

Н.И. Смирнов, В.Р. Сабанин,
Московский энергетический институт (технический университет)
А.И. Репин ООО “Энергоавтоматика”

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ОДНОКОНТУРНЫХ АСР С МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ РЕГУЛЯТОРАМИ

АННОТАЦИЯ

Решается задача поиска настроечных параметров в одноконтурной АСР с ПИД-, ПИДД²- и ПИДД²Д³-регуляторами. Для их настройки применен численный метод имитационного моделирования с использованием авторской версии модифицированного генетического алгоритма (МГА). Приводятся результаты сравнительного анализа чувствительности АСР с предложенными регуляторами.

1. ВВЕДЕНИЕ

В тех случаях, когда динамическая точность регулирования с ПИД-регулятором становится недостаточной, обычно идут на усложнение информационной структуры, примером чего могут служить многоконтурные системы автоматического регулирования [1].

Учитывая современные тенденции формирования регулирующих устройств в микропроцессорных контроллерах, представляется возможным идти по пути совершенствования и усложнения алгоритмов функционирования регуляторов. Такому направлению развития способствует активное внедрение в теорию и практику автоматического управления технологий искусственного интеллекта. В первую очередь это относится к искусственным нейросетям для структурной реализации алгоритмов управления и новым численным методам оптимизации на основе эволюционных алгоритмов для их настройки [2, 3].

С учетом изложенного, одним из способов повышения динамической точности в одноконтурной АСР с ПИД-регулятором может быть ввод в алгоритм регулирующего устройства составляющих, пропорциональных производным от отклонения регулируемого параметра второго, а при необходимости и более высокого порядка.

Оптимальный синтез АСР принято проводить по динамическим характеристикам объекта регулирования, полученным путем адекватной аппроксимации экспериментальных кривых разгона. При этом передаточную функцию объекта $W_o(s)$ представляют в виде дробно-рациональной функции $V_o(s)$ и звена запаздывания на время τ :

$$W_o(s) = V_o(s) \cdot e^{-\tau \cdot s}. \quad (1)$$

Дробно-рациональная часть для наиболее распространенных в промышленности объектов с самовыравниванием представляется в виде цепочки из "n" последовательно включенных А-звеньев с постоянными времени T_1, T_2, \dots, T_n :

$$V_o(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot \dots \cdot (T_n \cdot s + 1)}. \quad (2)$$

Порядок знаменателя в выражении (2) определяется, с одной стороны, из условия адекватности аппроксимирующей передаточной функции, с другой стороны, полученная таким образом структура будет определять алгоритм оптимального регулятора, передаточная функция которого в первом приближении может быть представлена в виде [1]:

$$W_p(s) = \frac{1}{V_o(s) \cdot \tau \cdot s}. \quad (3)$$

После преобразований и дополнительных обозначений выражение (3) примет вид:

$$W_p(s) = K_p + K_u \cdot \frac{1}{s} + K_{Д1} \cdot s + K_{Д2} \cdot s^2 + K_{Д3} \cdot s^3 + \dots, \quad (4)$$

где $K_p, K_u, K_{Д1}, K_{Д2}, K_{Д3}$ – настроечные параметры оптимального регулятора.

Для объекта при $n = 1$ оптимальным будет ПИ-алгоритм, при $n = 2$ ПИД-алгоритм, при $n = 3$ ПИДД²-алгоритм и т.д. Настроечные параметры регуляторов достаточно легко могут быть выражены через параметры передаточной функции объекта.

При этом, в ПИДД²-алгоритме по сравнению с ПИД добавляется составляющая, пропорциональная второй производной или ускорению отклонения регулируемого параметра. По аналогии можно говорить и о ПИДД²Д³-алгоритме, включающим ещё и производную третьего порядка, характеризующую скорость ускорения.

Однако полученные таким образом регуляторы вряд ли сразу и безоговорочно могут быть приняты к практическому применению, тем не менее знание их свойств позволит оценить предельные возможности управления объектом.

2. ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

В современных микропроцессорных контроллерах формирование функционального блока регулирующего устройства (ФБ) осуществляется в соответствии с назначением регулятора и типом применяемого исполнительного механизма (рис.1).

Различают импульсные регуляторы, работающие с широтноимпульсным модулятором (ШИМ) и электрическим исполнительным механизмом постоянной скорости (ЭИМ) (рис. 1,а), и аналоговые регуляторы, применяемые в качестве вспомогательных в каскадных АСР, а также в одноконтурных АСР с пропорциональными исполнительными механизмами (ПИМ) (рис. 1,б). К числу последних относятся мембранные пневматические исполнительные механизмы, широко используемые в химических и нефтехимических производствах.

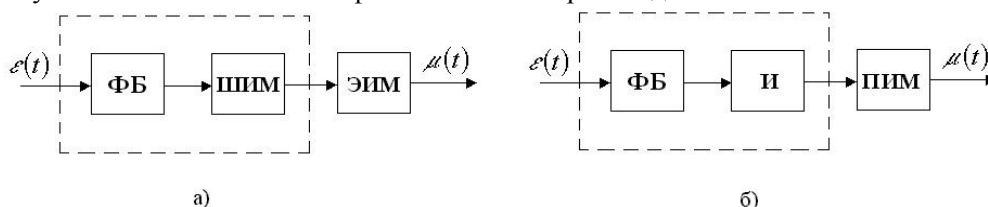


Рис. 1. Структуры реализации регуляторов

Для представленных на рис.1 схем функциональный блок реализуется по структуре ПДД² для ПИД-алгоритма, ПДД²Д³ для ПИДД²-алгоритма и ПДД²Д³Д⁴ для ПИДД²Д³-алгоритма. Например, передаточная функция ФБ для ПИДД²Д³-алгоритма будет иметь вид

$$W_{\phi\delta}(s) = K_p \cdot s + K_u + K_{D1} \cdot s^2 + K_{D2} \cdot s^3 + K_{D3} \cdot s^4. \quad (5)$$

С учетом того, что в первом приближении сочетание ШИМ и ЭИМ описывается передаточной функцией интегрирующего звена, а в схеме аналогового регулятора используется интегратор (И), передаточные функции анализируемых структур для ПИДД²Д³ – регулятора запишутся одинаково в виде:

$$W_p(s) = W_{\phi\delta}(s) \cdot \frac{1}{s} = K_p + \frac{K_u}{s} + K_{D1} \cdot s + K_{D2} \cdot s^2 + K_{D3} \cdot s^3. \quad (6)$$

Таким образом, ФБ в контроллере может быть реализован путем расчета отклонения регулируемого параметра от задания и его производных соответствующего порядка с коэффициентами пропорциональности, являющимися настроечными параметрами. Поскольку в реальном контроллере осуществляется численное дифференцирование сигнала с помехой, то возникающие при этом погрешности могут затруднить практическую реализацию предложенных алгоритмов [4].

3. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО НАСТРОЙКЕ

Увеличение числа настроечных параметров до четырех и более делает известные аналитические методы расчета из-за их сложности практически неприменимыми. В связи с этим возникает необходимость использование алгоритмов численной оптимизации в сочетании с имитационным моделированием. В качестве целевого критерия для ступенчатых возмущений, вносимых отдельно по каналу регулирующего воздействия $\lambda(t)$ и по каналу задания $u(t)$, предлагается использовать интегральную оценку модуля переходного процесса:

$$I_M(P, X, t) = \int_0^{t_p} |u(t) - y(P, X, t)| dt \rightarrow \min, \quad (7)$$

где P – вектор настроечных параметров ($K_p, K_u, K_{D1}, K_{D2}, K_{D3}$); X – вектор входных воздействий $\lambda(t), u(t)$; t_p – время переходного процесса.

Минимальное значение интеграла (7) не является инвариантным относительно рассматриваемых входных воздействий, поэтому настройки предлагается определять в зависимости от назначения АСР (для стабилизирующей системы при $\lambda(t)=1, u(t)=0$, а для следящей – при $\lambda(t)=0, u(t)=1$). Метод позволяет определять и компромиссные настройки, обеспечивающие минимальное значение суммы интегральных оценок при раздельной подаче возмущений $\lambda(t)$ и $u(t)$.

Оптимальные настроечные параметры регулятора стабилизирующей АСР минимизируют интеграл вида:

$$I_{M,\lambda} = \int_0^{t_p} |y(P, \lambda, t)| dt \rightarrow \min. \quad (8)$$

В следящей АСР минимизируется интеграл:

$$I_{M,u} = \int_0^{t_p} |1 - y(P, u, t)| dt \rightarrow \min. \quad (9)$$

Параметры компромиссной настройки минимизируют взвешенную сумму интегралов:

$$I_{M,\Sigma} = I_{M,\lambda} + a \cdot I_{M,u} \rightarrow \min, \quad (10)$$

где a – масштабный коэффициент, определяющий степень компромисса.

В приведенном ниже иллюстрационном примере для оптимизации использовалась авторская версия модифицированного генетического алгоритма "Optim-MGA". Алгоритм реализован в виде пользовательской программы для математической системы Mathcad [2] и в виде универсальной программы, зарегистрированной в Российском агентстве по патентам и товарным знакам [5].

Многочисленные расчеты, проведенные по предлагаемой методике, показали, что рекомендуемые критерии имеют четко выраженный экстремум.

Расчет по критерию (10) позволяет путем подбора степени компромисса получить настроечные параметры, обеспечивающие допустимое значение частотного показателя колебательности M_{don} . Аналогичного результата можно добиться с помощью критерия (8), вводя в него ограничение на M_{don} в виде функции штрафа.

Для оценки запаса устойчивости представляется возможным использовать также интегральную степень затухания $\psi_{ин}$, определяемую отношением линейного интеграла $I_L(P, X, t)$ к интегралу по модулю $I_M(P, X, t)$. К числу ограничений можно отнести как отдельные настроечные параметры, так и их соотношения.

4. АНАЛИЗ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Анализ чувствительности АСР с предлагаемыми алгоритмами регуляторов проводился путем сравнения графиков АЧХ замкнутой АСР до варьирования $A_{3c}(\omega)$ и после варьирования $A_{3c}^{gap}(\omega)$. В качестве характеристики варьирования использовалась АЧХ объекта регулирования $\Delta A_O^{gap}(\omega)$ [1].

Предлагается следующий порядок проведения анализа:

1. В соответствии с рекомендациями по настройке (раздел 3) для ПИД-, ПИДД²- и ПИДД²Д³-регуляторов рассчитываются настроечные параметры, минимизирующие критерий (8) с ограничением на допустимую величину показателя колебательности ($M_{don} = 1.55$), после чего строятся исходные неварьированные АЧХ замкнутой системы относительно управляющего воздействия $A_{3c}(\omega)$.

2. Величина варьирования АЧХ объекта $\Delta A_O^{6ap}(\omega)$, необходимая для оценки чувствительности выбирается из условия, чтобы график варьированной АЧХ АСР с ПИД-регулятором достиг максимального значения варьированного показателя колебательности $M_{max}^{6ap} = 2.38$, теоретически обеспечивающего степень затухания, близкую к 0.75.
3. При выбранном таким образом значении $\Delta A_O^{6ap}(\omega)$ определяются варьированные АЧХ замкнутых АСР с ПИД²- и ПИД²Д³-регуляторами и затем по величине максимальных значений M_{max}^{6ap} оценивается относительная чувствительность анализируемых АСР по сравнению с чувствительностью АСР с ПИД-регулятором.

5. ПРИМЕР ИССЛЕДОВАНИЯ АСР ТЕМПЕРАТУРЫ ПЕРЕГРЕТОГО ПАРА

В качестве примера, иллюстрирующего изложенное, приводятся результаты анализа АСР температуры перегретого пара. Математическая модель объекта регулирования представлена в виде передаточной функции по каналу: перемещение регулирующего органа расхода охлаждающей воды в пароохладитель – температура перегрева:

$$W_O(s) = \frac{K_O}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)^3} \cdot e^{-s \cdot \tau}, \quad (11)$$

где $K_O = 3.26 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{m}/\text{ч}$; $T_1 = 72 \text{ с.}$; $T_2 = 17 \text{ с.}$; $\tau = 10 \text{ с.}$

Результаты расчета настроек по критерию (8) для стабилизирующей АСР и по критерию (9) для следящей АСР без ограничений приведены в табл.1. Там же, для сравнения даны приближенные значения настроечных параметров оптимального для анализируемого объекта ПИД²Д³-регулятора, вычисленные с применением формул (3), (4).

Наряду с настроечными параметрами, в табл.1 приведены также полученные значения показателей колебательности и соответствующие им резонансные частоты.

Таблица 1.

Параметры и показатели	$I_{M,\lambda} \rightarrow \min$			$I_{M,u} \rightarrow \min$			Ан. настр.
	ПИД	ПИД ²	ПИД ² Д ³	ПИД	ПИД ²	ПИД ² Д ³	ПИД ² Д ³
K_p	1.180	5.396	11.344	0.65	1.315	2.040	3.770
K_u	0.024	0.060	0.286	0.006	0.011	0.016	0.031
K_{D1}	50.21	89.42	319.2	22.7	42.44	78.76	139.1
K_{D2}	-	1687	2736	-	693.3	1215	1427
K_{D3}	-	-	23140	-	-	9006	10850
I_l	41.67	16.67	3.496	52.19	28.09	19.37	32.26
I_m	69.59	18.83	5.030	58.64	32.73	20.33	32.26
$\psi_{ин}$	0.598	0.885	0.695	0.890	0.858	0.953	1.000
ω_{p1}	0.020	0.050	0.089	0.039	0.015	0.000	0.073
M_1	1.329	2.154	3.213	1.020	1.009	1.000	1.917
ω_{p2}	0.054	0.099	0.178	-	-	-	-
M_2	3.846	4.247	4.921	-	-	-	-

Переходные процессы в стабилизирующей АСР ($I_{M,\lambda} \rightarrow \min$, $\lambda(t)=1$) и следящей АСР ($I_{M,u} \rightarrow \min$, $u(t)=1$), а также соответствующие им АЧХ показаны на рис.2. В целом, анализируя приведенные на рис. 2 графики переходных процессов и АЧХ, можно отметить, что с по-

вышением в регуляторах порядка производных уменьшается динамическая ошибка, снижаются значения интегральных критериев и расширяется частотный диапазон АЧХ.

Следует отметить, что величина показателя колебательности в стабилизирующей АСР хотя и велика, однако с увеличением порядка производных в алгоритме регулятора изменяется незначительно.

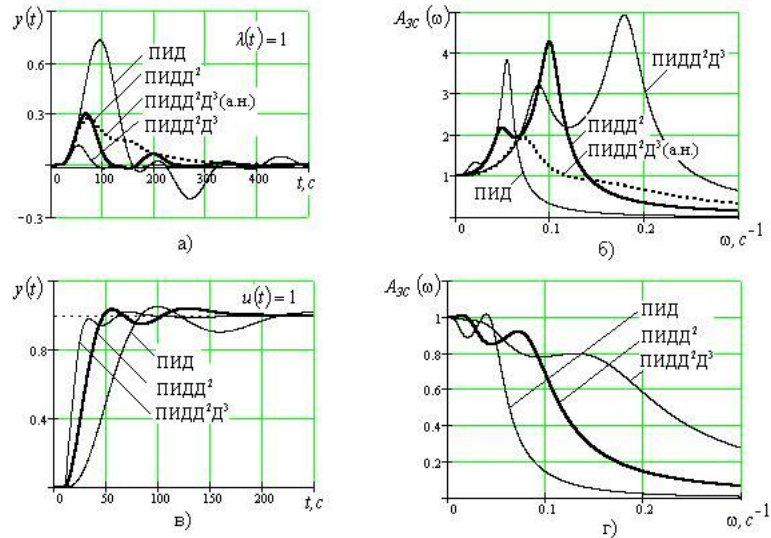


Рис. 2. Переходные процессы и АЧХ в стабилизирующей (а, б) и следящей (в, г) АСР

Особо следует отметить результаты настройки следящей АСР (рис. 2 в, г). Их анализ позволяет сделать вывод о том, что качество следящей АСР по всем показателям заметно повышается с увеличением порядка производных в алгоритме регулятора. При этом запас устойчивости становится даже несколько выше.

Далее, перед началом процедуры оценки чувствительности, с целью приведения АСР с анализируемыми регуляторами в одинаковое состояние по допустимой величине частотного показателя колебательности, были определены настроечные параметры, обеспечивающие $M_{don} = 1.55$ путем ввода соответствующей штрафной функции в критерий (8). Результаты проведенных расчетов сведены в табл. 2. Величина допустимого варьирования АЧХ объекта выбиралась из условия, чтобы значение варьированного показателя колебательности M_{max}^{var} для АСР с ПИД-регулятором увеличилось с допустимого $M_{don} = 1.55$ до 2.38. Величина ΔA_O^{max} , отвечающая поставленному условию, оказалась равной $0.235 \cdot A_O(\omega)$. Далее, для полученной величины варьирования АЧХ объекта были определены значения варьированных показателей колебательности для ПИД²- и ПИД²Д³-регуляторов. Окончательные результаты представлены в табл.2 и на рис. 3 и рис.4.

Таблица 2

$I_{M,\lambda} + b \cdot M_{don} - M \rightarrow \min; M_{don} = 1.55$							
Параметры	ПИД	ПИД ²	ПИД ² Д ³	Параметры	ПИД	ПИД ²	ПИД ² Д ³
K_p	0.890	2.687	5.224	ω_{p1}	0.019	0.039	0.058
K_u	0.013	0.032	0.080	M_1	1.236	1.550	1.550
K_{D1}	29.34	62.86	150.9	ω_{p2}	0.043	0.080	0.145
K_{D2}	-	967.7	1905	M_2	1.550	1.550	1.55
K_{D3}	-	-	12.740	ΔA_O^{max}	0.235	0.235	0.235
$I_{L,\lambda}$	76.92	31.25	12.50	$\omega_{p,var}$	0.047	0.084	0.149
$I_{M,\lambda}$	93.79	33.34	13.52	M_{var}^{max}	2.380	2.389	2.412

$\Psi_{ин, \lambda}$	0.820	0.937	0.924	$\Delta M_{вар}^{max}$	0.830	0.839	0.862
----------------------	-------	-------	-------	------------------------	-------	-------	-------

На рис. 3,а показаны переходные процессы в АСР с анализируемыми регуляторами, настроенными с ограничением на $M_{дон} = 1.55$. Соответствующие им АЧХ замкнутой АСР представлены на рис. 3,б.

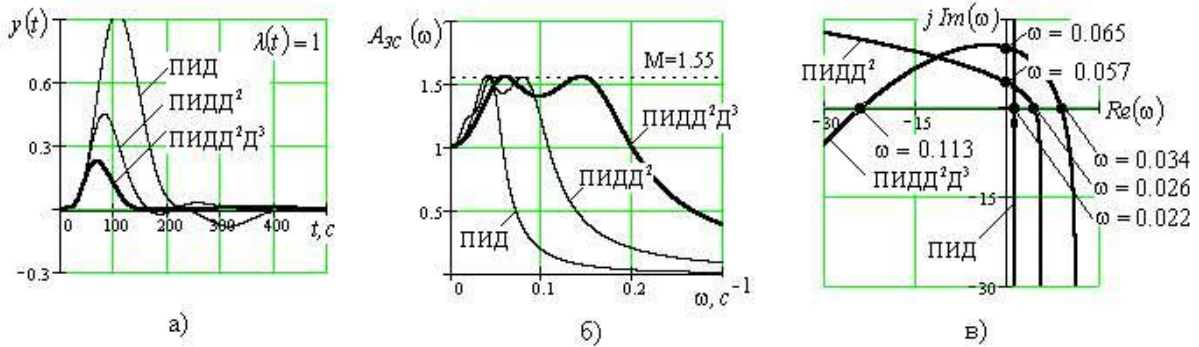


Рис. 3. Переходные процессы (а); АЧХ в стабилизирующей АСР, обеспечивающей $I_{M, \lambda} \rightarrow \min$ при $M_{дон} = 1.55$ (б); КЧХ регуляторов (в)

Анализ результатов в табл.2 и графиков на рис. 3 а, б достаточно убедительно подтверждает возможность желаемой настройки многопараметрических регуляторов, позволяющих значительно повысить качество и динамическую точность регулирования в одноконтурной АСР при соблюдении допустимого запаса устойчивости. Определенный интерес представляет вид КЧХ регуляторов (рис. 3, в). Годографы их КЧХ проходят соответственно два, три и четыре квадранта, начиная движение из $(-j\infty; K_p)$ в четвертом квадранте и двигаясь против часовой стрелки.

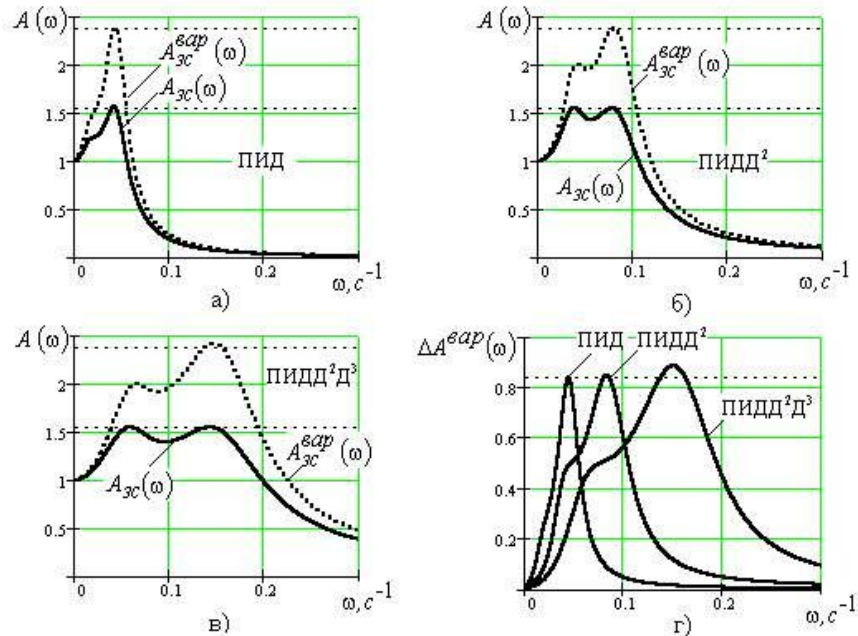


Рис.4. Исходные и варьированные АЧХ АСР с ПИД-регулятором (а), с ПИДД²-регулятором (б), с ПИДД²Д³-регулятором (в) и графики приращений АЧХ (г).

На рис. 4 а,б,в показаны исходные и варьированные АЧХ замкнутой АСР с анализируемыми регуляторами из выше изложенного условия варьирования АЧХ объекта.

Для наглядности на рис. 4,г приведено сравнение графиков, определяющих приращение АЧХ замкнутой АСР при варьировании АЧХ объекта на $0.235 \cdot A_o(\omega)$.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная методика позволяет настраивать анализируемые многопараметрические регуляторы на допустимые значения показателей запаса устойчивости как путем изменения степени компромисса при компромиссной настройке, так и путем ввода ограничений в виде функций штрафа в критериях оптимизации.

Проведенный анализ чувствительности дал результаты, по которым можно сделать предварительный вывод о том, что чувствительность АСР с ПИДД² и ПИДД²Д³-регуляторами регулятором по сравнению с ПИД-регулятором практически не изменилась.

На основании полученных результатов представляется возможность проведения для объектов с известными динамическими характеристиками предпроектных исследований с выдачей рекомендаций о целесообразности использования в одноконтурных АСР многопараметрических регуляторов. Переход к более сложному алгоритму позволяет получить заметный выигрыш как по основным интегральным показателям качества, так и по величинам динамической ошибки и времени регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ротач В.Я.** Теория автоматического управления. М.: Издательство МЭИ, 2004.
2. **Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И.** Модифицированный генетический алгоритм для задач оптимизации и управления// Exponenta Pro. Математика в приложениях. 2004. №3-4. С.78-85.
3. **Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И.** Параметрическая оптимизация и диагностика с использованием генетических алгоритмов//Промышленные АСУ и контроллеры. 2004. №12. С.27-31.
4. **Волгин В.В., Смирнов К.О.** Погрешности численного дифференцирования случайных процессов//Научный вестник МГТУГА. 2000. №27. С.91-97.
5. **Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И.** Универсальная программа для оптимизации многоэкстремальных задач «Optim-MGA» // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2004610862. Российское агентство по патентам и товарным знакам/ (РОСПАТЕНТ). Москва, 8 апреля 2004.