

на организация информационного взаимодействия СЦ ОПК с другими ситуационными центрами и Департаментом ОПК Минпромторга.

Предложен состав информационно-программных средств СЦ ОПК и перечислены преимущества их построения на базе «облачных» технологий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильин Н. И., Демидов Н. Н., Новикова Е. В. Ситуационные центры. Опыт, состояние, тенденции развития. М.: МедиаПресс, 2011. 336 с.

2. Национальный центр управления обороной Российской Федерации. URL: http://structure.mil.ru/structure/ministry_of_defence/details.htm?id=11206@eg Organization, своб.

3. Холин А. Н., Корнилович В. А. Ситуационный центр. Lambert Academic Publishing, 2012. 316 с.

4. Филиппович А. Ю. Интеграция ситуационного, имитационного и экспертного моделирования. М.: Изд-во «ООО Эликс+», 2003. 310 с.

5. Галямов Ю. Ю. Управление региональным промышленным комплексом в современной экономике России / под общ. ред. С. А. Лочана, Ю. Ю. Галямова. М.: Палеотип, 2012. 136 с.

A. A. Dikalo, N. M. Litvinenko, S. V. Rodionov, I. I. Kholod
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

THE CONCEPT OF CREATING SITUATIONAL CENTER OF THE DEFENSE-INDUSTRIAL COMPLEX

The relevance of the main objectives and the Situation Centre of the military-industrial complex (SC DIC), the ways of solving the problems are observed. Describes the information interaction with the SC DIC integrated structures, branch institutes, situational centers of other ministries and departments. It is proposed to structure the information and software tools SC DIC and provides the advantages of their construction through the use of "cloud" technologies

Situation centre, the defense industry, the federal target program, innovative technology, «cloud» technology for building information and software tools

УДК 681.511.22

Р. И. Сольнищев, А. И. Каримов, Т. И. Каримов, Д. Н. Бутусов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Проектирование цифровых регуляторов с применением дельта-оператора

Рассматривается разработка цифровых регуляторов систем автоматического управления при жестких ограничениях на период дискретизации и длину разрядной сетки управляющего вычислительного устройства. Использование дельта-оператора позволяет реализовывать цифровые регуляторы на вычислительных устройствах с арифметикой с фиксированной точкой, реализация которых с применением классического z-оператора затруднена и неэффективна. Показан пример использования дельта-оператора для реализации цифрового регулятора гиросtabilизатора. Проведено исследование, подтверждающее, что при решении данной задачи дельта-оператор является предпочтительным.

Дельта-оператор, ограниченная длина машинного слова, альтернативный дискретный оператор, цифровые регуляторы, гиросtabilизатор

При проектировании цифровых систем автоматического регулирования нередко возникает ситуация, когда синтезированный регулятор

трудно или невозможно реализовать на встраиваемом вычислительном устройстве в условиях жестких ограничений на период дискретизации,

обусловленных требуемым быстродействием системы, и на длину разрядной сетки вычислительного устройства. Одним из очевидных выходов из этой ситуации могло бы стать увеличение разрядности вычислителя, однако это не всегда возможно по причине технологических ограничений: экономии площади при использовании базовых матричных кристаллов (БМК), ограниченной разрядности микропроцессора и т. д. Основная причина, по которой вычислитель разрядностью 8 или 16 бит чаще всего не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к аппаратной платформе регулятора, заключается не в высоких требованиях к точности вычислений, а в особенностях самой системы регулирования. Для многих регуляторов характерен большой разброс значений нулей и полюсов передаточной функции системы. При требуемой малой длительности периода дискретизации это вызывает вырождение ряда коэффициентов передаточной функции регулятора до тривиальных значений, что приводит к потере точности или устойчивости системы. В настоящей статье рассматриваются причины этого явления и предлагается применение дельта-оператора как эффективного средства компенсации возникающих проблем на примере реализации алгоритма автоматического регулирования гиросtabilизатора при разрядности вычислительного устройства в 16 бит. Гиросtabilизатор является одним из важнейших приборов при создании навигационных комплексов [1]–[5]. Точность его работы определяет качество управления летательными аппаратами, судами и другими техническими объектами.

Реализация цифрового регулятора с использованием z-оператора. Рассмотрим одноосный гиросtabilизатор с газовым подвесом ротора, математическая модель которого представлена системой уравнений [5]:

$$\begin{cases} 4900\ddot{\alpha} + 1000\dot{\alpha} + 2.94 \cdot 10^7 (\alpha - \gamma) + M_{\text{ст}} + \\ + 2300 \operatorname{sign}(\dot{\alpha} - \dot{\theta}) = M; \\ 13.7\ddot{\beta} + 3.0\dot{\beta} - 2.35 \cdot 10^4 \dot{\gamma} = 0; \\ 9.8\ddot{\gamma} + 2.35 \cdot 10^4 \dot{\beta} + 0.3\dot{\gamma} + 2.94 \cdot 10^7 (\gamma - \alpha) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где α – угол поворота наружной рамки гироскопа (угол стабилизации); γ – угол поворота внутреннего цилиндра газового подвеса; $M_{\text{ст}}$ – момент, развиваемый стабилизирующим двигателем; $\dot{\theta}$ – угловая скорость возмущающего воздействия; M – момент помехи, действующий вдоль оси стабилизации; β – угол прецессии.

Момент стабилизирующего двигателя задается в виде

$$M_{\text{ст}} = K_0 W_{\text{КК}}(s) \beta,$$

где $W_{\text{КК}}$ – передаточная функция корректирующего контура (КК); крутизна системы $K_0 = 6 \cdot 10^5$ задается из требований точности [3].

Гиросtabilизатор (1) – система пятого порядка с двумя резонансами, расположенными в области средних и высоких частот соответственно. В разомкнутом виде система неустойчива, поэтому всегда синтезируется с корректирующим контуром [5]:

$$W_{\text{КК}}(s) = \frac{T_1 s^2 + 2\xi T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)^2} \frac{1}{T_3 s + 1}, \quad (2)$$

где параметры T_1, ξ, T_2, T_3 подбираются исходя из желаемой ЛАХ. Нули $W_{\text{КК}}(s)$, связанные с T_1 , размещаются в области нижних частот, а полюсы, связанные с T_2, T_3 , – в области верхних частот. Отсюда $T_1 \gg T_2, T_3$. Обычно T_1 больше двух других значений на порядок и более. Подставив численные значения T_1, ξ, T_2, T_3 в (2), получим

$$W_{\text{КК}}(s) = \frac{14 \cdot 10^{-4} s^2 + 22.4 \cdot 10^{-4} s + 1}{(2.8 \cdot 10^{-4} s + 1)^2} \frac{1}{4.0 \cdot 10^{-4} s + 1}. \quad (3)$$

Допустим, что необходимо реализовать передаточную функцию (3) с периодом дискретизации $T_s = 10^{-4}$ с на вычислительном устройстве с разрядностью 16 бит. Данные значения типичны при проектировании командных приборов. При этом разрядную сетку вычислителя выгодно выбирать максимально короткой, что связано как с энергопотреблением системы, так и с потребностью в экономии места на кристалле БМК или памяти микроконтроллера. Период дискретизации T_s стараются выбрать максимально возможным: во-первых, при большем периоде дискретизации также снижается энергопотребление; во-вторых, с уменьшением периода дискретизации начинают проявляться негативные эффекты, связанные с ограниченной длиной разрядной сетки. Рассмотрим последнее утверждение подробнее.

Известно [6]–[8], что с уменьшением периода дискретизации нули и полюсы дискретной системы стремятся к 1. Для звена второго порядка это означает, что

$$H(z) = \frac{b_0 z^2 + b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \xrightarrow{T_s \rightarrow 0} \frac{b_0(z^2 - 2z + 1)}{z^2 - 2z + 1}. \quad (4)$$

Коэффициенты передаточной функции a_i и b_i стремятся к биномиальным коэффициентам, которые не несут никакой информации о системе, за исключением того, что T_s близко к нулю.

Как уже отмечалось, в передаточной функции (3) значение $T_1 \gg T_2, T_3$. Период дискретизации $T_s = 10^{-4}$ с сопоставим со значениями T_2, T_3 , но в то же время достаточно мал по сравнению с T_1 , поэтому 2 соответствующих нуля передаточной функции эквивалентного (3) дискретного корректирующего контура, полученного с помощью z -преобразования, оказываются близки к единице:

$$W_{\text{КК}}(z) = \frac{(z^2 - 1.9999z + 0.9999)}{(z - 0.697)^2} \frac{z + 1}{z - 0.7778}. \quad (5)$$

При реализации данной передаточной функции на 16-битном контроллере замкнутая система оказывается неустойчивой, как видно из графика переходного процесса на рис. 1.

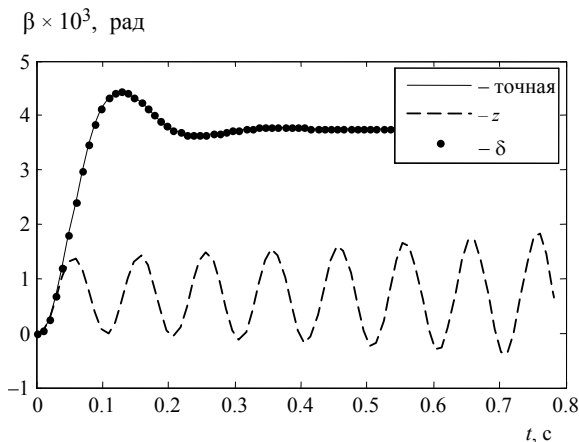


Рис. 1

Заметим, что варьированием временных констант или периода дискретизации можно добиться устойчивости и более-менее удовлетворительного соответствия передаточной функции (5) исходной функции (3), в том числе в 16-битной арифметике с фиксированной запятой. К примеру, можно взять $T_s = 3 \cdot 10^{-4}$ с, однако это будет противоречить ограничению на T_s . В общем же случае при синтезе корректирующих контуров типа (3) с большим разбросом временных констант задача часто оказывается неразрешимой. Кроме того, в состав регулятора может входить ряд до-

полнительных звеньев, например режекторный фильтр для подавления высокочастотных помех, что накладывает еще более жесткие требования на период дискретизации.

Реализация цифрового регулятора с использованием дельта-оператора. Для преодоления перечисленных препятствий по реализации цифрового регулятора используем дельта-оператор (или δ -оператор), являющийся альтернативой стандартному оператору задержки, или z -оператору [8].

Дискретный оператор задержки (z -оператор) связан с оператором Лапласа соотношением $z = e^{sT_s}$. Дельта-оператор выражается через z -оператор по формуле

$$\delta = \frac{z - 1}{\Delta}. \quad (6)$$

Здесь Δ – параметр, который исходно ассоциируется с периодом дискретизации и принимается равным $\Delta = T_s$ [9], в то время как другие авторы рекомендуют выбирать $\Delta = 2^{-n}$ – в виде отрицательной степени числа 2 [10]. В последнем случае Δ можно подобрать таким, чтобы минимизировать цифровой шум; $\Delta = 2^{-n}$ не влияет на точность представления чисел с плавающей запятой, а в арифметике с фиксированной запятой играет роль масштабирующего множителя.

Подставляя выражение (6) в передаточную функцию звена первого или второго порядка (4) вместо z , получим формулы для коэффициентов эквивалентной передаточной функции от оператора δ . Формулы для пересчета коэффициентов звена второго порядка

$$H(\delta) = \frac{\beta_0 \delta^2 + \beta_1 \delta + \beta_2}{\delta^2 + \alpha_1 \delta + \alpha_2}$$

приведены в таблице.

Числитель	Знаменатель
$\beta_0 = b_0$	$\alpha_0 = 1$
$\beta_1 = \frac{2b_0 + b_1}{\Delta}$	$\alpha_1 = \frac{2 + a_1}{\Delta}$
$\beta_2 = \frac{b_0 + b_1 + b_2}{\Delta^2}$	$\alpha_2 = \frac{1 + a_1 + a_2}{\Delta^2}$

Использование δ -оператора для представления передаточной функции (5) при $\Delta = 1$ дает

$$W_{\text{КК}}(\delta) = 1.29 \cdot 10^4 \times \frac{\delta^2 + 1.67 \cdot 10^{-4} \delta + 7.14 \cdot 10^{-6}}{\delta^2 + 0.61 \delta + 0.61} \frac{\delta + 2}{\delta + 0.22}. \quad (7)$$

Несмотря на большой разброс коэффициентов, передаточная функция (7) при ее реализации с длиной машинного слова 16 бит и фиксированной точкой оказывается существенно адекватнее исходной системе, чем система (5), что видно из графика переходного процесса при ступенчатом воздействии 2300 г · см на рис. 1. Здесь обозначено: «Точная» – отклик системы с точными коэффициентами; z – система на основе z -оператора; δ – на основе δ -оператора.

Реализация исходной непрерывной системы на цифровом устройстве с ограниченной разрядной сеткой весьма чувствительна к параметрам исходной системы, поэтому часто практикуется ручной подбор параметров дискретного регулятора, полученного после z -преобразования, с целью нахождения оптимального решения. Рис. 2 иллюстрирует эту чувствительность. На графике показана АЧХ регуляторов на основе z -оператора и δ -оператора на ограниченной разрядной сетке в сравнении с дискретной системой с точными коэффициентами при значениях параметра $T_1 = 14.0$ с и $T_1 = 14.1$ с. Как видно, АЧХ z -системы существенно меняется, в то время как АЧХ системы с точными коэффициентами и δ -системы совпадают.

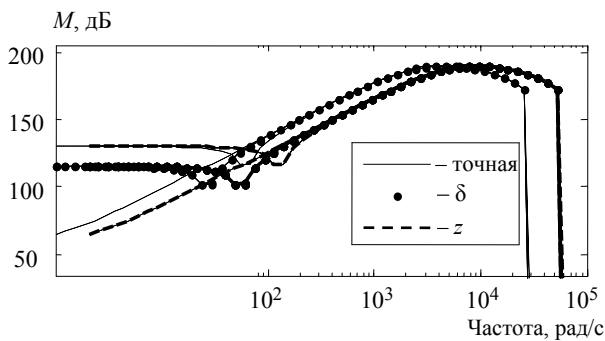
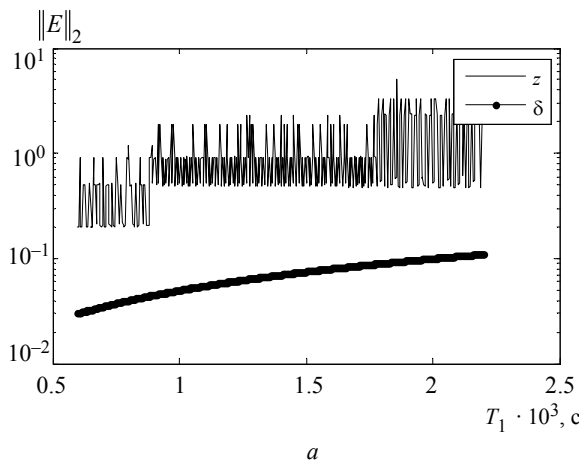
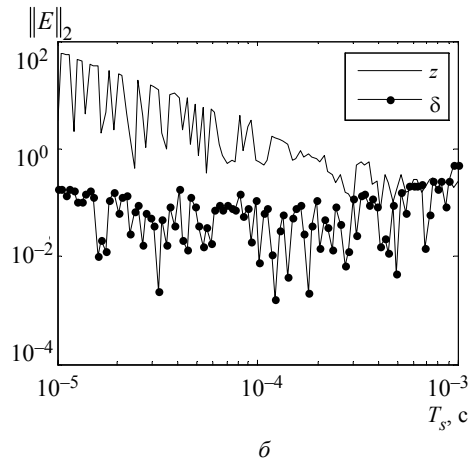


Рис. 2



а



б

Рис. 3

Сравнительная оценка применимости z - и δ -операторов. Целесообразно ли применение δ -оператора в данной задаче, или можно найти такую совокупность параметров $\{T_s, T_1, \xi\}$ в рамках технического задания, что и z -система будет иметь приемлемые характеристики?

Для того чтобы ответить на этот вопрос, введем метрику, с помощью которой будем сравнивать точность z - и δ -систем. В качестве удобной метрики возьмем L_2 -норму [10] погрешности воспроизведения амплитудно-частотной характеристики системы $W_{KK}(z)$ 16-битными моделями $W_{KK}^{FXP16}(z)$ и $W_{KK}^{FXP16}(\delta)$:

$$\|E_z\|_2 = \sqrt{\int_0^{\pi/T_s} \left(|W_{KK}(e^{j\omega T_s})| - |W_{KK}^{FXP16}(e^{j\omega T_s})| \right)^2 d\omega},$$

$$\|E_\delta\|_2 = \sqrt{\int_0^{\pi/T_s} \left(|W_{KK}(e^{j\omega T_s})| - \left| W_{KK}^{FXP16} \left(\frac{e^{j\omega T_s} - 1}{\Delta} \right) \right| \right)^2 d\omega}.$$

На рис. 3, а приведены зависимости $\|E_z\|_2$ и $\|E_\delta\|_2$ от параметра T_1 при его варьировании. Из формы графика видно, что $\|E_z\|_2$ – разрывная функция от T_1 , чувствительно зависящая от точности представления коэффициентов, в то время как зависимость $\|E_\delta\|_2$ от T_1 имеет гладкий характер, т. е. не подвержена влиянию округления коэффициентов системы. В исследуемом диапазоне значений невозможно найти $\|E_\delta\|_2 \geq \|E_z\|_2$.

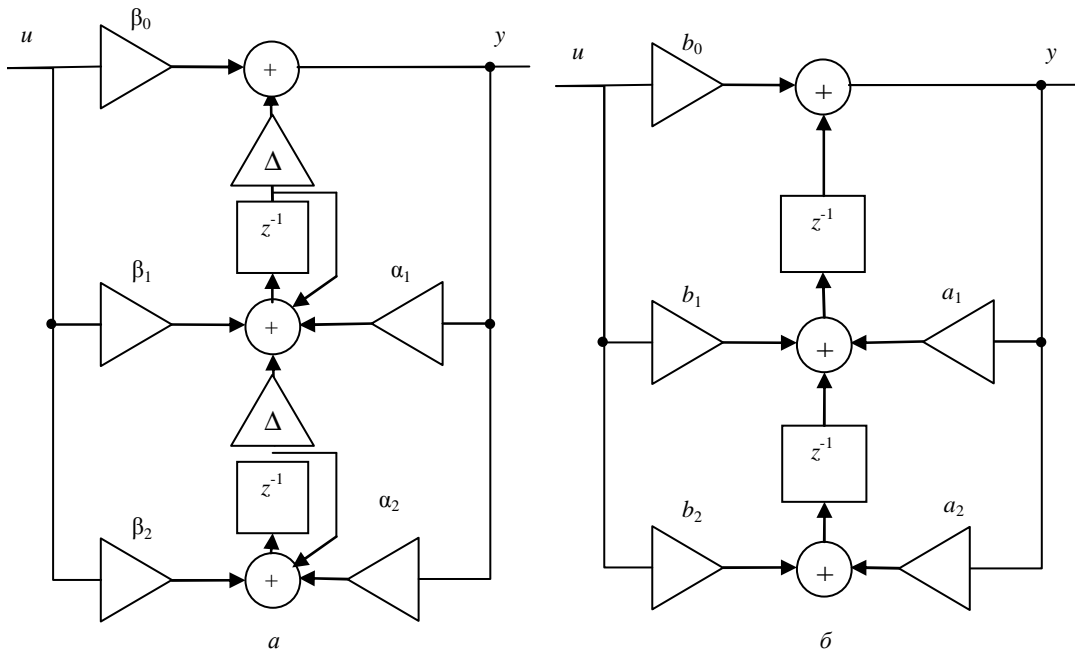


Рис. 4

Аналогичная картина получается при варьировании периода дискретизации T_s (рис. 3, б). Как видно из графика, в 16-битной арифметике при $T_s = 10^{-4}$ с норма погрешности АЧХ z -системы более чем в 10 раз больше нормы погрешности АЧХ δ -системы. При меньших значениях T_s разница еще более существенна. Отметим, что при периоде дискретизации $T_s \geq 3 \cdot 10^{-4}$ с погрешности обеих систем примерно одинаковы.

Также можно сделать вывод, что в некоторых отдельных случаях с помощью δ -оператора можно достичь существенного прироста точности представления системы в 16-битной арифметике с фиксированной запятой: $\|E_\delta\|_2 < 10^{-2}$.

При проектировании регуляторов, обладающих сильным разбросом скоростей нулей и полюсов, δ -оператор предпочтителен.

На практике звено второго порядка на основе δ -оператора реализуется в канонической форме 1 (рис. 4, а). В отличие от z -системы (рис. 4, б) здесь требуется на 2 сложения и 2 умножения больше. Если $\Delta = 2^{-n}$, то умножение можно заменить операцией логического сдвига – таким образом, программные или аппаратные затраты на реализацию системы на основе δ -оператора будут незначительны по сравнению с получаемым выигрышем в точности.

В статье предложено решение задачи реализации цифровых регуляторов в условиях жестких

ограничений на период дискретизации и длину разрядной сетки вычислительного устройства. Решение основано на применении дискретного δ -оператора. Показано, что в 16-битной целочисленной арифметике при периоде дискретизации $T_s = 10^{-4}$ с L_2 -норма погрешности АЧХ регулятора гиросtabilизатора на основе δ -оператора более чем в 10 раз меньше L_2 -нормы погрешности АЧХ аналогичного регулятора на основе z -оператора. При меньших значениях T_s разница становится еще существеннее. Кроме того, замкнутая система стабилизации с регулятором на основе z -оператора при указанных периоде дискретизации и длине разрядной сетки неустойчива, в то время как система с регулятором на основе δ -оператора обладает устойчивостью и высокой степенью адекватности прототипу.

Недостатком управляющих алгоритмов, разрабатываемых с применением δ -оператора, является их более высокая вычислительная сложность по сравнению с алгоритмами на основе z -оператора: на каждое звено второго порядка требуется 2 дополнительных сложения и 2 логических сдвига. Впрочем, при использовании современной быстродействующей вычислительной техники эти затраты в большинстве случаев несутся.

Областью применения предложенного подхода на основе δ -оператора могут быть регуляторы навигационных приборов, гидроакустических станций и т. п. По тому же принципу, что и регу-

ляторы, на основе δ -оператора могут быть синтезированы цифровые фильтры для обработки гидроакустических и других типов сигналов.

Работа выполнена в СПбГЭТУ при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках договора № 02.G25.31.0058 от 12.02.2013 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Прецизионный комплекс командных приборов инерциальной системы управления разгонным блоком «Бриз-М» на базе giroприборов с газостатическим подвесом / Ю. С. Александров, В. П. Арефьев, О. А. Артемьев, М. А. Виноградов, В. А. Зелинский, В. М. Костырев, С. Г. Кучерков, А. М. Смирнов, А. В. Соколин // Гироскопия и навигация. 2000. № 4. С. 5–10.

2. Бесекаерский В. А., Фабрикант Е. А. Динамический синтез систем гироскопической стабилизации. Л.: Судостроение, 1968.

3. Вересов Е. С., Кане М. А., Сольницыв Р. И. О синтезе цифровой системы стабилизации трехосного гиросtabilизатора // Изв. вузов. Приборостроение. 1972. № 4. С. 74–78.

4. Сольницыв Р. И. Вычислительные машины в судовой гироскопии. Л.: Судостроение, 1977. 312 с.

5. Сольницыв Р. И. Основы автоматизации проектирования гиросистем. М.: Высш. шк., 1985.

6. Karimov A. I., Karimov T. I. Dynamic system simulation using delta operator in LabVIEW environment // Control and Communications (SIBCON-2015): Proc. Intern. Siberian Conf., Omsk, 21–23 May 2015. P. 1–4.

7. Newman M. J., Holmes D. G. Delta operator digital filter for high performance inverter applications // IEEE Transactions on Power Electronics. 2003. Vol. 18, № 1. P. 2.

8. Middleton R. H., Goodwin G. C. Improved finite word length characteristics in digital control using delta operators // IEEE Trans. Automat. Contr. 1986. Vol. 31. P. 1015–1021.

9. Delta operator realization of direct-form IIR filters / J. Kauraniemi, T. I. Laakso, I. Hartimo, S. J. Ovaska // IEEE Trans. Circuits Syst. 1998. Vol. 45. P. 41–51.

10. Каримов Т. И., Бутусов Д. Н., Каримов А. И. Критерий применимости дельта-оператора при синтезе дискретных систем в форме пространства состояний // Фундаментальные исследования. 2014. № 12–9. С. 1889–1893.

R. I. Sol'nitsev, A. I. Karimov, T. I. Karimov, D. N. Butusov

Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

DIGITAL CONTROLLERS DESIGN USING DELTA-OPERATOR

Automated control systems digital controllers design is considered when sampling period and controller's wordlength strong restriction. The use of delta-operator allows realizing fixed-point digital controllers when classical z-operator based implementation is difficult or inefficient. An example of delta-operator application for gyro stabilizer digital controller realization is shown. An investigation is made proving that delta-operator is preferable for solving the given problem.

Delta-operator, limited computer word length, alternative discrete operator, digital controllers, gyrostabilizer
