

ВЫБОР СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

© А.А. Коробов, Е.И. Глинкин

Тамбовский государственный технический университет
392000, Российская Федерация, г. Тамбов, ул. Советская, 106
E-mail: glinkinei@rambler.ru

Проведен анализ существующих оценок регулирования и предложена оптимальная мера оценки эффективности позиционного регулирования на примере мультипликативно-симметричного критерия для повышения эффективности и точности управления.

Ключевые слова: позиционное регулирование; система автоматического управления; мультипликативно-симметричный критерий; параметры динамических характеристик; эффективность

Позиционное регулирование широко применяется в приборостроении, при автоматизации электрооборудования и производственных процессов за счет простой реализации измерения сигналов в фиксированном диапазоне. Измерение с заданной точностью в адаптивном диапазоне аналитического контроля трудоемко и не-технологично из-за аппаратного управления оператором в диалоговом режиме коэффициентом настройки П-регулятора итерационным методом последовательного приближения. Это обусловлено незнанием закономерностей изменения нелинейности коэффициента настройки, изменяющейся по сложной функциональной зависимости статистического распределения при автоматическом контроле в адаптивном диапазоне.

Из этого следует невозможность автоматизации в адаптивном диапазоне из-за необходимости ручной настройки по субъективной мере оценки. Это снижает универсальность использования способа и устройства и их эффективность.

Известен способ автоматического управления системами, включающий в себя использование командных и фактических величин выходных переменных для регулирования управляемой системы [1]. Для его осуществления известно устройство, включающее в себя соединенные в блоки элементы преобразования и усиления выходной переменной управляемого объекта, а также блок для измерения возмущенного воздействия на управляемом объекте. Недостатком способа и устройства является низкая эффективность из-за неточной точности управления переходными процессами при требуемом быстродействии.

За прототип принят способ автоматического управления системами [2], при котором выходную переменную исполнительного механизма подают на вход управляемого объекта, измеряют фактическую величину выходной переменной управляемого объекта, которую вместе с величиной выходной переменной исполнительного механизма и командной величиной выходной переменной управляемого объекта используют для формирования управляющего сигнала, который подают на вход исполнительного механизма, причем дополни-

тельно используют отрицательную обратную связь по выходной переменной исполнительного механизма, что измеряют скорость и ускорение изменения фактической величины выходной переменной управляемого объекта и подают ее на вход блока формирования желаемых свойств движения выходной переменной управляемого объекта вместе с фактической величиной выходной переменной управляемого объекта и величиной выходной переменной исполнительного механизма.

В регуляторе, включающем в себя объединенные в блоки элементы преобразования и усиления скорости сигнала управляемого объекта, каналы измерения величины, скорости и ускорения выходной переменной которого связаны со входами регулятора, выход которого связан со входом исполнительного привода, выход последнего связан со входом управляемого объекта, имеются признаки: каналы измерения выходной переменной скорости и ускорения управляемого объекта связаны со входами блока, формирующего желаемые свойства движения выходной переменной управляемого объекта.

Прототипы обладают существенными недостатками: невозможностью автоматизации в адаптивном диапазоне из-за необходимости ручной настройки по субъективной мере оценки. Это снижает универсальность использования способа и устройства и их эффективность.

Целью предлагаемого решения является автоматизация регулирования системами в адаптивном диапазоне за счет адаптивной оценки сигнала по программно управляемой нормируемой мере.

В предлагаемом способе автоматического управления системами [3–4] выходную переменную $\varepsilon(E, U) = \varepsilon$ исполнительного механизма подают на вход управляемого объекта, измеряют фактическую величину U выходной переменной управляемого объекта, которую вместе с командной величиной входной переменной E управляемого объекта используют для формирования управляющего сигнала $N(\varepsilon, E)$. Его подают на вход исполнительного механизма, причем используют отрицательную обратную связь по выходной переменной U

управляемого объекта. Для автоматизации регулирования в адаптивном диапазоне выходную переменную U управляемого объекта в цифровом эквиваленте $N(U)$ подают на вход блока контроллера, управляющий сигнал $N(\epsilon, E)$ которого соответствует желаемым свойствам выходной переменной U управляемого объекта.

Алгоритм вычисления управляющего сигнала $N(\epsilon, E)$, выполняющего функцию автоматического регулятора (погрешности мультипликативно-симметричного критерия МСК), оценивают по относительной погрешности:

$$\epsilon = 1 - \left(\frac{X_{\text{СГ}}}{X_{\text{СА}}} \right)^2; \quad (1)$$

где $(X_{\text{СГ}}/X_{\text{СА}})^2$ – отношение произведения случайных величин переменных ΠU_i к их нормируемому эквиваленту – $\max \Pi = X_{\text{СА}}$, для $i = 1, 2$, т. к. используется $n = 2$ переменных $U_1 = E$ и $U_2 = U$, соответствует $(X_{\text{СА}})^2$.

Их физический смысл тождественен квадрату средней геометрической оценки:

$$(X_{\text{СГ}})^2 = \left(2 \sqrt{\prod_{j=1}^n U_{ji}} \right)^2 = (\sqrt{EU})^2 = EU, \quad (2)$$

произведения переменных сигналов E и U , а также квадрату среднего арифметического:

$$(X_{\text{СА}})^2 = \left(\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n U_{ji} \right)^2 = \left(\frac{1}{2} (E+U) \right)^2. \quad (3)$$

Раскрывая значения $X_{\text{СГ}}$ и $X_{\text{СА}}$ соответственно (2) и (3), преобразуем (1):

$$\epsilon = 1 - \left(\frac{\sqrt{EU}}{\frac{1}{2^2} (E+U)^2} \right)^2.$$

Приведем выражение к общему знаменателю, раскроем скобки и объединим подобные члены:

$$\epsilon = \frac{\frac{1}{2^2} (E^2 - 2EU + U^2)}{\frac{1}{2^2} (E+U)^2}.$$

Выражение $(E^2 - 2EU + U^2)$ представляет собой квадрат разности, а $\frac{1}{2^2}$ сокращаются в числителе и знаменателе, поэтому получаем относительную погрешность МСК в виде квадрата отношения разности и суммы командной входной E и выходной переменных U управляемого объекта:

$$\epsilon = \frac{(E-U)^2}{(E+U)^2}. \quad (4)$$

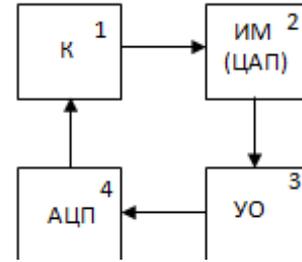


Рис. 1. Обобщенная структурная схема

На рис. 1 показана обобщенная структурная схема способа [4]. На ней выходную переменную P (ϵ, E) исполнительного механизма 2 подают на вход управляемого объекта 3, измеряют фактическую величину U выходной переменной управляемого объекта, которую вместе с командной величиной входной переменной E управляемого объекта, используют для формирования управляющего сигнала $\epsilon(E, U) = \epsilon$. Его подают на вход исполнительного механизма 2, причем используют отрицательную обратную связь по выходной переменной управляемого объекта 3. Для автоматизации регулирования в адаптивном диапазоне выходную переменную U управляемого объекта подают на вход блока контроллера 1, управляющий сигнал ϵ которого соответствует желаемым свойствам выходной переменной U управляемого объекта. Управляющий сигнал ϵ реализуют мультипликативно-симметричным критерием (МСК) погрешности (4), соответствующему квадрату отношения разности $(E - U)$ и суммы $(E + U)$ командной входной E и выходной U переменных управляемого объекта 3 и выполняющим роль автоматического

регулятора. МСК $\epsilon = \left(\frac{E-U}{E+U} \right)^2$ адаптируется по диапазон за счет оценки фактических величин входной E и выходной U переменной к нормированному эквиваленту их максимальных $\max(E, U)$ величин в каждый момент времени.

На рис. 2 показана структурная схема системы [4]. Структурная схема содержит контроллер 1, последовательно соединенный через исполнительный механизм 2 с управляемым объектом УОЗ, и отличается тем, что исполнительным механизмом 3 служит цифро-аналоговый преобразователь в виде ЦАП и дополнительно введен аналого-цифровой преобразователь АЦП 4, включенный между выходом управляемого объекта 3 и входом контроллера 1. Контроллер 1 состоит из задатчика командной величины (1а), последовательно соединенных с ним сумматоров (1б), выходы которых через делитель (1в) связаны с блоком возведения в степень (1г), выход которого является выходом контроллера 1, входами которого являются вторые входы сумматоров, служащие для выходной переменной управляемого объекта.

На структурной схеме системы выходную переменную E блока задатчика командной величины 1а подают на вход сумматоров 1б. Измеряют фактическую величину выходной переменной U управляемого объекта 3, которую вместе с величиной входной переменной E контроллера 1 подают на сумматоры 1б. Сигналы $E - U$ и $E + U$ подают на делитель 1в, а затем на блок возведения в степень 1г, которые используют

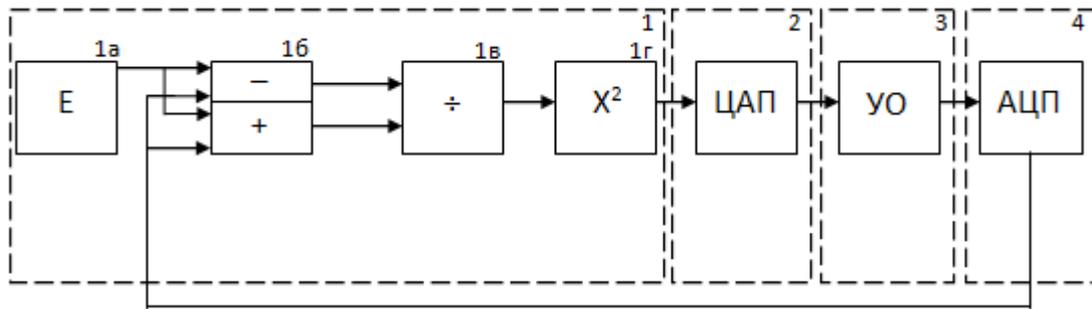


Рис. 2. Структурная схема системы

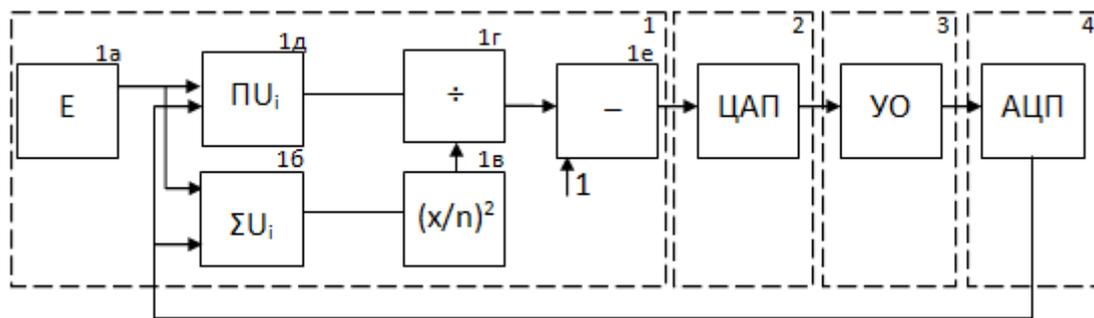


Рис. 3. Функциональная схема системы

для формирования управляющего сигнала ϵ (4). Управляющий сигнал ϵ (U , E) подают на вход исполнительного механизма – ЦАП 2. Сигнал с исполнительного механизма P (ϵ , E) подается на управляемый объект 3. Дополнительно используют отрицательную обратную связь по выходной переменной управляемого объекта 3. Управляющее воздействие, соответствующее желаемым свойствам выходной переменной U управляемого объекта 3, реализуют мультипликативно-симметричным критерием погрешности (1).

Блок 1 на рис. 1 соответствует квадрату отношения разности и суммы входной и выходной переменных управляемого объекта U и выполняет роль автоматического регулятора. МСК адаптируется по диапазону за счет оценки фактических величин входной E и выходной переменной U (2) к нормированному эквиваленту их максимальных величин (3) в каждый момент времени. Сигнал P (ϵ) с управляемого объекта 3 преобразуют в АЦП 4, после чего сигнал U подают на вход сумматоров 1б.

На рис. 3 представлена функциональная схема системы [4].

На рис. 3 контроллер 1 состоит из задатчика командной величины (1а), подключенного ко входам умножителя (1д) и сумматора (1б), выход которого связан со входом квадратора (1в), выход которого через делитель (1г) включен в выход умножителя 1д. Выход квадратора (1в) последовательно соединен через блок вычитания (1е) с выходом контроллера 1.

Входную переменную E задатчика командной величины 1а подают на вход блока произведения 1д и блока сумматора 1б. Сигнал $P = EU$ с блока произведения 1д подают на блок деления 1г, а сигнал $\Sigma = E + U$ с блока 1б сумматора подают на квадратор 1в и нормируют в степень 2. Затем оба этих сигнала поступают на блок делителя (1г), после чего полученное значение вычитают из единицы в блоке 1е.

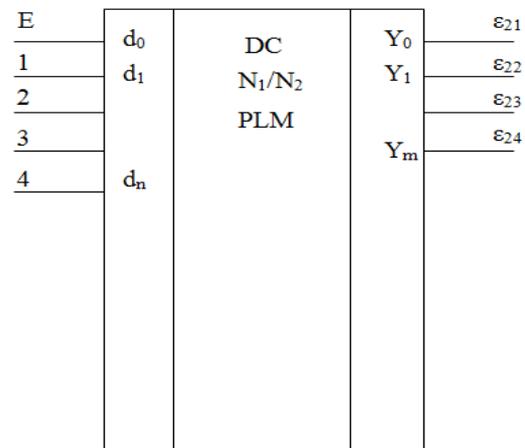


Рис. 4. Схема контроллера на базе программируемой логической матрицы

Функциональную схему поясняет архитектура контроллера [4], как неделимая совокупность программируемой логической матрицы (рис. 4) и таблицы (табл. 1) дешифрации погрешности:

Контроллер, выполнен на программируемой логической матрице, включающей по числу эквивалентов командной величины E количество программируемых дешифраторов двоичного кода входной переменной командной величины E и выходной переменной управляемого объекта U , систематизированных в адресном пространстве программируемой логической матрицы в знакогенератор. Его информационные входы $d_0 - d_n$ служат для тактирования переменными E и U , а выходы $Y_0 - Y_m$ для формирования управляющего сигнала $\varepsilon(U, E)$ знакогенератора, который адаптируется по диапазону за счет оценки фактических величин входной E и выходной U переменной (2) к нормированному эквиваленту (3) их максимальных величин в каждый момент времени и соответствующим квадрату отношения (4) разности и суммы командной входной и выходной переменных управляемого объекта на выходах логической матрицы.

Таблица дешифрации (табл. 1) поясняет адресное пространство знакогенератора ПЛМ на примере первого эквивалента командной величины E (0,1) первого дешифратора произведений (2) в управляющий сигнал (4).

Первый и второй столбцы таблицы отражают выходные переменные управляемого объекта, соответственно, в двоичном U_2 и десятичном U_{10} коде. Последний и предпоследний столбцы иллюстрируют результат дешифрации управляющего сигнала (4) также в двоичном ε_2 и десятичном ε_{10} коде.

Относительная погрешность при стандартном критерии находится по формуле:

$$\varepsilon_1 = \frac{E-U}{E} . \quad (5)$$

На рис. 5 показан график зависимости погрешности и времени выхода на режим от коэффициента k при использовании стандартного критерия.

В процессе ручного регулирования (табл. 2) из семейства выбрана лучшая характеристика по стандартному критерию (5) с оптимальным коэффициентом регулирования $k = 0,3$ с минимальной погрешностью $\varepsilon = 0,103$ и временем выхода на режим $t = 0,81$ с.

Таблица 1

Таблица дешифрации погрешности $\varepsilon(U, E)$

U_2	U_{10}	E	ε_{10}	ε_2
0000	0	0	0	0
0001	0,1	1	0,66942148	1010
0010	0,2	1	0,444444	0111
0011	0,3	1	0,289941	0100
0100	0,4	1	0,183673	0010
0101	0,5	1	0,111111	0001
0110	0,6	1	0,0625	0001
0111	0,7	1	0,031142	0000
1000	0,8	1	0,012346	0000
1001	0,9	1	0,00277	0000
1010	1,0	1	0	0000

Таблица 2

Оптимизация k

k	Погрешность при $t = 0,9$	Время при погрешности = 0,02
1	0,14	0,89
0,5	0,12	0,85
0,3	0,103	0,81
0,2	0,17	1,7
0,1	0,42	3,8
Прецизионный критерий	0	0,23

Таблица 3

Погрешность регулирования

Виды регулирования (время = 0,2)	Погрешность
Стандартный 1	0,65
Прецизионный 2	0,05

Таблица 4

Оперативность

Виды регулирования (погрешность = 0,2)	Значение t , с
Стандартный 1	0,5
Прецизионный 2	0,1

Результаты компьютерного моделирования зависимости амплитудно-временных динамических характеристик, при мультипликативно-симметричном и стандартном критерии, систематизированы на рис. 6. Качественный анализ рис. 3 показывает повышение эффективности выхода на режим характеристик от стандартного 2 до прецизионного 1 критерия. Для проведения количественного анализа зафиксируем значение $t = 0,2$ и оценим значение погрешности при фиксированном времени (табл. 3).

Количественный анализ табл. 3 показывает снижение погрешности регулирования с 65 % для стандартного до 5 % М-С критерия, причем погрешность 2 в 13 раз лучше стандарта 1, т. е. на порядок ниже.

На рис. 4 показаны графики погрешностей прецизионного критерия и наиболее оптимально отрегулированного для $k = 0,3$ стандартного критерия.

Для анализа оперативности зафиксируем уровень 0,2 погрешности и оценим текущее значение времени по оперативности (табл. 4).

Эффективность по точности рассчитаем из отношения относительных погрешностей стандартного (5) и МСК (4) критериев, что позволяет сравнить, во сколько один критерий эффективнее другого:

$$E = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} = \frac{0,65}{0,05} = 13 .$$

Как видно из рис. 7, МСК критерий эффективнее стандартного в 13 раз, что позволяет сделать вывод о его пригодности для автоматизации процесса регулирования до желаемого оптимального нормированного эквивалента.

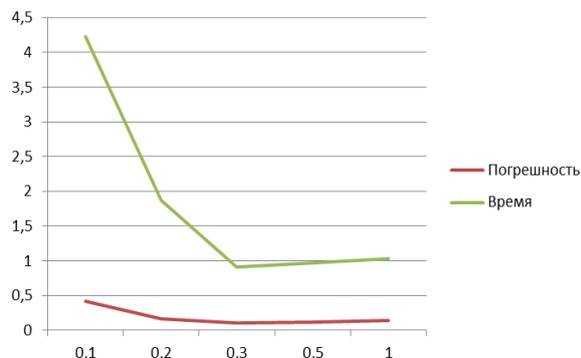


Рис. 5. Зависимость погрешности и времени выхода на режим от коэффициента k

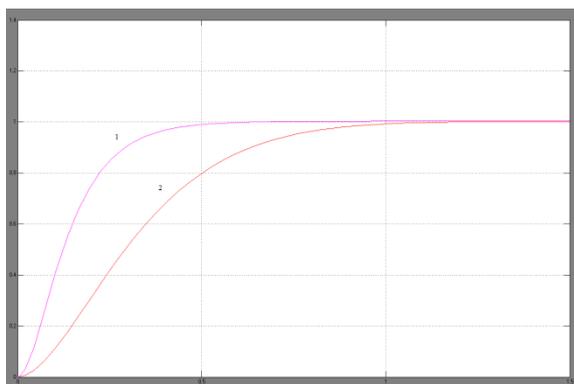


Рис. 6. Характеристики регулирования: 1 – М-С критерий; 2 – стандартный при $k = 0,3$

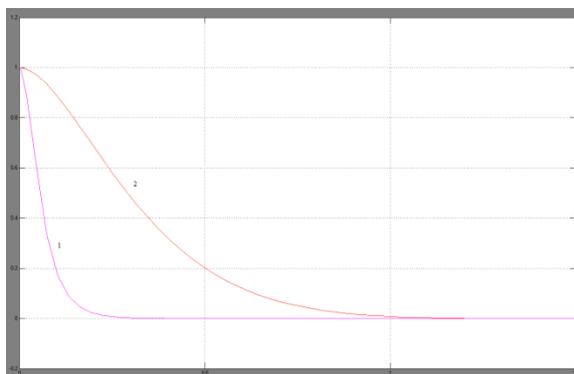


Рис. 7. Погрешности регулирования: 1 – стандартный при $k = 0,3$; 2 – М-С критерий

Таблица 5

Эффективность

m	2	3	4	5	6	7	8	9	10
η	4,50	2,67	2,08	1,80	1,63	1,52	1,45	1,39	1,34

Проведем анализ эффективности по точности стандартного критерия ε_1 относительно прецизионного ε_2 , поделив (4) на (5):

$$\eta = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} = \frac{(E-U)(E+U)^2}{E(E-U)^2} = \frac{(E+U)^2}{E(E-U)}$$

Выразим U пропорционально командной E величине $U = E/m$, тогда:

$$\eta = \frac{(E+U)^2}{E(E-U)} = \frac{m(1+m)^2}{m^2(m-1)} = \frac{(m+1)^2}{m(m-1)} \quad (6)$$

Из (6) находим:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 \frac{(m+1)^2}{m(m-1)}$$

Предположим, что m меняется от 2 до 10, результаты эффективности η систематизируем в табл. 5.

Из табл. 3 видно, что ε_1 всегда больше ε_2 в η раз, следовательно, прецизионный критерий эффективнее стандартного в среднем в 2 раза.

Таким образом, формирование управляющего сигнала по погрешности МСК, в отличие от известных решений повышает в два раза эффективность по точности и на порядок эффективность автоматического регулирования за счет оценки фактических величин входной и выходной переменной к нормированному эквиваленту их максимальных величин. Нормированный эквивалент по следящей обратной связи автоматически оптимизирует параметры динамической характеристики системы в адаптивном диапазоне, это исключает ручное регулирование оператором и на порядок повышает метрологическую эффективность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Носов Г.Р. и др. Автоматика и автоматизация мобильных сельскохозяйственных машин. М.: Высш. шк., 1984. 171 с.
2. Патент № 2153697 РФ. Способ автоматического управления системами / Р.И. Фурунжиев. G05B17/00. 2000.
3. Коробов А.А., Гамова Л.Г., Глинкин Е.И. Меры оценок эффективности регулирования // Вестник Тамбовского университета. Серия Естественные и технические науки. Тамбов, 2015. Т. 20. Вып. 4. С. 920-226.
4. Патент № 2571570 РФ. МПК G05B 17/00. Способ и система автоматического управления / А.А. Коробов, Е.И. Глинкин. М.: ФИПС, 20.12. 2015. Бюл. № 35.

Поступила в редакцию 3 апреля 2017 г.

Коробов Артем Андреевич, Тамбовский государственный технический университет, г. Тамбов, Российская Федерация, аспирант, кафедра биомедицинской техники, e-mail: korobov1991@mail.ru

Глинкин Евгений Иванович, Тамбовский государственный технический университет, г. Тамбов, Российская Федерация, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры биомедицинской техники, заслуженный изобретатель Российской Федерации, e-mail: glinkinei@rambler.ru

UDC 681.335

DOI: 10.20310/1810-0198-2017-22-5-1184-1189

CHOICE OF SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL

© A. Korobov, E.I. Glinkin

Tambov State Technical University

106 Sovetskaya St., Tambov, Russian Federation, 392000

E-mail: glinkinei@rambler.ru

The analysis of the existing estimates of regulation is carried out and optimum measure of an assessment of efficiency of position regulation on the example of multiplicative and symmetric criterion for increase in efficiency and accuracy of management is proposed.

Keywords: position regulation; system of automatic control; multiplikativno-symmetric criterion; parameters of dynamic characteristics; efficiency; accuracy

REFERENCES

1. Nosov G.R. et al. *Avtomatika i avtomatizatsiya mobil'nykh sel'skokhozyaystvennykh mashin* [Automation and Automatization of Mobile Agricultural Implements]. Moscow, Vysshaya Shkola Publ., 1984, 171 p. (In Russian).
2. Furunzhiev R.I. *Sposob avtomaticheskogo upravleniya sistemami* [Method of Automatic Systems' Control]. Patent no. 2153697 RF. G05B17/00, 2000. (In Russian).
3. Korobov A.A., Gamova L.G., Glinkin E.I. Mery otsenok effektivnosti regulirovaniya [Measure evaluation of effective regulation]. *Vestnik Tambovskogo universiteta. Seriya Estestvennye i tekhnicheskie nauki – Tambov University Reports. Series: Natural and Technical Sciences*, 2015, vol. 20, no. 4, pp. 920-226. (In Russian).
4. Korobov A.A., Glinkin E.I. *Sposob i sistema avtomaticheskogo upravleniya* [Method and System of Automatic Control]. Patent no. 2571570 RF. MPK G05B 17/00, 2015. (In Russian).

Received 3 April 2017

Korobov Artyom Andreevich, Tambov State Technical University, Tambov, Russian Federation, Post-graduate Student, Biomedical Equipment Department, e-mail: korobov1991@mail.ru

Glinkin Evgeniy Ivanovich, Tambov State Technical University, Tambov, Russian Federation, Doctor of Technics, Professor, Professor of Biomedical Technics Department, Honored Inventor of Russian Federation, e-mail: glinkinei@rambler.ru

Для цитирования: Коробов А., Глинкин Е.И. Выбор систем автоматического управления // Вестник Тамбовского университета. Серия Естественные и технические науки. Тамбов, 2017. Т. 22. Вып. 5. С. 1184-1189. DOI: 10.20310/1810-0198-2017-22-5-1184-1189

For citation: Korobov A.A. Glinkin, E.I. Vybor sistem avtomaticheskogo upravleniya [Choice of systems of automatic control]. *Vestnik Tambovskogo universiteta. Seriya Estestvennye i tekhnicheskie nauki – Tambov University Reports. Series: Natural and Technical Sciences*, 2017, vol. 22, no. 5, pp. 1184-1189. DOI: 10.20310/1810-0198-2017-22-5-1184-1189 (In Russian, Abstr. in Engl.).