



ТЕОРИЯ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 681.5

Сравнительный анализ эффективности линейных субоптимальных регуляторов при наличии неполных измерений

Пантелеев А.В. *

МАИ (НИУ), Москва, Россия,
e-mail: avpanteleev@inbox.ru

Яковлева А.А. **

МАИ (НИУ), Москва, Россия,
e-mail: ayakovleva982@gmail.com

В статье приводятся результаты сравнительного анализа эффективности стационарных линейных регуляторов, формирующих обратную связь по выходным переменным в линейных стационарных непрерывных динамических системах. Реализованы алгоритмы синтеза регулятора на основе псевдообращения матрицы, входящей в модель измерительной системы, и поиска H^∞ -управления. На основе данных алгоритмов разработан комплекс программ в среде MATLAB для решения прикладных задач, позволяющий находить параметры синтезируемых регуляторов, моделировать процессы в динамических системах на заданном отрезке времени для получения информации о качестве переходных процессов и анализа асимптотической устойчивости замкнутой системы.

Ключевые слова: линейный регулятор, H^∞ -управление, управление с обратной связью, стабилизация самолета, алгоритмическое обеспечение, программное обеспечение.

Для цитаты:

Пантелеев А.В., Яковлева А.А. Сравнительный анализ эффективности линейных субоптимальных регуляторов при наличии неполных измерений // Моделирование и анализ данных. 2020. Том 10. № 1. С. 96–109. DOI: 10.17759/mda.2020100106

***Пантелеев Андрей Владимирович**, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой “Математическая кибернетика” института «Информационные технологии и прикладная математика», Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ (НИУ)), Москва, Россия, e-mail: avpanteleev@inbox.ru

****Яковлева Александра Алексеевна**, студент магистратуры, Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ (НИУ)), Москва, Россия, e-mail: ayakovleva982@gmail.com

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В данной работе рассматриваются следующие задачи синтеза при наличии неполных измерений: синтез стационарного линейного регулятора по выходу [2; 3] и синтез H^∞ -регулятора [1; 3–5].

1. Синтез субоптимального стационарного линейного регулятора при неполной информации о состоянии.

Математическая модель объекта управления описывается системой линейных обыкновенных дифференциальных уравнений:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad (1)$$

где x – вектор состояния системы, $x = (x_1, \dots, x_n)^T \in R^n$; u – вектор управления, $u = (u_1, \dots, u_q)^T \in R^q$; $t \in [0, +\infty)$ – промежуток времени функционирования системы; A – матрица системы размеров $(n \times n)$, B – матрица влияния управления на вектор состояния размеров $(n \times q)$, внешние воздействия не учитываются.

Начальное условие $x(0) = x_0$ задает начальное состояние системы.

Уравнение модели измерительной системы:

$$y(t) = Cx(t), \quad (2)$$

где $y = (y_1, \dots, y_m)^T \in R^m$ – вектор выхода, C – матрица, учитывающая неполноту измерений, размеров $(m \times n)$, $m \leq n$, $\text{rg } C = m$.

Задан закон управления по выходу в линейной форме:

$$u(t) = -Ky(t) = -KCx(t), \quad (3)$$

где K – матрица коэффициентов усиления регулятора размеров $(q \times m)$.

Критерий качества управления имеет вид:

$$I = \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} [x^T(t)Sx(t) + u^T Qu] dt \rightarrow \min, \quad (4)$$

где S – матрица размеров $(n \times n)$, задающая требования к переходным процессам (неотрицательно определенная, симметрическая), Q – матрица размеров $(q \times q)$, задающая требования к затратам на управление (положительно определенная, симметрическая).

Требуется найти субоптимальный стационарный регулятор вида (3), который обеспечивает близость к минимальному значению критерия качества (4) для любых начальных состояний (иными словами, наилучшую матрицу $K^* \in R^{q \times m}$ коэффициентов усиления регулятора).

2. Синтез H^∞ -регулятора.

Рассматривается модель объекта управления, описываемая системой линейных дифференциальных уравнений с аддитивными возмущениями:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Dd(t), \quad (5)$$

где x – вектор состояния системы, $x = (x_1, \dots, x_n)^T \in R^n$; u – вектор управления, $u = (u_1, \dots, u_q)^T \in R^q$; d – вектор внешних возмущений, $d = (d_1, \dots, d_r)^T \in R^r$; $t \in [0, +\infty)$ – промежуток времени функционирования системы; A – матрица систе-



мы, B – матрица влияния управления на вектор состояния, D – матрица размеров $(n \times r)$ влияния возмущений на вектор состояния.

Начальное условие $x(t_0) = x_0$ задает начальное состояние системы.

Уравнение модели измерительной системы задается соотношением (2). Закон управления определяется формулой (3). Критерий качества управления имеет вид (4).

Обозначим $\|z(t)\|^2 = x^T(t)Sx(t) + u^T(t)Qu(t)$, где z – характеристика качества процесса управления.

Требуется найти такую матрицу $K^* \in R^{q \times m}$, что выполняется условие

$$\frac{\int_0^{\infty} \|z(t)\|^2 dt}{\int_0^{\infty} \|d(t)\|^2 dt} = \frac{\int_0^{\infty} [x^T(t)Sx(t) + u^T(t)Qu(t)] dt}{\int_0^{\infty} d^T(t)d(t) dt} \leq \gamma^2, \quad (6)$$

где $\gamma \geq 0$ – заданное число, причем замкнутая система объект-регулятор является асимптотически устойчивой.

2. АЛГОРИТМЫ РЕШЕНИЯ

Для решения задачи синтеза стационарного линейного регулятора по выходу предлагается не формировать наблюдатель состояния, генерирующий оценку вектора состояния по поступающим неполным измерениям, и, как следствие, не использовать полученную оценку в классическом оптимальном линейном стационарном регуляторе. Вместо этого предлагается приблизительно восстанавливать вектор состояния, используя операцию псевдообращения матрицы C в уравнении (2) [6]. При этом вместо вектора состояния x находится вектор $\tilde{x} = C^{-1}y = C^T(CC^T)^{-1}y$, который подставляется в структуру оптимального линейного регулятора при наличии полной информации о состоянии [2]: $u^*(x) = -Q^{-1}B^T Px$, где C^{-1} – псевдообратная матрица, P – решение алгебраического уравнения Риккати. Результат, как правило, может отличаться от оптимального, т.е. быть субоптимальным.

Предполагается следующий алгоритм решения.

Шаг 1. Составить и решить алгебраическое уравнение Риккати:

$$-A^T P - PA + PBQ^{-1}B^T P - S = O,$$

где матрица P размеров $(n \times n)$ симметрическая и положительно определенная.

Шаг 2. Найти матрицу коэффициентов усиления регулятора $F = Q^{-1}B^T PC^T(CC^T)^{-1}C$ и сформировать оптимальный регулятор вида $u^*(y) = -K^*y = -K^*Cx = -Fx$.

Шаг 3. Реализовать процесс моделирования системы (1) на конечном промежутке времени, определяемым завершением переходных процессов в системе, при заданных начальных условиях с управлением, полученным на шаге 2. Для моделирования рекомендуется использовать явные или неявные численные методы решения систем обыкновенных дифференциальных уравнений, например, метод Рунге-Кутты 4-го порядка.



Проанализировать выполнение требований к переходным процессам. При их невыполнении продолжить подбор матриц S, Q функционала (4).

Шаг 4. Исследовать асимптотическую устойчивость полученной замкнутой системы $\dot{x}(t) = [A - BQ^{-1}B^T PC^T (CC^T)^{-1}C]x(t)$.

Алгоритм нахождения H^∞ -управления имеет следующий вид [1]:

Задать $\gamma \geq 0, \varepsilon > 0$.

Шаг 1. Положить $k = 0, L^0 = O$ – нулевая матрица.

Шаг 2. Составить и решить алгебраическое уравнение Риккати, то есть найти P^k :
 $A^T P^k + P^k A + \frac{1}{\gamma^2} P^k D D^T P^k - P^k B Q^{-1} B^T P^k + L^k Q^{-1} L^k + S = 0$.

Шаг 3. Определить значение вспомогательных матриц на $(k + 1)$ -м шаге:

$$K^{k+1} = Q^{-1}(B^T P^k + L^k)C^T (CC^T)^{-1}, L^{k+1} = QK^{k+1}C - B^T P^k.$$

Шаг 4. Если $\|K^{k+1} - K^k\| \leq \varepsilon$, то цикл (шаг 2 – шаг 3) заканчивается и $K^* = K^{k+1}$. Иначе положить $k = k + 1$ и перейти к шагу 2.

Шаг 5. Найти H^∞ -регулятор (3): $u^*(y) = -K^* y = -K^* Cx = -Fx$.

Шаг 6. Реализовать процесс моделирования системы (5) на конечном промежутке времени, определяемым завершением переходных процессов в системе, при заданных начальных условиях с управлением, полученным на шаге 5. Функции возмущений $d(t)$ выбираются либо из класса ограниченных функций, либо одновременно ограниченных и стремящихся к нулю при $t \rightarrow \infty$. Для моделирования рекомендуется использовать явные или неявные численные методы решения систем обыкновенных дифференциальных уравнений, например, метод Рунге-Кутты 4-го порядка.

Проанализировать выполнение требований к переходным процессам. При их невыполнении продолжить подбор матриц S, Q функционала (4) и параметра γ .

Шаг 7. Исследовать асимптотическую устойчивость полученной замкнутой системы $\dot{x}(t) = [A - BKC]x(t) + Dd(t)$.

Шаг 8. Найти для полученной траектории $x(t)$ наихудшее возмущение вида

$$d^*(t) = \frac{1}{\gamma^2} D^T P x(t).$$

3. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

На основе изложенных алгоритмов разработан программный комплекс, с помощью которого проводилась реализация процедур синтеза линейных регуляторов в двух постановках задач, сформулированных выше. Для его создания использовался математический пакет для решения прикладных задач MATLAB. Выбор данного программного пакета был обусловлен гибкостью его функционала, а также широким набором процедур для работы с матричной алгеброй. Реализованный комплекс программ позволяет моделировать функционирование замкнутой системы, обеспечивая визуализацию переходных процессов при различных наборах входных данных.

Решение задачи и сравнительный анализ линейных регуляторов

Рассмотрим в качестве примера задачу стабилизации самолёта F-16, $n = 5, q = 1, m = 4, r = 1$. Тогда математическая модель объекта управления описывается следующими матрицами, используемыми в уравнениях (1), (5):



$$A = \begin{pmatrix} -1,01887 & 0,90506 & -0,00215 & 0 & 0 \\ 0,82225 & -1,07741 & -0,17555 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -20,2 & 0 & 0 \\ 10 & 0 & 0 & -10 & 0 \\ -16,26 & -0,9788 & 0,4852 & 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 20,2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Матрица уравнения измерительной системы (2) имеет вид:

$$C = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 57,2958 & 0 \\ 0 & 57,2958 & 0 & 0 & 0 \\ -16,26 & -0,9788 & 0,4852 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Матрицы квадратичного критерия качества (4):

$$S = \begin{pmatrix} 264 & 16 & 1 & 0 & 0 \\ 16 & 60 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 100 \end{pmatrix}, Q = 0,1.$$

Вектор состояния $x = (x_1, \dots, x_5)^T$, где x_1 – угол атаки, x_2 – угловая скорость изменения угла тангажа, x_3 – угол поворота привода, x_4 – пропущенное через фильтр значение измеренного угла атаки, x_5 – ошибка обработки входного сигнала. Зададим вектор начальных состояний: $x_0 = (0, 1; 1; 0, 05; 0, 1; 0, 01)^T$.

В качестве внешних возмущений в (5) была выбрана функция Хевисайда без коэффициента усиления:

$$d(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ 1, & t \geq 0. \end{cases}$$

Рассмотрим задачу синтеза H^∞ - регулятора. Для его нахождения необходимо обеспечить выполнение условия (6). Определение параметра γ проводилось опытным путём. Результаты серии запусков для поиска наименьшего параметра γ приведены в табл. 1, графики зависимостей координат от времени приведены на рис. 1–6. На основании полученных результатов можно утверждать, что $\gamma = 0,03$ является наименьшим значением параметра, при котором траектории $x(t)$ удовлетворяют требованиям к переходным процессам. Впоследствии используется значение параметра $\gamma = 0,03$, так как оно все еще гарантирует сохранение свойства асимптотической устойчивости замкнутой системы.

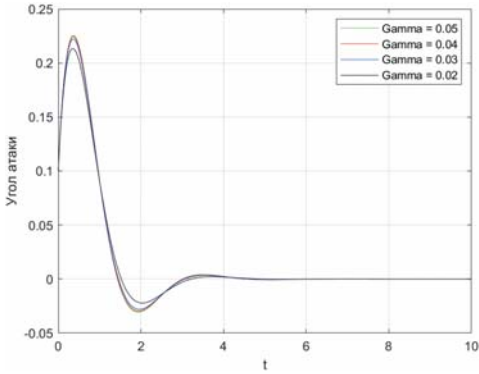


Рис. 1. Изменение угла атаки

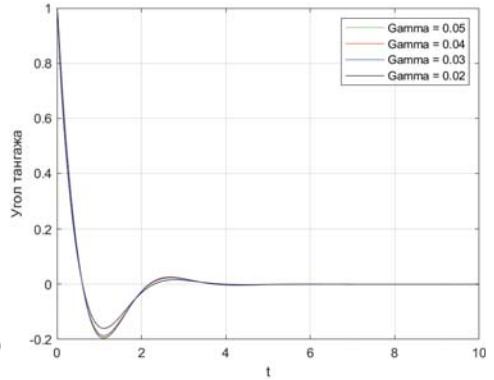


Рис. 2. Изменение угла тангажа

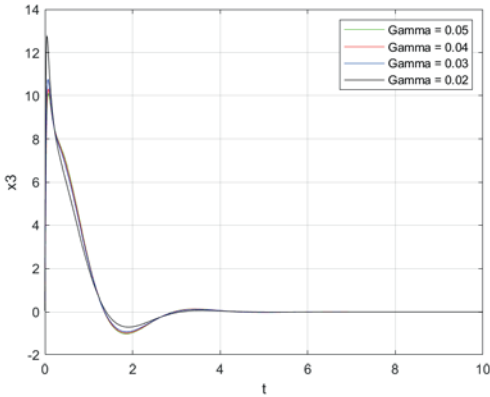


Рис. 3. Изменение угла поворота привода

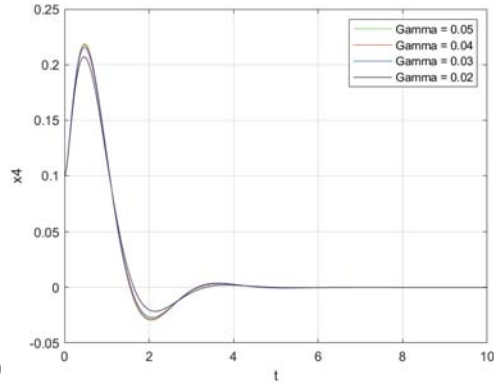


Рис. 4. Изменение значения измеренного угла атаки, пропущенного через фильтр

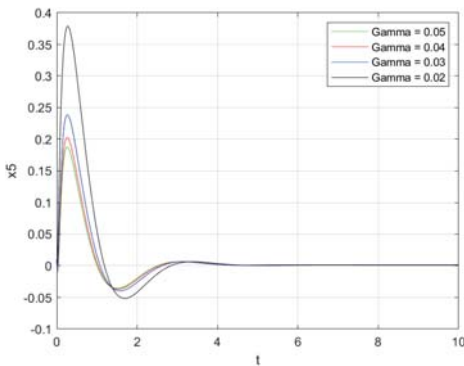


Рис. 5 Изменение ошибки обработки входного сигнала

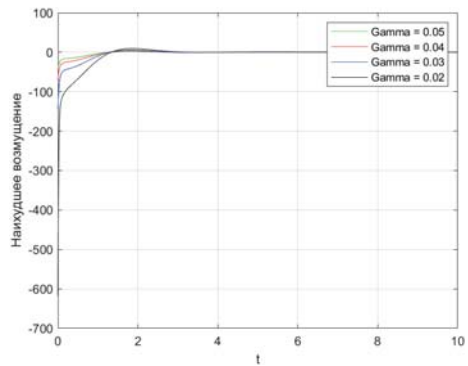


Рис. 6 Изменение траектории наихудшего возмущения $d^*(t)$



Таблица 1

Результаты работы алгоритма для поиска γ

		1	2	3	4
Параметры запуска	γ	0,05	0,04	0,03	0,02
$u(t)$ $x(t)^T Sx(t)$ $u(t)^T Qu(t)$	$t = 0$	21.3450	22.6836	26.3068	49.8403
		65.8600	65.8600	65.8600	65.8600
		45.5610	51.4545	69.2050	248.4060
	$t = 2$	-0.9820	-0.9605	-0.9101	-0.7272
		0.4010	0.3970	0.3915	0.4130
		0.0965	0.0923	0.0828	0.0529
	$t = 4$	0.0083	0.0076	0.0059	-0.0017
		0.0025	0.0024	0.0023	0.0024
		6.8359e-06	5.7266e-06	3.4633e-06	2.8966e-07
	$t = 6$	-0.0497	-0.0500	-0.0505	-0.0518
		2.5683e-04	2.3852e-04	1.9860e-04	8.3810e-05
		2.4730e-04	2.4985e-04	2.5521e-04	2.6843e-04
	$t = 8$	-0.0498	-0.0498	-0.0497	-0.0495
		2.1785e-04	2.0445e-04	1.7565e-04	9.4633e-05
		2.4836e-04	2.4796e-04	2.4709e-04	2.4466e-04
	$t = 10$	-0.0495	-0.0495	-0.0495	-0.0495
		2.2125e-04	2.0775e-04	1.7857e-04	9.5035e-05
		2.4472e-04	2.4475e-04	2.4481e-04	2.4502e-04

Рассмотрим решение задачи синтеза субоптимального регулятора по выходу. Результаты приведены далее в табл. 2 и табл. 3, а графики изменения некоторых координат изображены на рис. 7–14.

Таблица 2

Результаты синтеза субоптимального регулятора по выходу

		1	2	3	4
Параметры запуска	Q	0,1	0,05	0,075	0,25
$u(t)$ $x(t)^T Sx(t)$ $u(t)^T Qu(t)$	$t = 0$	16.0088	18.7506	17.0267	13.6765
		65.8600	65.8600	65.8600	65.8600
		25.6280	17.5792	21.7430	46.7615
	$t = 2$	-1.6160	-1.4901	-1.5610	-1.7009
		1.1088	0.8546	0.9870	1.5069
		0.2611	0.1110	0.1827	0.7233
	$t = 4$	0.1138	0.0821	0.0978	0.2007
		0.0180	0.0104	0.0139	0.0436
		0.0013	3.371e-04	7.172e-04	0.0101
	$t = 6$	0.0127	0.0110	0.0121	0.0030
		2.509e-04	1.315e-04	1.876e-04	7.2570e-04
		1.611e-05	6.028e-06	1.102e-05	2.3214e-06



		1	2	3	4
Параметры запуска	Q	0,1	0,05	0,075	0,25
	$u(t)$ $x(t)^T Sx(t)$	$t = 8$	-0.0032	-0.0021	-0.0027
4.472e-06			1.727e-06	2.923e-06	1.3729e-05
1.043e-06			2.183e-07	5.311e-07	5.8557e-06
$u(t)^T Qu(t)$	$t = 10$	1.636e-04	6.125e-05	1.04e-04	7.4570e-04
		6.923e-08	2.076e-08	3.99e-08	4.2456e-07
		2.685e-09	1.876e-10	8.112e-10	1.3902e-07

Таблица 3

Результаты синтеза H^∞ -управления

		1	2	3	4
Параметры запуска	Q	0,1	0,05	0,075	0,25
	γ	0,03	0,03	0,03	0,03
$u(t)$ $x(t)^T Sx(t)$ $u(t)^T Qu(t)$	$t = 0$	26.3068	25.6611	25.4380	53.0917
		65.8600	65.8600	65.8600	65.8600
		69.2050	32.9245	48.5318	704.6824
	$t = 2$	-0.9101	-0.9806	-0.9490	-0.5536
		0.3915	0.3867	0.3884	0.5000
		0.0828	0.0481	0.0675	0.0766
	$t = 4$	0.0059	0.0045	0.0056	-0.0130
		0.0023	0.0022	0.0023	0.0036
		3.4633e-06	1.0064e-06	2.3310e-06	4.1990e-05
	$t = 6$	-0.0505	-0.0493	-0.0499	-0.0519
		1.9860e-04	1.2971e-04	1.7020e-04	1.3829e-04
		2.5521e-04	1.2171e-04	1.8693e-04	6.7404e-04
	$t = 8$	-0.0497	-0.0498	-0.0498	-0.0494
		1.7565e-04	1.0403e-04	1.4390e-04	1.9932e-04
		2.4709e-04	1.2418e-04	1.8585e-04	6.0905e-04
	$t = 10$	-0.0495	-0.0495	-0.0495	-0.0495
		1.7857e-04	1.0597e-04	1.4644e-04	1.9541e-04
		2.4481e-04	1.2238e-04	1.8358e-04	6.1289e-04

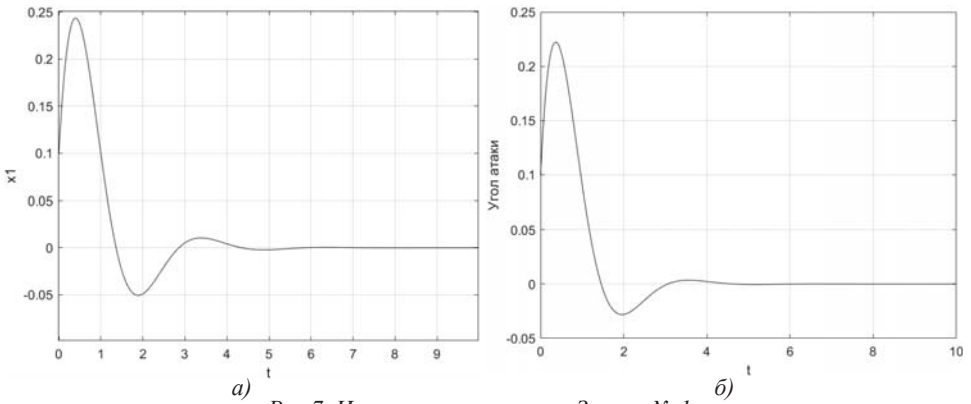


Рис.7. Изменение угла атаки. Запуск № 1:

а – субоптимальный регулятор по выходу, б – H^∞ -регулятор

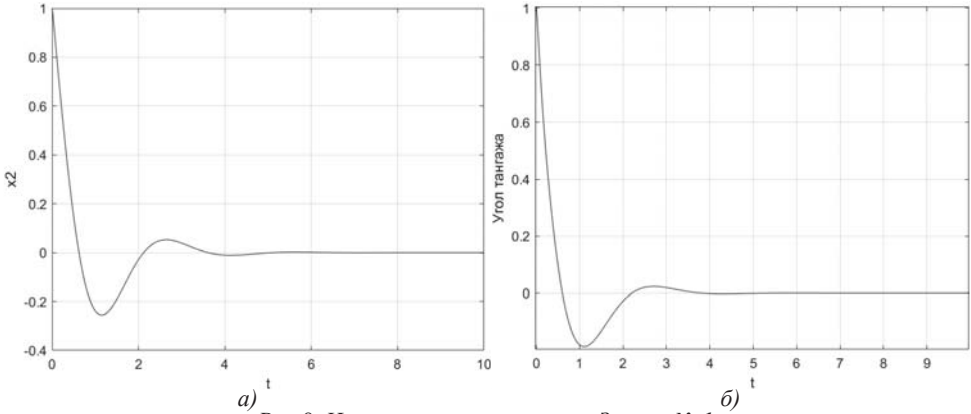


Рис.8. Изменение угла тангажа. Запуск № 1:

а – субоптимальный регулятор по выходу, б – H^∞ -регулятор

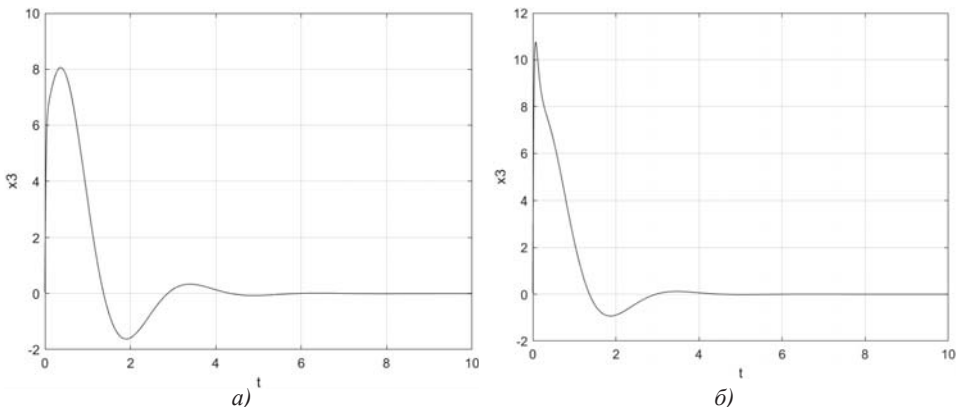


Рис.9. Изменение угла поворота привода. Запуск № 1:

а – субоптимальный регулятор по выходу, б – H^∞ -регулятор

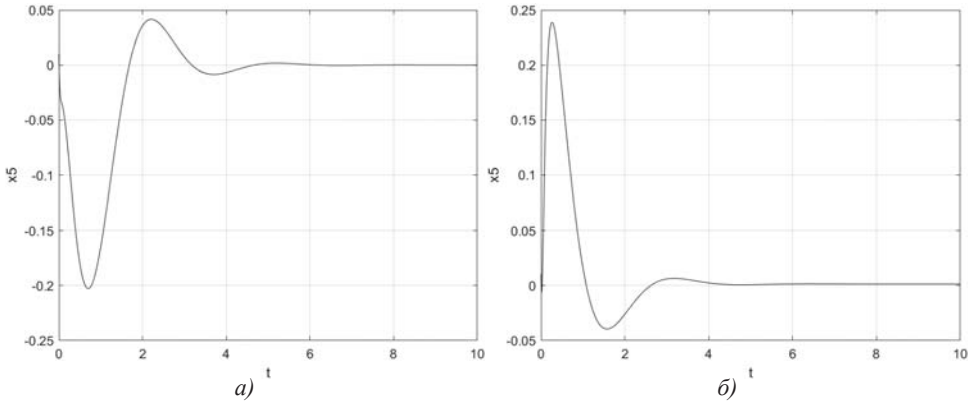


Рис. 10. Изменение ошибки обработки входного сигнала. Запуск № 1:
а – субоптимальный регулятор по выходу, б – H^∞ -регулятор

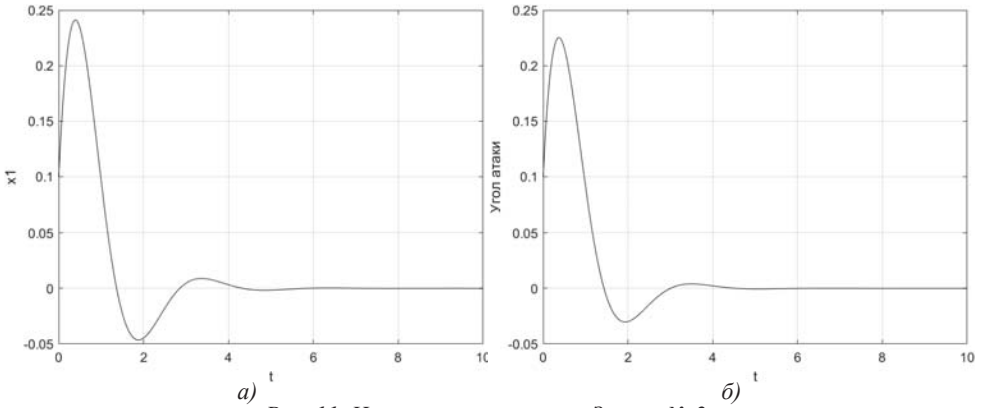


Рис. 11. Изменение угла атаки. Запуск № 2:
а – субоптимальный регулятор по выходу, б – H^∞ -регулятор

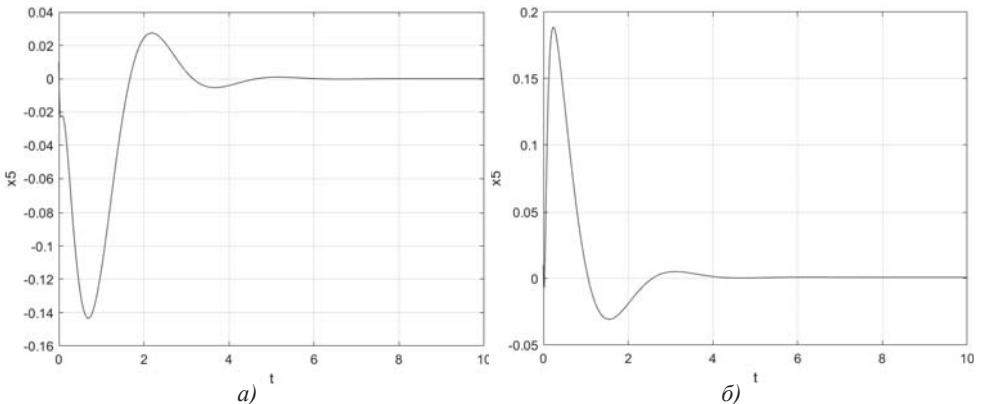


Рис. 12. Изменение ошибки обработки входного сигнала. Запуск № 2:
а – субоптимальный регулятор по выходу, б – H^∞ -регулятор

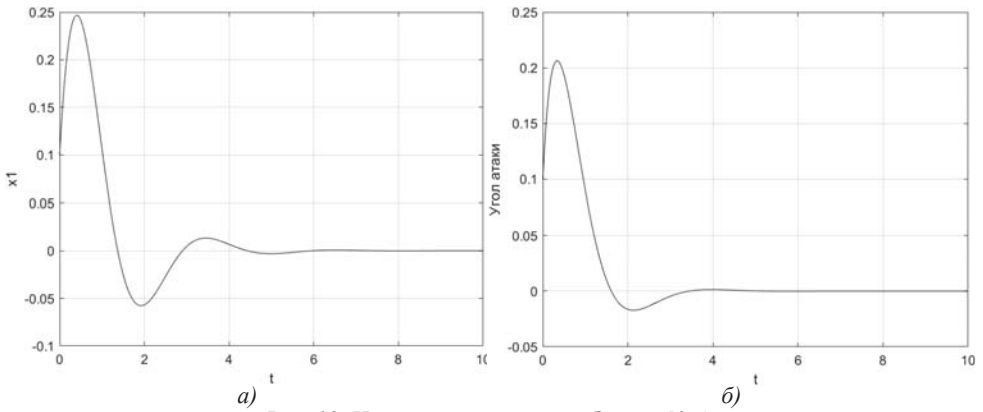


Рис. 13. Изменение угла атаки. Запуск № 4:

а – субоптимальный регулятор по выходу, б – H^∞ -регулятор

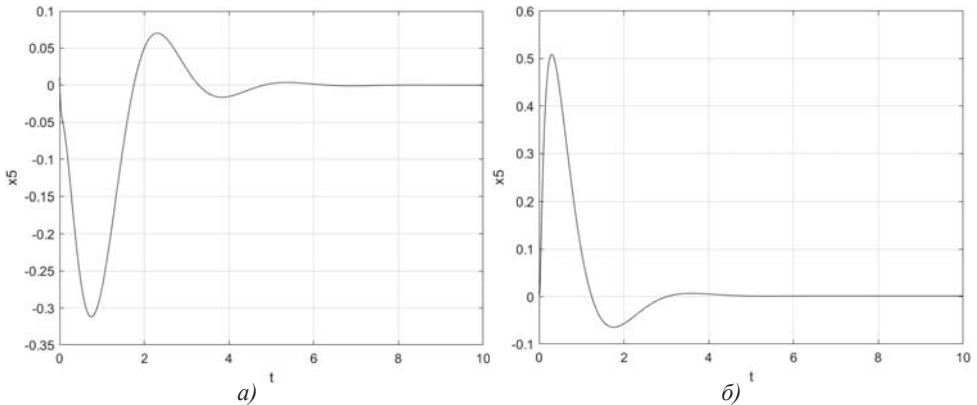


Рис. 14. Изменение ошибки обработки входного сигнала. Запуск № 2:

а – субоптимальный регулятор по выходу, б – H^∞ -регулятор

В работе проанализировано влияние ступенчатых возмущений вида $d(t) = \alpha \cdot 1(t - \beta)$, $\alpha \in [-2, 2]$, $\beta \geq 0$, на поведение переходных процессов (рис. 15–17).

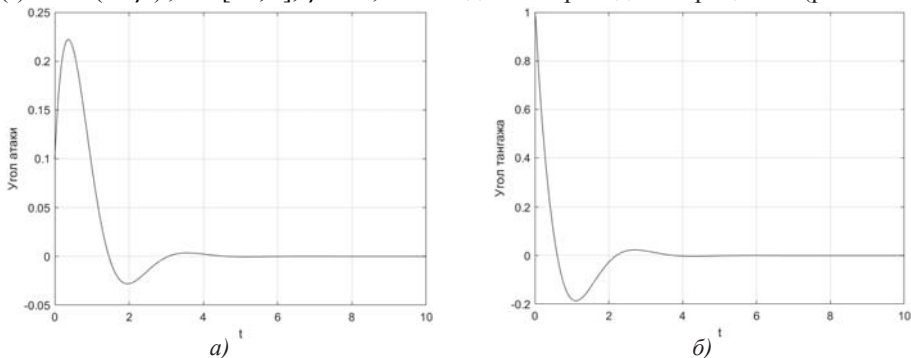


Рис. 15. Изменение параметров вектора состояния. Запуск при $d(t) = 2 \cdot 1(t)$:

а – угол атаки, б – угол тангажа

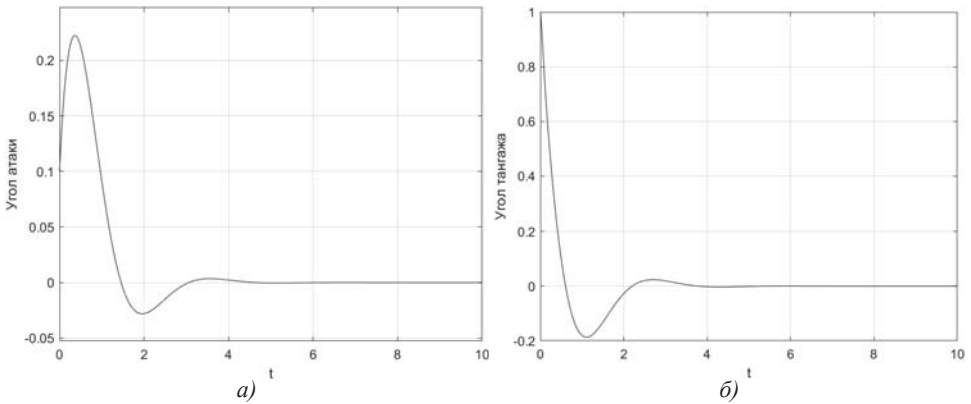


Рис. 16. Изменение параметров вектора состояния. Запуск при $d(t) = -2 * 1(t)$:
 a – угол атаки, b – угол тангажа

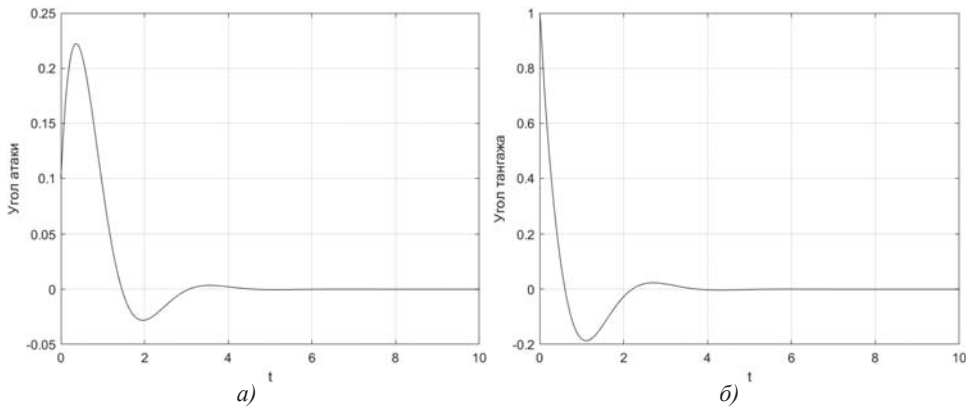


Рис. 17. Изменение параметров вектора состояния. Запуск при $d(t) = 1(t-1)$:
 a – угол атаки, b – угол тангажа

Анализ графиков переходных процессов свидетельствует о том, что задачи синтеза субоптимального регулятора по выходу и синтеза H^∞ -регулятора порождают в целом сравнимые результаты, наблюдаемые при изменении, например, угла атаки или угла тангажа. Достаточно большое влияние оказывают величины элементов матриц Q, S в критерии качества. В рассмотренных случаях прослеживается тенденция уменьшения значений координат вектора состояния $x(t)$ при уменьшении значения критерия. В рассмотренных случаях прослеживается тенденция уменьшения значений координат вектора состояния при уменьшении значения критерия. В то же время при значительном увеличении значения критерия наблюдается уменьшение значений координат вектора $x(t)$ только в задаче синтеза H^∞ -регулятора. При рассмотрении различных значений внешнего возмущения $d(t)$ не наблюдается значительных изменений в поведении состояния системы. С одной стороны, это может свидетельствовать о робастности системы и о правильном подборе её параметров,



при которых для любых возмущений она сохраняет свойство устойчивости, однако с другой стороны, это свидетельствует о необходимости дальнейших исследований влияния параметров на свойства синтезируемой замкнутой системы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что реализованные алгоритмы синтеза линейных регуляторов позволяют обеспечить желаемое качество переходных процессов и асимптотическую устойчивость замкнутой системы. Применение H^∞ -управления позволяет эффективно погасить влияние ограниченных внешних возмущений на систему.

Литература

1. *J. Gadewadikar, F.L. Lewis, Murad Abu-Khalaf.* Necessary and Sufficient Conditions for H^∞ Static Output-Feedback Control // *Journal of Guidance, Control and Dynamics.* Vol.29, No. 4, 2006.
2. *Пантелеев А.В., Бортакровский А.С.* Теория управления в примерах и задачах.– М.: ИНФРА-М, 2016.
3. *Б.Т. Поляк, П.С. Щербаков.* Робастная устойчивость и управление.– М.: Наука, 2002.
4. *Skogestad S., Postlethwaite I.* Multivariable Feedback Control: Analysis and Design. – John Wiley and sons, 2005.
5. *Е.И. Веремей.* Линейные системы с обратной связью: Учебное пособие. – СПб.: Изд-во «Лань», 2013.
6. *Бортакровский А.С., Пантелеев А.В.* Линейная алгебра в примерах и задачах. – М.: Высшая школа, 2010.



Comparative Efficiency Analysis of Linear Suboptimal Controllers for Dynamic Systems with Incomplete Measurements

Pantelev A.V.*

Moscow Aviation Institute, Moscow, Russia,
e-mail: avpantelev@inbox.ru

Yakovleva A.A.**

Moscow Aviation Institute, Moscow, Russia,
e-mail: ayakovleva982@gmail.com

The article presents a comparative analysis of linear stationary controllers' efficiency. Algorithms of output regulator synthesis and finding of H^∞ control are presented. A complex of programs based on the stated algorithms, which allows to find an suboptimal control of dynamic systems and to simulate the process on a stated time interval for getting full information about the ongoing process for further analysis of its stability, was developed in the MATLAB environment.

Keywords: linear regulator, H^∞ -control, closed loop control, airplane stabilization, algorithm, software.

References

1. J. Gadewadikar, F.L. Lewis, Murad Abu-Khalaf. Necessary and Sufficient Conditions for H-infinity Static Output-Feedback Control. Journal of Guidance, Control and Dynamics. Vol.29, No. 4, 2006.
2. Pantelev A.V., Bortakovskiy A.S. Teoriya upravleniya v primerah i zadachah [Control Theory in Examples and Tasks]. – Moscow: INFRA-M Publ., 2016.
3. Polyak B.T., Scherbakov P.S. Robastnaya ustojchivost' i upravlenie [Robust stability and control]. – Moscow: Nauka Publ., 2002.
4. Skogestad S., Postlethwaite I. Multivariable Feedback Control: Analysis and Design. – John Wiley and sons, 2005.
5. Veremey E.I. Linejnye sistemy s obratnoj svyaz'yu: Uchebnoe posobie [Linear Systems with Feedback]. – St. Petersburg: «Lan'» Publ., 2013.
6. Bortakovskiy A.S., Pantelev A.V. Linejnaya algebra v primerah i zadachah [Linear Algebra in Examples and Tasks]. – Moscow: Vysshaya shkola Publ., 2010.

For citation:

Pantelev A.V., Yakovleva A.A. Comparative Efficiency Analysis of Linear Suboptimal Controllers for Dynamic Systems with Incomplete Measurements. *Modelirovanie i analiz dannykh = Modelling and Data Analysis*, 2020. Vol. 10, no. 1, pp. 96–109. DOI: 10.17759/mda.2020100106 (In Russ., abstr. In Engl.)

***Pantelev Andrei Vladimirovich**, D. Sc. (Physical and Mathematical Sciences), Full Professor, Head of the Department of Mathematics and Cybernetics, Institute of Information Technology and Applied Mathematics, Moscow Aviation Institute, Moscow, Russia, e-mail: avpantelev@inbox.ru

****Yakovleva Aleksandra Alekseevna**, Master Student, Moscow Aviation Institute, Moscow, Russia, e-mail: ayakovleva982@gmail.com