиме. Однако следует иметь в виду, что мы рассматриваем ММО-объект, в котором существует взаимовлияние каналов (МПФ (8) не диагональная). Этот факт может привести к ненулевой статической ошибке и по первому каналу. Применение же алгоритма 2, который предполагает введение интеграла в прямую цепь, должен привести к желаемому результату — получению системы стабилизации с нулевой статической ошибкой по всем двум выходам.

Моделирование системы стабилизации выпарным аппаратом по схемам алгоритмов 1 и 2 подтверждает эти предположения. На рисунке 3 изображены графики изменения сигналов y на выходе системы стабилизации при подаче на вход двух $r = [r_1 : r_2]^T$ постоянных задающих воздействий, со значениями, равными $r_1 = 2$ и $r_2 = 1$ по первому и второму входным каналам соответственно. В каждом окне представлены по две пары графиков — сплошными и пунктирными линиями. Сплошными линиями изображены изменения выходов y системы стабилизации, построенной по первому алгоритму, а пунктирными — по второму. Соответствие кривых каждому из двух выходов $y_1(t)$ и $y_2(t)$ объекта обозначено на графиках надписями со стрелками.

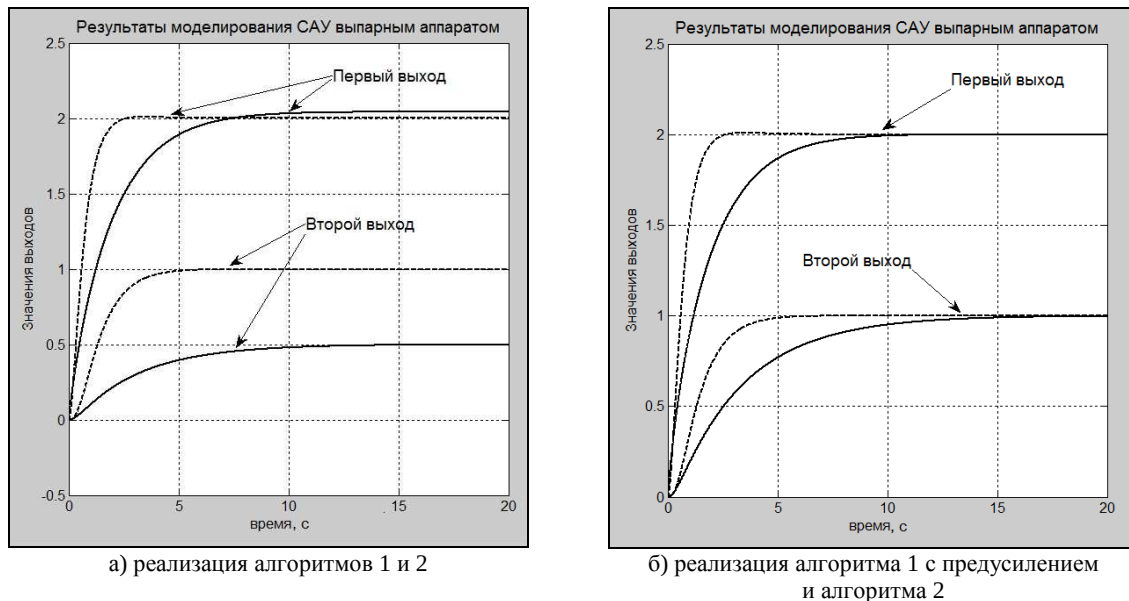


Рисунок 3 – Результаты моделирования системы стабилизации выпарным аппаратом

В первом окне представлены результаты моделирования двух систем стабилизации выпарным аппаратом, синтезированных строго в соответствии с алгоритмами 1 и 2. Видно, что применение алгоритма 1 приводит к построению системы стабилизации, однако она даёт ненулевые ошибки в установившемся режиме (сплошные линии). По первому выходу ошибка не велика ($\sim 2\%$), по второму выходу — значительная ($\sim 50\%$). Второй алгоритм даёт нужный результат (пунктирные линии) — по первому и второму каналам система точно отрабатывает задающие воздействия.

Если первый алгоритм скорректировать установкой ММО-предусилителя F с коэффициентом, рассчитанным по формуле (5), то мы получим требуемый результат — систему стабилизации с нулевой статической ошибкой по задающему воздействию. Этот факт отражён во втором окне непрерывными графиками. Предусилитель выполняет здесь две функции — развязывание каналов в статике и масштабирование по каждому каналу управления. Интересно проанализировать структуру и конкретные значения матричного коэффициента F в контексте структуры МПФ объекта управления (8). Независимо от задаваемых желаемых полюсов проектируемой системы стабилизации, матрица F имеет верхнюю треугольную форму, например, при задании полюсов $[-0.5; -0.3; -3]$ имеем

$$F = \begin{bmatrix} 1 & -0.0854 \\ 0 & 1.9963 \end{bmatrix}.$$

Элемент $F_{11}=1$ означает, что в первом канале управления стоит интегратор и собственное канальное масштабирование не требуется. Значение элемента $F_{22}=1.9963$ показывает, что во втором канале управления требуется собственное масштабирование — увеличение входного сигнала практически в два раза — этот результат следует и из анализа графика для второго выхода на рисунке 3.а. Внедиагональные элементы матрицы F компенсируют взаимовлияние каналов.

Часто, помимо постоянного сигнала $r = \text{const}$, в качестве задающих воздействий в системах стабилизации технологических процессов выбирают два других стандартных сигнала — линейно нарастающий $r(t) = at$ и гармонический $r(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$. В этих случаях структура (рисунок 1) и процедуры синтеза систем стабилизации могут быть сохранены практически в том же виде, что и рассмотренные выше. Конкретный вид и параметры задающего воздействия $r(t)$ определяют алгоритм обработки сигнала ошибки слежения e в блоке A — внутренней динамической модели ("Internal Model" [3]).

Стандартные задающие сигналы $r(t)$ могут быть сформированы в виде решений однородных дифференциальных уравнений с постоянными параметрами

$$r^{(p)}(t) + \beta_{p-1}r^{(p-1)}(t) + \dots + \beta_1 r'(t) + \beta_0 r(t) = 0, \quad (9)$$

а конкретный вид сигнала определяется начальными условиями. Например, если необходимо сформировать линейно нарастающий сигнал вида $r(t) = at + b$, то в качестве дифференциального уравнения следует выбрать уравнение второго порядка $r''(t) = 0$, а начальные условия положить такими: $r(0) = b, r'(0) = a$.

Блок **A** формується в виде объединения независимых динамических звеньев, каждое из которых имеет один вход — для i -го компонента вектора ошибки e , и несколько выходов — их число определяется порядком соответствующего дифференциального уравнения. Каждое звено задаётся своей линейной стационарной моделью в пространстве состояний, для которой характеристический полином совпадает с характеристическим полиномом дифференциального уравнения (9)

$\beta(s) = s^p + \beta_{p-1}s^{p-1} + \dots + \beta_1s + \beta_0$. Уравнения модели для каждого звена, составляющего блок **A**, имеют следующий вид

$$\frac{dx_m^i(t)}{dt} = M^i \cdot x_m^i(t) + m^i \cdot e_i(t), \quad i = \overline{1, p}, \quad (10)$$

где M^i , m^i — матрица динамики и вектор входов i -го звена; $\beta(s) = \det(sI - M_i)$ — характеристический полином матрицы M^i , равный характеристическому полиному дифференциального уравнения (9) для i -го задающего входа.

Объединив векторы состояния (10) для всех звеньев $x_m^i(t)$ в единый вектор $x_m(t)$ модели **A**, получим уравнение состояния внутренней модели в виде

$$\frac{dx_m(t)}{dt} = A_m \cdot x_m(t) + B_m e(t), \quad (11)$$

где матрицы модели A_m и B_m формируются как

$$A_m = \begin{bmatrix} M^1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & M^2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & M^p \end{bmatrix}, \quad B_m = \begin{bmatrix} m^1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & m^2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & m^p \end{bmatrix}.$$

Расширенная модель пространства состояний всей САУ, соответствующая схеме рисунка 1, может быть представлена следующими соотношениями:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -B_m C & A_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ x_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ B_m \end{bmatrix} \cdot r(t), \quad (12)$$

$$e(t) = \begin{bmatrix} -C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ x_m(t) \end{bmatrix} + I_p \cdot r(t).$$

В модели (12) в качестве управляемого выхода $y(t)$ выбран вектор ошибки стабилизации $e(t)$. Стандартный вид (3) модального регулятора для системы (12) реализуется соотношением

$$u(t) = -K \cdot x_o(t) = -[K_{oc} : K_m] \cdot \begin{bmatrix} x(t) \\ x_m(t) \end{bmatrix}.$$

Здесь $x_o(t)$ представляет вектор состояния расширенной системы, а подматрица K_m соответствует матричному коэффициенту K_{np} в прямой цепи схемы на рисунке 1.

Применим описанный выше обобщённый алгоритм 2 к задаче синтеза модального регулятора в системе стабилизации ВА (6), (7). В качестве внешнего задающего воздействия по каналу управления расходом греющего пара S_f выберем линейно нарастающий сигнал единичной скорости $S_f(t) = t$. По каналу управления выходом остатка раствора B будем подавать гармонический сигнал вида $B(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$ с амплитудой $A = 2$, круговой частотой $\omega = 1,9$ и нулевым фазовым сдвигом $\varphi = 0$.

Каждый из двух задающих сигналов формируется как решение соответствующего однородного дифференциального уравнения второго порядка вида (9) с необходимыми начальными условиями. Переход от двух дифференциальных уравнений второго порядка к нормальной форме, окончательно приводит к системе из четырёх уравнений первого порядка, т.е., к виду (11). В нашем случае (для сигналов $S_f(t)$ и $B(t)$) матрицы A_m и B_m внутренней модели, состоящие каждая из двух подматриц по числу входов, будут иметь следующий вид

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega^2 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Начальное состояние внутренней модели $\mathbf{A}$ задаётся вектором $x_m(0) = [0 \ 1 \ 0 \ A \cdot \omega]^T$.

Объединение модели ВА с матрицами коэффициентов (7) и внутренней модели (11) даёт уравнения расширенной модели (12). Выбор желаемой динамики расширенной модели определяется требуемым качеством. Определим желаемый набор полюсов синтезируемой системы управления следующим числовым вектором $[-0.6 \ -0.6 \ -1.3 \ -1 \ -1 \ -2 \ -10]$. Моделирование следящей САУ, соответствующей структуре рисунка 1, проводилось на интервале длительностью 10 секунд. Этого времени оказалось достаточно, чтобы убедиться в работоспособности алгоритма и получения приемлемых показателей качества.

На рисунке 4 изображены графики поведения выходных координат модели ВА (потери пара W и концентрации выходного раствора C) при подаче на вход описанных выше задающих сигналов.

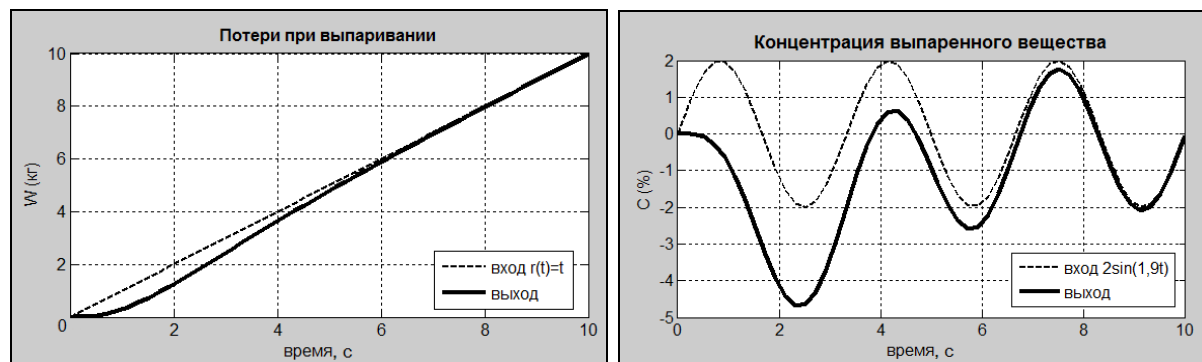


Рисунок 4 – Результаты моделирования САУ ВА при подаче на вход двух сигналов (первый вход — сигнал t ; второй вход — сигнал $2\sin 1,9t$)

Дальнейшего детального изучения требует вопрос о назначении желаемых полюсов при синтезе модального регулятора или выбора весовых матриц квадратического функционала качества при синтезе оптимального регулятора.

Бibliографический список использованной литературы

1. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5-и т.; 2-е изд., перераб. и доп. Т.3: Синтез регуляторов и систем автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. — М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. — 616 с.
2. Рей У. Методы управления технологическими процессами / У. Рей. — М.: Мир, 1983. — 368 с.
3. Bhattacharyya S.P. Linear control theory: structure, robustness, and optimization / S.P. Bhattacharyya, A. Datta, L.H. Keel. — CRC Press, 2009. — 911 p.
4. Краснодубец Л.А. Моделирование технологического процесса выпаривания для тренажёров АЭС / Л.А. Краснодубец, В.А. Карапетян, Ю.Д. Черёмухин // Вестник СевГТУ. Сер. Автоматизация процессов и управление: сб. науч. тр. — Севастополь, 2009. — Вып. 95. — С. 16–19.

Поступила в редакцию 11.10.2011 г.

Карапетян В.А. Модальні регулятори систем стабілізації

У статті розглядаються способи реалізації модальних регуляторів в задачах синтезу систем стабілізації (слідкування) лінійних стаціонарних безперервних об'єктів. Наведено різні структури САУ з модальними регуляторами для одновимірних і багатовимірних систем. Обговорюються особливості реалізації модальних регуляторів на прикладі синтезу систем стабілізації випарних апаратів в тренажерах АЕС.

Ключові слова: лінійна стаціонарна система, модальний регулятор, стабілізація.

Karapetyan V.A. Modal regulators of stabilization systems

The article discusses implementation modal regulators synthesis problems in stabilization systems of continuous linear stationary objects. Shows the different structures of ACS with modal regulators for one-dimensional and multi-dimensional systems. Discusses features of the implementation of modal controllers for example synthesis stabilization systems evaporators in nuclear power plant simulators.

Keywords: linear time-invariant systems, modal control, stabilization.