СИНТЕЗ СТАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ НА ОСНОВЕ РЕШЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ МАТРИЧНЫХ НЕРАВЕНСТВ

Мухин А. В.[1]
(Нижегородский *государственный университет им. Н.И. Лобачевского, Нижний Новгород*)

Одним из наиболее практически востребованных способов управления в линейных системах является управление в форме статического регулятора. Для реализации такого способа управления не требуется измерять все фазовые переменные системы. При таком способе управления размерность замкнутой системы совпадает с размерностью исходного объекта. Задача синтеза статических регуляторов, в общем случае, сводится к поиску двух взаимно-обратных матриц, удовлетворяющих системе линейных матричных неравенств. Такая задача является невыпуклой и поэтому не может быть решена с помощью аппарата линейных матричных неравенств. Решение такой задачи сводится к поиску двух взаимно-обратных матриц, удовлетворяющих системе линейных матричных неравенств. В статье рассмотрен частный случай задачи синтеза статических регуляторов, которая может быть сведена к решению системы линейных матричных неравенств. Показаны условия реализации такого случая. Рассмотрены две задачи синтеза статических регуляторов: синтез стабилизирующего регулятора и синтез оптимального регулятора. Полученные результаты применены к стабилизации электромагнитного подвеса, когда измеряемой переменной является вертикальное смещение ротора. Представлены графики переходных процессов. Выполнен сравнительный анализ качества переходных процессов в замкнутой системе с вычисленными статическими регуляторами.

Ключевые слова: линейные матричные неравенства, лемма Шура, статический регулятор, электромагнитный подвес.

1. Введение

Синтез законов управления линейными объектами на основе метода Ляпунова может быть выражен в форме матричных неравенств [1, 5]. В зависимости от конкретного применяемого закона управления, задача синтеза регулятора может быть либо выпуклой, либо невыпуклой и соответственно, выражаться терминах либо линейных, либо билинейных матричных неравенств.

---

[1] *Алексей Валерьевич Мухин, аспирант* (*muhin-aleksei@yandex.ru*).

Наиболее простым способом стабилизации линейного объекта является управление по состоянию. Синтез регулятора в таком случае сводится к решению системы линейных матричных неравенств, численная реализация которой не представляет трудностей. Для практической реализации таких регуляторов предполагается возможность измерения всех фазовых переменных. Очевидно, что такой тип управления не представляет существенного интереса и чаще всего рассматривается как вспомогательный. Другим наиболее широко применяемым на практике подходом в задачах стабилизации является управление по измеряемому выходу в форме линейного динамического регулятора. В общем случае, такая задача является невыпуклой, и синтез соответствующих регуляторов сводится к системе билинейных матричных неравенств. Вследствие отсутствия эффективных и надежных алгоритмов решения последних, поиск таких регуляторов представляет определенные трудности. Наиболее широко применяемые алгоритмы решения билинейных матричных неравенств приведены в [3, 7, 8]. Однако существующие алгоритмы не всегда могут давать решения, даже если таковые существует. Частным случаем синтеза регуляторов по выходу, который может быть сведен к решению линейных матричных неравенств является задача вычисления линейного динамического регулятора полного порядка [2]. Такой случай удобен и прост с теоретической точки зрения, однако приводит к заметному увеличению размерности замкнутой системы, а также к ее усложнению при последующей практической реализации.

Следует выделить еще один практически важный и востребованный случай управления линейными объектами – динамический регулятор нулевого порядка или статический регулятор. Основным преимуществом такого подхода к управлению по сравнению с вышеописанными является то, что для его реализации не требуется измерять все фазовые переменные. При этом размерность системы не увеличивается. Недостаток синтеза статических регуляторов в общем также случае связан с невыпуклостью задачи, решение которой связано с поиском двух взаимно-обратных положительно определенных симметрических матриц, удовлетворяющих системе линейных матричных неравенств [1].

В работе рассмотрен частный случай синтеза статических регуляторов, в котором задача является выпуклой и поэтому, может быть сведена к решению линейных матричных неравенств. Показаны условия реализации такого случая. На примере электромагнитного подвеса вычислены стабилизирующий и оптимальный статические регуляторы в предположении измерения вертикального смещения ротора и возможности последующего вычисления скорости. Измерений силы тока в цепи электромагнита, сопровождающихся с большими погрешностями, при этом не требуется.

Статья организована следующим образом. В первом разделе содержится формулировка задач управления. Второй раздел посвящен вопросам синтеза статических регуляторов с помощью матричных неравенств. В этом же разделе рассмотрены условия, при которых задача является выпуклой и может быть сведена к решению системы линейных матричных неравенств. Третий раздел включает в себя результаты моделирования переходных процессов в электромагнитном подвесе с вычисленными статическими регуляторами и их сравнительный анализ.

2. Формулировка задач управления

Рассмотрим линейный управляемый объект стандартного вида

(1) $$\dot{x} = Ax + Bu,\ x(0) = x_0$$
$$y = C_2 x$$

где $x \in R^{n_x}$ – вектор состояния системы;
$y \in R^{n_y}$ – измеряемый выход;
$u \in R^{n_y}$ – управление;
A, B, C_2 – заданные матрицы соответствующих порядков.

Применительно к объекту (1) рассмотрим две задачи управления: поиск стабилизирующего статического регулятора и поиск оптимального статического регулятора с заданным квадратичным критерием качества.

2.1. ЗАДАЧА ПОИСКА СТАБИЛИЗИРУЮЩЕГО СТАТИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА

Задача управления сводится к поиску регулятора вида

(2) $u = \Theta y$,

обеспечивающего асимптотическую устойчивость замкнутой системы. Уравнение последней в данном случае имеет вид

(3) $\dot{x} = (A + B\Theta C_2)x$

где Θ – матрица параметров регулятора.

2.2. ЗАДАЧА ПОИСКА ОПТИМАЛЬНОГО СТАБИЛИЗИРУЮЩЕГО СТАТИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА

Для задания квадратичного критерия качества введем уравнение целевого выхода z

(4) $z = C_1 x + Du$

где C_1, D – заданные матрицы соответствующих порядков

Задача заключается в вычислении статического регулятора вида (2), обеспечивающего стабилизацию линейного объекта с выполнением следующего условия

(5) $\|z\|^2 = \int_0^\infty z^T z dt < \gamma^2 |x_0|^2,\ \forall x_0 \neq 0$

где γ – минимально возможный положительный параметр.

Уравнения замкнутой системы в таком случае примут вид

(6) $\dot{x} = A_c x$

$z = C_c x$

Матрицы в (6) записывается следующим образом

(7) $A_c = A + B\Theta C_2 \in R^{n_x \times n_x}$

(8) $C_c = (C_1 + D\Theta C_2) \in R^{n_z \times n_x}$

3. Синтез статических регуляторов

Для решения поставленных выше задач применим метод Ляпунова и получим соотношения для синтеза в форме линейных матричных неравенств. Будем рассматривать случай, когда ранг матрицы, столбцы которой образуют базис матрицы C_2, равен единице. Это равносильно тому, что размерность пространства измеряемого выхода n_y на единицу меньше пространства вектора состояний n_x.

3.1. СИНТЕЗ СТАБИЛИЗИРУЮЩИХ СТАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ

Для асимптотической стабилизации объекта (1) должна существовать функция Ляпунова $V(x) = x^T(t)Xx(t)$, такая, что $\dot{V}(x) < 0$. Задача поиска такой функции сводится к задаче вычисления матрицы $X = X^T > 0$. Если расписать производную $V(x)$ в силу системы (1), то получим следующее неравенство

(9) $\quad AY + YA^T + B\Theta CY + YC^T\Theta^T B^T < 0$

Приведем неравенство (9) к эквивалентному линейному виду, выполнив соответствующее отображение в линейную область

(10) $\quad AY + YA^T + BZ + Z^T B^T < 0$

Матричная переменная Z в выполненным отображением определяется по формуле

(11) $\quad Z = \Theta CY$

Вследствие того, что матрица C имеет неполный ранг, разрешить это неравенство может оказаться невозможным, даже если искомый регулятор существует. Рассмотрим другой способ синтеза, заключающийся в сведении билинейного неравенства (9) к стандартному в теории управления линейному матричному неравенству следующего вида

(12) $\quad \Psi + P^T\Theta^T Q + Q^T\Theta P < 0$

где $\Psi = AY + YA^T$;

$P = B^T$;

$Q = C_2 Y$.

Согласно лемме исключения [1], неравенство (12) выполняется тогда и только тогда, когда разрешимы следующие матричные неравенства [1]

(13) $\quad {W_P}^T \Psi W_P < 0$

$\quad\quad {W_Q}^T \Psi W_Q < 0$

где столбцы W_P и W_Q образуют базисы ядер матриц P и Q, соответственно.

В соответствии с (12) неравенства (13) разрешимы тогда и только тогда, когда существует такая матрица $Y = Y^T > 0$, которая удовлетворяет следующей системе матричных неравенств

(14) $\quad {W_{C_2}}^T (Y^{-1}A + A^T Y^{-1}) W_{C_2} < 0$

$$W_{B^T}{}^T(AY + YA^T)W_{B^T} < 0$$

где W_{C_2} и W_{B^T} образуют ядра матриц C_2 и B^T, соответственно.

Таким образом, задача вычисления статического регулятора сводится к решению системы матричных неравенств (14). Необходимо отметить, что полученная система не является линейной и рассматриваемое множество не является выпуклым. Следовательно, такие задачи не могут быть решены методами выпуклой оптимизации.

Для синтеза стабилизирующего регулятора рассмотрим алгоритм, который заключается в совместном решении линейного и билинейного матричного неравенств относительно неизвестных матриц Y и Θ

(15) $$AY + YA^T + BZ + Z^TB^T < 0$$

(16) $$AY + YA^T + B\Theta CY + YC^T\Theta^TB^T < 0$$

Если существует матрица Y, удовлетворяющая (15), при которой неравенство (16) также разрешимо относительно Θ, то это означает, что статический регулятор существует. Таким образом, совместно решая (15) и (16) можно вычислить разные значения регулятора Θ.

3.2. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ СТАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ

Для выполнения условия (5) передаточная матрица объекта должна удовлетворять следующему условию

(17) $$\|H_c\|_2 < \gamma|x_0|\,, \forall x_0 \neq 0$$

В [1] показано, что для выполнения условия (17) необходимо и достаточно, чтобы выполнялись следующая система линейных матричных неравенств

(18) $$\begin{pmatrix} A_cY + YA_c^T & YC_c^T \\ C_cY & -\gamma I_{n_z} \end{pmatrix} < 0,$$

$$\begin{pmatrix} Y & I_{n_x} \\ I_{n_x} & \gamma I_{n_x} \end{pmatrix} > 0$$

где $Y = Y^T > 0, Y \in R^{n_x \times n_x}, \gamma > 0$.

Подставим (7), (8) в первое неравенство (18) и приведем получившееся выражение к стандартному линейному матричному неравенству вида (11), матрицы которого определяются следующим образом

$$(19)\qquad \Psi = \begin{pmatrix} AY + YA^T & YC_1^T \\ C_1Y & -\gamma I_{n_z} \end{pmatrix} \in R^{(n_x+n_z)\times(n_x+n_z)}$$

$$(20)\qquad P = (C_2Y \quad 0_{n_y\times n_z}) \in R^{n_y\times(n_x+n_z)}$$

$$(21)\qquad Q = (B^T\ D^T) \in R^{n_u\times(n_x+n_z)}$$

Согласно лемме исключения [1], которая уже упоминалась выше, неравенство (11) выполняется тогда и только тогда, когда разрешима система (13). Подстановка (17)-(19) в (11) даст следующую систему неравенств

$$(22)\qquad {W_P}^T \begin{pmatrix} AY + YA^T & YC_1^T \\ C_1Y & -\gamma I_{n_z} \end{pmatrix} W_P < 0$$

$$\qquad {W_Q}^T \begin{pmatrix} AY + YA^T & YC_1^T \\ C_1Y & -\gamma I_{n_z} \end{pmatrix} W_Q < 0$$

Введем новую матрицу следующего вида

$$(23)\qquad G = (C_2\ \ 0_{n_y\times n_z}) \in R^{n_y\times(n_x+n_z)}$$

Тогда, матрицу P можно представить в виде произведения двух матриц

$$(24)\qquad P = G \begin{pmatrix} Y & 0_{n_x\times n_z} \\ 0_{n_z\times n_x} & I_{n_z} \end{pmatrix}$$

Откуда следует, что

$$(25)\qquad W_P = \begin{pmatrix} Y^{-1} & 0_{n_x\times n_z} \\ 0_{n_z\times n_x} & I_{n_z} \end{pmatrix} W_G$$

где столбцы W_G образуют базис ядра матрицы G.

Таким образом, задача поиска регулятора сводится к вычислению симметрической положительно определенной матрицы Y, удовлетворяющей системе матричных неравенств

$$(26)\qquad {W_G}^T \begin{pmatrix} Y^{-1}A + A^TY^{-1} & C_1^T \\ C_1 & -\gamma I_{n_z} \end{pmatrix} W_G < 0$$

$$\qquad {W_Q}^T \begin{pmatrix} AY + YA^T & YC_1^T \\ C_1Y & -\gamma I_{n_z} \end{pmatrix} W_Q < 0$$

$$\qquad \begin{pmatrix} Y & I_{n_x} \\ I_{n_x} & \gamma I_{n_x} \end{pmatrix} > 0$$

где $Y = Y^T > 0$, $Y \in R^{n_x\times n_x}$, $\gamma > 0$.

Необходимо отметить, что полученная система (26) также не является линейной и рассматриваемое множества поиска не являются выпуклыми. Следовательно, такие задачи не могут быть решены методами выпуклой оптимизации.

Преобразуем первое неравенство системы (26). Для этого рассмотрим матрицу G, базис ядра которой входит в данное неравенство. Ранг $rank(G) = rank(C_2) = n_y$. Базис ядра этой матрицы можно представить в виде следующей блочно-диагональной матрицы

(27) $$W_G = \begin{pmatrix} W_{C_2} & 0_{n_x \times n_z} \\ 0_{n_z \times (n_x - n_y)} & I_{n_z} \end{pmatrix} \in R^{(n_x+n_z)\times(n_x+n_z-n_y)}$$

где $W_{C_2} \in R^{n_x \times (n_x - n_y)}$.

Столбцы матрицы W_{C_2} образуют базис ядра матрицы C_2. С учетом (27) первое неравенство (26) примет следующий вид

(28) $$\begin{pmatrix} {W_{C_2}}^T(Y^{-1}A + A^TY^{-1})W_{C_2} & {W_{C_2}}^T {C_1}^T \\ C_1 W_{C_2} & -\gamma I_{n_z} \end{pmatrix} < 0$$

Откуда в силу леммы Шура имеем

(29) $$-\gamma I < 0 \leftrightarrow \gamma > 0$$

(30) $${W_{C_2}}^T(Y^{-1}A + A^TY^{-1})W_{C_2} + \gamma^{-1}{W_{C_2}}^T {C_1}^T C_1 W_{C_2} < 0$$

В соответствии с рассматриваемым случаем, когда $rank\left(W_{C_2}\right) = 1$, произведение ${W_{C_2}}^T {C_1}^T C_1 W_{C_2}$ даст единицу и неравенство (30) можно представить в виде следующего скалярного соотношения

(31) $$\gamma > \frac{1}{k}$$

где $k = -{W_{C_2}}^T(Y^{-1}A + A^TY^{-1})W_{C_2}$, $k > 0$.

Приходим к выводу эквивалентности неравенств (29) и (30) относительно неизвестной скалярной переменной γ. Таким образом, в частном случае, когда $rank\left(W_{C_2}\right) = 1 \leftrightarrow n_y = n_x - 1$, задача вычисления симметрической положительно определенной матрицы Y, представляет собой задачу выпуклого программирования и может быть выражена в терминах линейных матричных неравенств. Сформулируем следующее утверждение.

Утверждение. Если $rank\left(W_{C_2}\right) = 1$, то линейный объект вида (1) стабилизируем с помощью статического регулятора тогда и только тогда, когда существует матрица $Y = Y^T > 0$, удовлетворяющая линейным матричным неравенствам

$$(32) \qquad {W_Q}^T \begin{pmatrix} AY + YA^T & YC_1^T \\ C_1 Y & -\gamma I_{n_z} \end{pmatrix} W_Q < 0$$

$$\begin{pmatrix} Y & I_{n_x} \\ I_{n_x} & \gamma I_{n_x} \end{pmatrix} > 0$$

где $\gamma > 0$.

Если система (32) разрешима, то искомая матрица статического регулятора Θ определяется из решения стандартного линейного матричного неравенства (11).

4. Пример

Рассмотрим применение описанных выше подходов для стабилизации ротора в системе примере электромагнитного подвеса. Такая система является основной электромагнитных подшипников, получивших широкое распространение в самых разных областях техники [9, 10].

С физической точки зрения, электромагнитный подвес представляет собой механическую систему, состоящую из вывешиваемого ротора и расположенного сверху электромагнита. Ротор находится в поле действия двух сил: силы тяжести и силы магнитного притяжения. Согласно второму закону Ньютона при равенстве этих сил ротор будет находиться в неподвижном неустойчивом состоянии. Задачи системы управления – обеспечить стабилизацию ротора.

Электромагнитный подвес является нелинейным объектом, описываемым системой дифференциальных уравнений вида [4]

$$(33) \qquad \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{2}\left[\frac{(1+x_3)^2}{(1-x_1)^2} - 1\right], \\ \dot{x}_3 &= -\frac{(1+x_3)}{(1-x_1)} x_2 - a(1 - x_1)x_3 + (1 - x_1)u \end{aligned}$$

где $x = (x_1, x_2, x_3)^T \in R^{n_x}$ – вектор состояния системы;
$u \in R^{n_u}$ – управление;
a – постоянная величина ($a = 7{,}5$).

Безразмерная переменная x_1 соответствует вертикальному перемещению ротора, x_2 соответствует скорости перемещения, а x_3 описывает ток в цепи электромагнита. Неустойчивым положением равновесия системы является точка $x = 0$. Для синтеза управлений линеаризуем (33) и получим соответствующую линеаризованную систему

$$(34)\qquad \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_1 + x_3, \\ \dot{x}_3 &= -x_2 - ax_3 + u \end{aligned}$$

В соответствии с матрично-векторной канонической формой объекта (1) матрицы системы равны

$$(35)\qquad A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -a \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$C_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Отметим, что для получения скорости перемещения ротора достаточно измерять только смещение, а скорость можно получить путем дифференцирования полученных данных.

4.1. СТАБИЛИЗИРУЮЩИЙ СТАТИЧЕСКИЙ РЕГУЛЯТОР

В результате совместного решения неравенств (15) и (16) вычислен статический регулятор $\Theta = (-12.2126 \ \ -10.9900)$. Графики переходных процессов в системе (1) с вычисленным регулятором Θ представлены на рисунке 1.

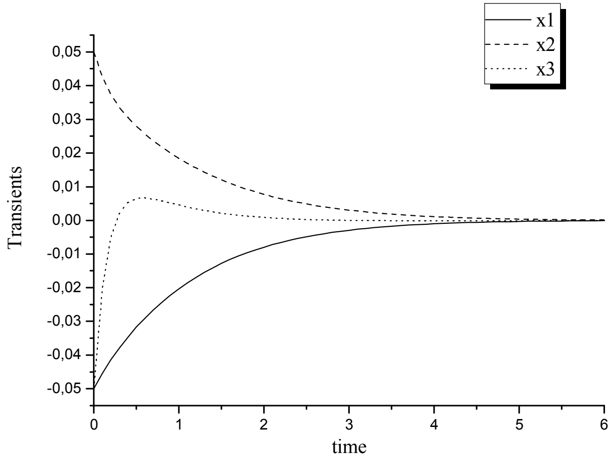

Рис. 1. Переходные процессы в системе (1) с регулятором Θ

4.2. ОПТИМАЛЬНЫЙ СТАТИЧЕСКИЙ РЕГУЛЯТОР

Построим линейно-квадратичный регулятор для системы электромагнитного подвеса, в котором матрицы целевого выхода имеют следующий вид

$$C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (36)$$

В результате решения системы линейных матричных неравенств (32) вычислены матрица Y, а затем сам оптимальный статический регулятор Θ_{opt}. Графики переходных процессов в системе (1) с оптимальным статическим регулятором представлены на рисунке 2.

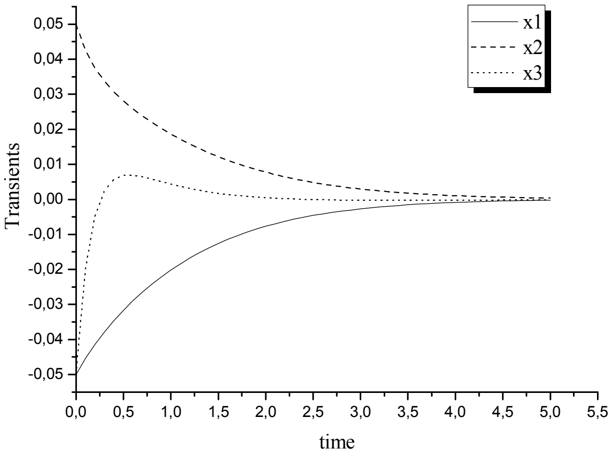

Рис. 2. Переходные процессы в системе (1) с регулятором Θ_{opt}

Оценим качество переходных процессов исходя из следующего соотношения

(37) $$\eta = \frac{|Re(\lambda)|_{max}}{|Re(\lambda)|_{min}}$$

где λ – собственное значение матрицы замкнутой системы.

Для стабилизирующего статического регулятора получаем следующее значение $\eta = 6{,}45$. Для оптимального статического регулятора получаем значение $\eta_{opt} = 5{,}93$.

4. Заключение

В работе рассмотрен частный случай синтеза статических регуляторов, в котором задача является выпуклой и поэтому, может быть сведена к решению системы матричных неравенств. Для численной реализации систем линейных матричных неравенств широко применяется мощный и эффективный алгоритм внутренней точки (interior-point method), реализованный в различных прикладных пакетах. Показаны условия реализации такого случая. На примере электромагнитного подвеса системы активных магнитных подшипников вычислены стабилизирующий и оптимальный статические регуляторы в предположении измерения вертикального смещения ротора и возможности последующего вычисления скорости.

Автор благодарит профессора кафедры дифференциальных уравнений, математического и численного анализа Д. В. Баландина за консультацию, а также за ценные и полезные замечания.

Литература

1. БАЛАНДИН Д.В., КОГАН М.М. *Синтез законов управления на основе линейных матричных неравенств*. М.: Физматлит, 2007 – 281 с.
2. БАЛАНДИН Д.В., КОГАН М.М. *Синтез регуляторов на основе решения линейных матричных неравенств и алгоритма поиска взаимно-обратных матриц* // АиТ.- 2005.- № 1.- С. 82-99.
3. HASSIBI A, HOW J, BOYD S. *A path following method for solving BMI problems in control* // Proceedings of American Control Conference, vol. 2, pp. 1385-1389, 1999.
4. БАЛАНДИН Д.В., БИРЮКОВ Р.С., КОГАН М.М., ФЕДЮКОВ А.А. *Оптимальная стабилизация тела в электромагнитном подвесе без изменения его положения* // Изв. РАН. ТиСУ. 2017. № 3. С. 12–24.
5. BOYD S., EL GHAOUI L., FERON E., BALAKRISHNAN V. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. Philadelphia: SIAM, 1994.
6. GAHINET P., NEMIROVSKI A., LAUB A. J., CHILALI M. *The LMI Control Toolbox. For Use with Matlab* // User's Guide.- Natick, MA: The MathWorks, Inc., 1995.
7. GOH K.C. *Robust control synthesis via bilinear matrix inequalities*: Ph.D. thesis, University of Southern California, Los Angeles, CA, 1995.
8. HENRION D., LOEFBERG J., KOCVARA M., STINGL M. *Solving polynomial static output feedback problems with PENBMI* // Proc. joint IEEE Conf. Decision Control and Europ. Control Conf., Sevilla, Spain, 2005.
9. ZHURAVLEV YU.N. *Active magnetic bearings. Theory, calculation, application. SPb.*: Politechnica, 2003.
10. SCHWEITZER G. *Magnetic bearings theory, design, and application to rotating machinery*. Berlin: Springer, 2009.

SYNTHESIS OF STATIC CONTROLLERS BASED ON LINEAR MATRIX INEQUALITIES SOLVING

Aleksey Mukhin, Lobachevsky State University, Nizhny Novgorod, postgraduate student (myhin-aleksey@yandex.ru).

Abstract: One of the most practically demanded methods of control in linear systems is control in the form of a static controller. To implement this control method, it is not necessary to measure all the phase variables of the system. With this method of control, the dimension of the closed system coincides with the dimension of the original object. The problem of static controller synthesis, in general, is reduced to the search for two mutually inverse matrices that satisfy a system of linear matrix inequalities. Such a problem is nonconvex and therefore cannot be solved using the apparatus of linear matrix inequalities. The solution of such a problem is reduced to finding two mutually inverse matrices that satisfy a system of linear matrix inequalities. The article considers a special case of the problem of synthesis of static controllers, which can be reduced to solving a system of linear matrix inequalities. The conditions for the implementation of such a case are shown. Two problems of the synthesis of static controllers are considered: the synthesis of the stabilizing controller and the synthesis of the optimal controller. The results obtained are applied to the stabilization of the electromagnetic suspension when the measured variable is the vertical displacement of the rotor. Graphs of transients are presented. A comparative analysis of the quality of transients in a closed system with calculated static controllers is performed.

Keywords: linear matrix inequalities, nonlinear matrix inequalities, Schur's lemma, static controller, electromagnetic suspension.

УДК 517.977
ББК 22.18

Статья представлена к публикации
членом редакционной коллегии ...заполняется редактором...

Поступила в редакцию ...заполняется редактором...
Опубликована ...заполняется редактором...