

GƏMİÇİLİK TEXNİKASI

UOT 681.5.01

İDARƏ TƏSİRİ MƏHDUD OLAN SİSTEMİN ROBAST XÜSUSİYYƏTLƏRİNİN TƏDQIQI

Fərhadov V.Q., Mirzəquliyev R.E., Qocayeva A.B., Allahverdiyeva A.T.

“Azərbaycan Texniki Universiteti” PHŞ

AZ1073, Bakı şəh., H. Cavid pros., 37

“Azərbaycan Dövlət Dəniz Akademiyası” PHŞ

AZ1000, Bakı şəh., Z. Əliyeva küç., 18

E-mail: vahidf@mail.ru, aynuraaynura@mail.ru

Xülasə. Praktikada fəaliyyət göstərən obyektlərin bir çoxu ikinci tərtib differensial tənliklərlə ifadə olunur. Bundan başqa, yüksək tərtibli xətti və qeyri-xətti tənlikləri işçi nöqtənin kiçik ətrafında daha aşağı, adətən, iki tərtibli tənliklərlə aproksimasiya etmək mümkün olur. Məqalədə nöqtəvi sürüşmə rejimində klassik üsullardan fərqli olaraq, idarə signalının tezliyini azaltmaqla yanaşı sistemin dəyişmə xəttinin yaxın ətrafı ilə hərəkətini təmin etmək mümkün olmuş, eyni zamanda tarazlıq nöqtəsinin kiçik ətrafında avtorəqslərin meydana çıxmasının qarşısı alınmışdır. Real şəraitdə idarə məhdud olduğundan bu hala uyğun tənzimləmə alqoritmi işlənilmişdir.

Аннотация. На практике функционирование объектов выражается дифференциальными уравнениями второго порядка. Более того, линейные и нелинейные уравнения высокого порядка могут быть аппроксимированы уравнениями более низкого порядка, обычно двух порядков, вокруг небольшой рабочей точки. В статье, в отличие от классических методов в режиме смещения точки, при снижении частоты управляющего сигнала удалось обеспечить движение системы в окрестности линии изменения и в то же время предотвратить появление авторефлексов в малой окрестности точки равновесия.

Поскольку в реальных условиях управление ограничено, разработан алгоритм настройки, подходящий для данной ситуации.

Abstract. In practice, many operating objects are expressed by second-order differential equations. In addition, it is possible to approximate higher-order linear and nonlinear equations by lower, usually second-order equations in a small neighborhood of the operating point. In the article, in contrast to classical methods, in the point-shift mode, it was possible to reduce the frequency of the control signal, ensure the movement of the system in a close neighborhood of the change line, and at the same time prevent the occurrence of auto-dances in a small neighborhood of the equilibrium point.

Since the control is limited in real conditions, an appropriate adjustment algorithm was developed for this case.

Açar sözlər: idarə təsiri, sistem, robast xüsusiyyəti, tənzimləmə alqoritmi, obyekt

Ключевые слова: эффект управления, система, свойство надежности, алгоритм регулирования, объект

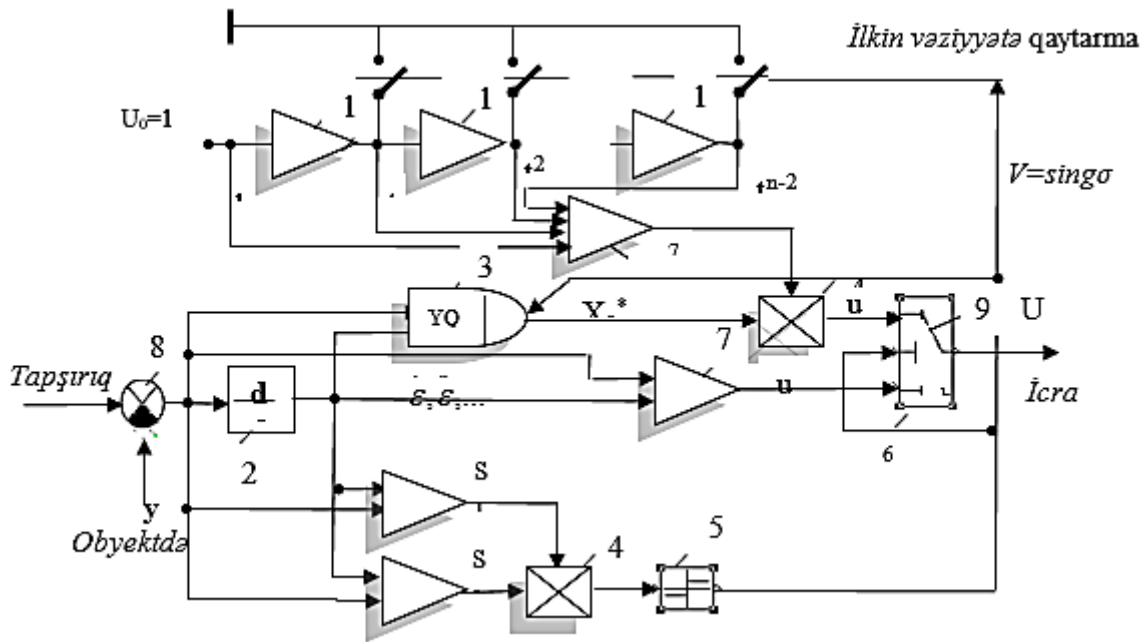
Key words: control effect, system, robustness property, regulation algorithm, object

Giriş. Praktikada fəaliyyət göstərən obyektlərin bir çoxu ikinci tərtib differensial tənliklərlə adekvat ifadə oluna bilər. Bundan başqa, yüksək tərtibli xətti və qeyri-xətti tənlikləri işçi nöqtənin kiçik ətrafında daha aşağı, adətən, $n = 2$ tərtibli tənliklərlə aproksimasiya etmək mümkün olur.

Deyilənləri nəzərə alaraq konkret tətbiq məqsədi ilə tənzimləyicinin sazlama parametrlrinin ümumi hal üçün alınmış ifadələrini $n = 2$ halı üçün sadələşdirməyə ehtiyac vardır [1-2].

Giriş və çıxışa nəzərən birölçülü ikitərtibli obyektin vəziyyət dəyişənlərində yazılmış tənliyinə baxaq:

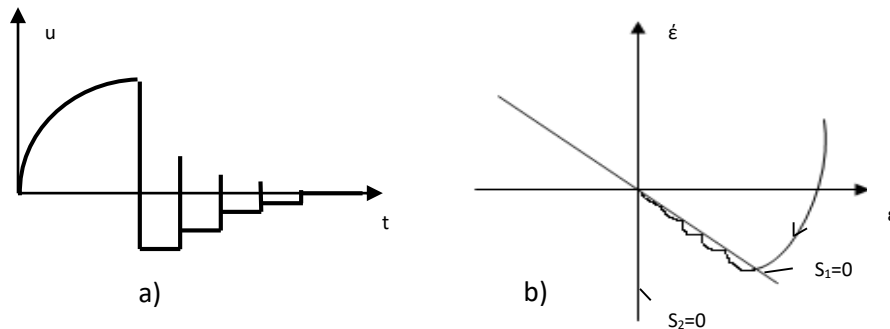
$$\dot{x}(t) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} u, \quad y = x_1, \quad (1)$$



Şəkil 1. Dəyişən strukturlu tənzimləyicinin arxitekturası

Şəkildə:

- 1 – integrallayıcılar; 2 – $(n - 1)$ sayda differensiallayıcı qurğular zənciri;
- 3 – yaddaş qurğusu; 4 – dəyişən siqnalları vurma qurğuları;
- 5 – siqnum rele; 6 – kommutator; 7 – gücləndiricilər;
- 8 – müqayisə elementi; 9 – açar.



Şəkil 2. $n = 2$ halında sistemin dinamik xarakteristikaları

burada $x = (x_1, x_2)^T$ - ikiölçülü vəziyyət vektoru; u - skalyar idarə siqnalıdır.

$n = 2$ qiymətində idarə qanunu aşağıdakı şəkllə düşür [4,5]:

$$u = \begin{cases} -(k_1, k_2)x & \text{əgər } \sigma > 0, \\ k_{11}x_{1s}^* = \text{const} & \text{əgər } \sigma < 0, \end{cases} \quad (2)$$

burada $k_1, k_2 > 0$ - birinci strukturun gücləndirmə əmsalları; $k_{11} > 0$ - ikinci strukturun gücləndirmə əmsalı; $\sigma = s_1 s_2$ - dəyişmə funksiyası; $s_1 = c_1 x_1 + x_2$, $s_2 = c_2 x_1 + x_2$ - dəyişmə xətləri; $x_{1s} = \text{const}$ trayektoriyanın $s_1 = 0$ xəttinin üzərinə düşmə nöqtəsinin absisidir.

Bu halda $n = 2$ cüt ədəd olduğundan k_1 və k_2 parametrlərini tapmaq üçün determinant tənliyi aşağıdakı şəkllə gətirilir:

$$A K_1^T = \eta. \quad (3)$$

burada $K_1 = (k_1, k_2)$,

$$A = \begin{pmatrix} b_1 & b_2 \\ a_{12}b_2 - a_{22}b_1 & a_{21}b_1 - a_{11}b_2 \end{pmatrix},$$

$$\eta = \begin{pmatrix} a_{11} + a_{22} - 2h_1 \\ a_{12}a_{21} - a_{11}a_{22} + h_1^2 + \omega_1^2 \end{pmatrix};$$

h_1, ω_1 - xarakteristik $\det(pL - D) = 0$, $D = A - bK_1$, $b = (b_1, b_2)^T$ tənliyinin $p_{1,2} = h_1 \pm \omega_1 j$ kökünün qabaqcadan verilmiş həqiqi və xəyalı hissələridir [3,4].

Fərz edək ki, A matrisi cırlaşan deyil, yəni $\det A \neq 0$. Onda (3) tənliyinin həllindən birinci strukturun gücləndirmə əmsalını tapmaq olar:

$$K_1 = (k_1, k_2) = (A^{-1}\eta)^T. \quad (4)$$

İkinci strukturun k_{11} gücləndirmə əmsalı ilə $s_1 = 0$ dəyişmə xəttinin bucaq əmsalı c_1 birlikdə təyin olunurlar.

Bu məqsədlə əvvəlcə (1) obyektinin fundamental matrisini tapmaq. Mühəndis hesablamalarında əlverişli düsturlardan biri:

$$e^{-At} = \Phi(-t) = L^{-1}[(pI - A)^{-1}] = \begin{pmatrix} \Phi_{11}(-t) & \Phi_{12}(-t) \\ \Phi_{21}(-t) & \Phi_{22}(-t) \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Bu ifadəni $n = 2$ halında $R(t) = 1$ və $b = (b_1, b_2)$ olduğunu nəzərə alıb alırıq:

$$H = \left(\frac{H}{h_2} \right) = \int_0^{t_s} \begin{pmatrix} b_1 \Phi_{11}(-\tau) + b_2 \Phi_{12}(-\tau) \\ b_1 \Phi_{21}(-\tau) + b_2 \Phi_{22}(-\tau) \end{pmatrix} d\tau.$$

Buradan

$$H = \int_0^{t_s} [(b_1 \Phi_{11}(-\tau) + b_2 \Phi_{12}(-\tau))] d\tau,$$

$$h_2 = \int_0^{t_s} [(b_1 \Phi_{12}(-\tau) + b_2 \Phi_{22}(-\tau))] d\tau.$$

Onda sazlama parametrlərini tapa bilərik:

$$K_2 = k_{11} = - \left(\int_0^{t_s} [(b_1 \Phi_{11}(-\tau) + b_2 \Phi_{12}(-\tau))] d\tau \right)^{-1} \quad (6)$$

$$c_1 = \frac{\int_0^{t_s} [(b_1 \Phi_{11}(-\tau) + b_2 \Phi_{22}(-\tau))] d\tau}{\int_0^{t_s} [(b_1 \Phi_{11}(-\tau) + b_2 \Phi_{12}(-\tau))] d\tau}. \quad (7)$$

İkinci $s_2 = 0$ dəyişmə xətti $n = 2$ halında

$$s_2 = c_2 x_1 + x_2.$$

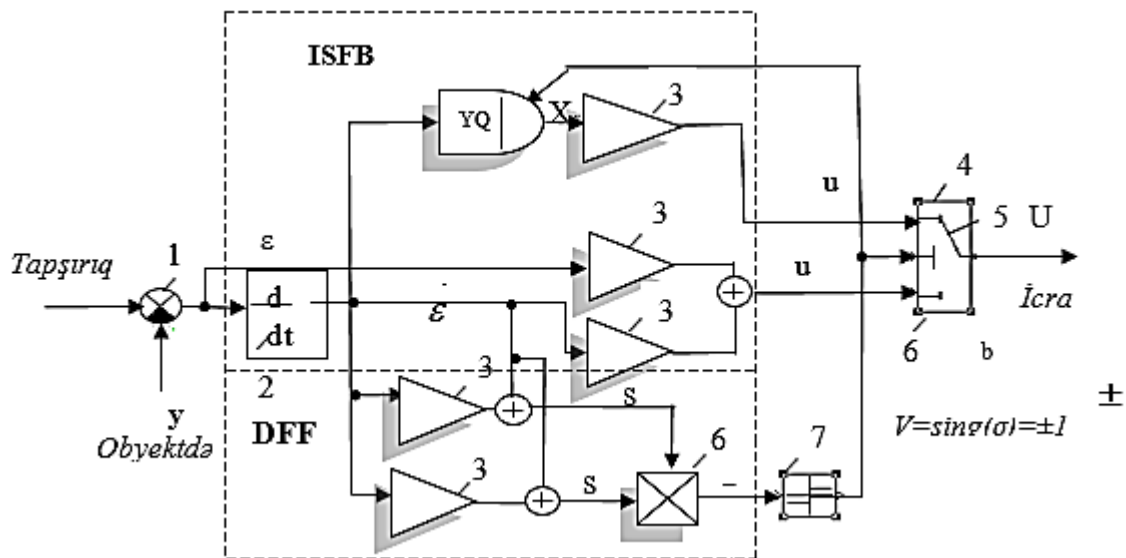
Bucaq əmsalı

$$c_2 = -\lim_{x \rightarrow 0} \left(\frac{dx_2}{dx_1} \right)_{u=k_{11}x_s^*}. \quad (8)$$

$n = 2$ halında tənzimləyicinin arxitekturası şəkil 3-də göstərilmişdir

Dəyişmə funksiyası $\sigma > 0$ olduqda əmr signalı $V = +1$ olur. Bu zaman 5 acarı a vəziyyətinə keçərək $u = u_1 = k_1 \varepsilon$ idarə signalını obyektə qoşur; $\varepsilon = g - y$ tənzimləmə xətasıdır; $\sigma < 0 \Rightarrow V = -1$ olduqda isə acar b vəziyyətinə keçərək obyektə dəyişən səviyyəli $u_2 = k_{11} x_s^*$ rele idarəsini qoşur.

Praktiki cəhətdən, qeyd etmək vacibdir ki, sistemi $\varepsilon_0 \in \{\varepsilon : \sigma > 0\}$ oblastından tarazlıq $\varepsilon = 0$ nöqtəsinə gətirmək üçün idarə signalı bir dəfə, $\varepsilon_0 \in \{\varepsilon : \sigma < 0\}$



Şəkil 3. Birölçülü ikitərkibli obyektlər üçün tənzimləyicinin arxitekturası

Şəkildə İSFB – idarə signalını formalaşdırıcı blok; DFFB – dəyişmə σ funksiyasını formalaşdırıcı blok; YQ – yaddaş qurğusu; 1 – müqayisə elementi; 2 – differensiallayıcı qurğu; 3 – gücləndiricilər; 4 – kommutator; 5 – acar; 6 – vurma bloku; 7 – signium rele.

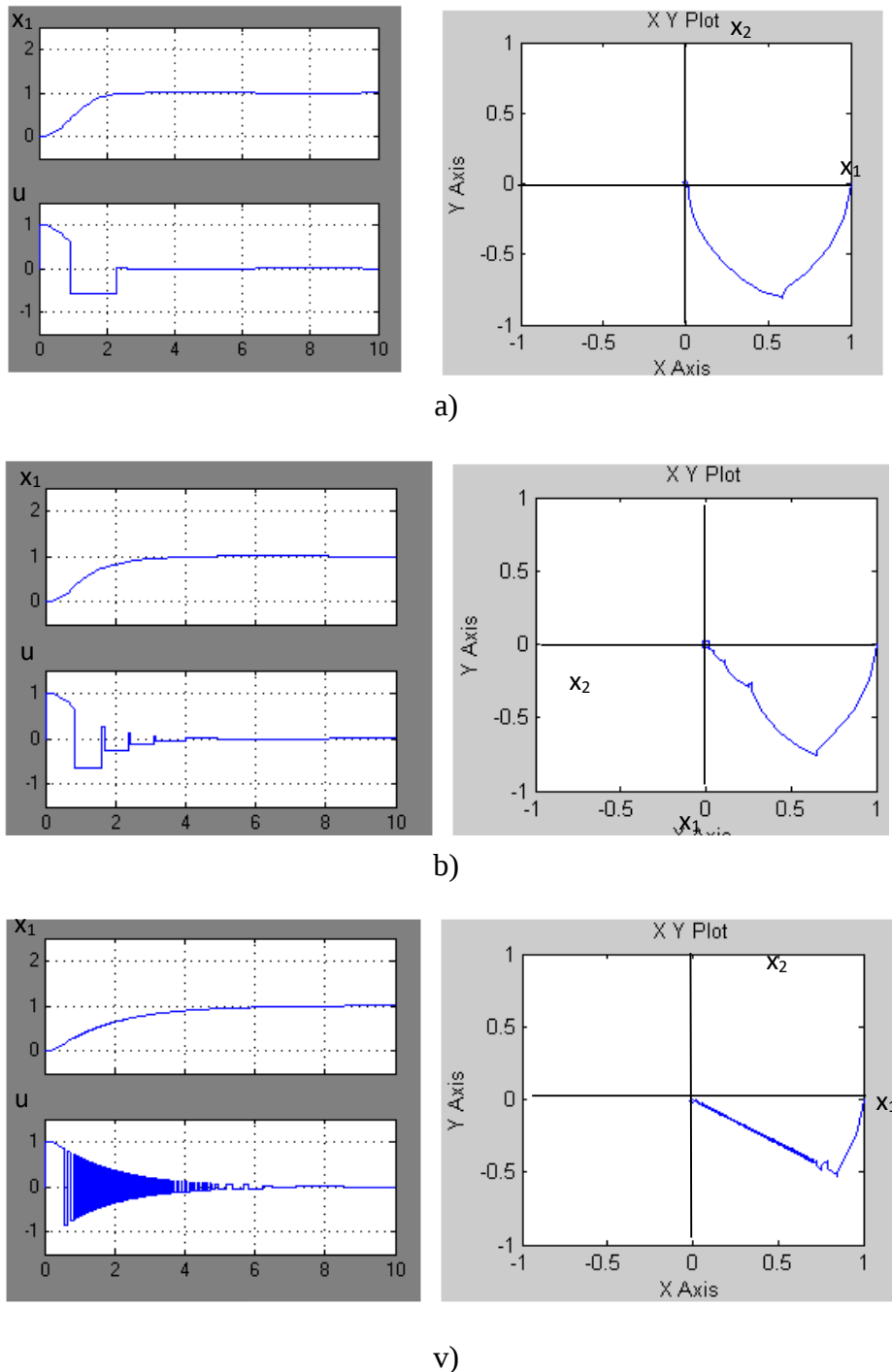
Tənzimləyicinin k_{11} və c_1 sazlama parametrlərini dəyişməklə aşağıdakı rejimləri almaq mümkündür.

1. Finit rejimi. Bu rejimdə yuxarıda deyildiyi kimi, sistem tarazlıq nöqtəsinə idarə signalının bir və ya iki dəfə dəyişməsi nəticəsində gətirilir. Belə strategiya yüksək cəldişləməni təmin edir.
2. Nöqtəvi sürüşən rejim. Bu rejimdə idarə signalının dəyişmə tezliyi klassik sürüşmə recimindəkinə nisbətən əhəmiyyətli dərəcədə aşağı olur ki, bu da icra orqanlarının etibarlılığına xələl gətirmir. Bununla sürüşən recimlərin tətbiq sahəsi artır.

3. Adi sürüşən rejim. Bu recim keçən əsrin 60-cı illərindən məlum (Emelğənov, Utkin) olub idarə signalının tezliyi nəzəri olaraq sonsuzdur. Bu xüsusiyyət belə rejimlərin tətbiq sahəsini məhdudlaşdırır. Bundan başqa, həddə hərəkət asimtotik olduğundan cəldişləmə azalır [4,5].

Şəkil 4, a-v-də uyğun rejimlərdə idarə signalının dəyişməsi və faza portretləri göstərilmişdir.

İdarəyə məhdudiyyət olduqda tənzimləmə alqoritminə baxaq. Real sistemlərdə enerji məhdud olduğundan obyektə yüksək qiymətli idarə signalı vermək mümkün olmur. Bu problem xüsusi ilə hərəkət edən obyektində və uçuş aparatlarında daha qabarıq sürətdə üzə çıxır.



Şəkil 4. Mövcud rejimlərin dinamik xarakteristikaları
 a) finit rejimi; b) nöqtəvi sürüşən rejim; v) adi sürüşən rejim

Fərz edək ki, idarəyə məhdudiyyət mövcuddur: $-M \leq U \leq M$. Bu halda (7.19) iradə alqoritmini aşağıdakı kimi yazmaq olar:

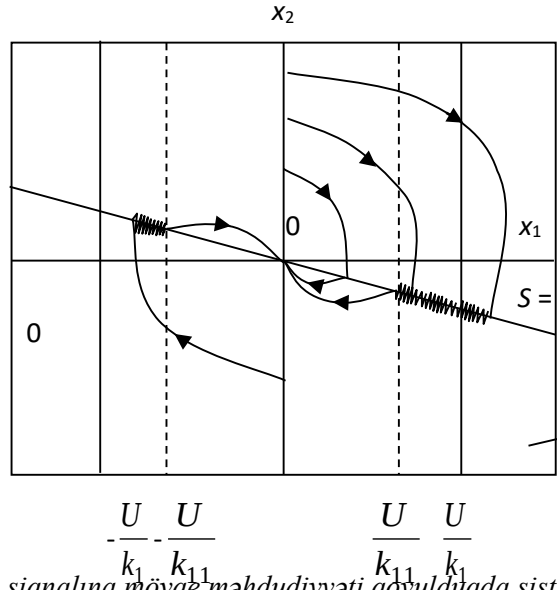
$$U_M = \begin{cases} M & \text{əgər } U \geq M, \\ U & \text{əgər } |U| < M, \\ -M & \text{əgər } U < -M. \end{cases}$$

Burada $U(2)$ alqoritminə əsasən təyin olunur. Sadəlik üçün fərz edək ki, (2)-də $k_2 = 0$. Bu halda sistemin faza portreti şəkil 5-də göstərilmişdir. Şəkildən görüldüyü kimi idarə signalı $|x_1| \leq U/k_{11}$ zonasından kənara çıxdıqda sistem nöqtəvi sürüşmə rejiminə düşür. Bu halda faza müstəvisi üç oblasta bölünür:

$$|x_1| \in \left[\frac{M}{k_1}, \infty \right),$$

$$|x_1| \in \left[\frac{M}{k_{11}}, \frac{U}{k_1} \right],$$

$$|x_1| \in \left[0, \frac{M}{k_{11}} \right].$$



Şəkil 5. İdarə signalına məhdudiyyəti qoyulduqda sistemin faza portreti

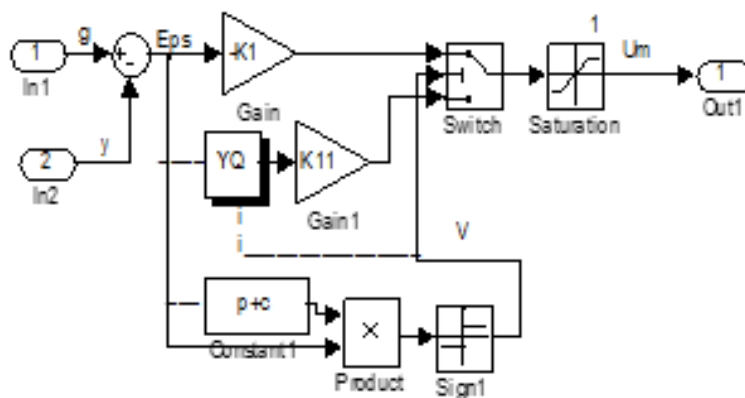
Bu oblastlarda idarə signalı uyğun olaraq aşağıdakı qiymətləri alır:

$$\begin{aligned} U_M &= -M, & U_M &= +M; \\ U_M &= -k_1 x_1, & U_M &= +M; \\ U_M &= -k_1 x_1, & U_M &= k_{11} x_{1s} = \text{const}. \end{aligned}$$

$k_1 \rightarrow \infty$ halında $x_1 = \pm M/k_1$ xətti ordinat oxuna yaxınlaşır. Bu halda Musumakinin cəldişləməyə görə modifikasiya olunmuş optimal idarə alqoritmı alınır. Bu alqoritmə əsasən birinci

strukturun idarə signalı $U_M = -1$. Sistemin tarazlıq nöqtəsinin kiçik ətrafında saxlanması isə koordinat başlanğıcının kiçik ətrafında əks əlaqənin qoşulması hesabına təmin olunur. Bu isə bizim məsələdən fərqli olaraq qapalı sistemin xarakteristik D matrisinin dayanıqlı matris (Hurvis matrisi) olmasını tələb edir [4,5].

Giriş signalı doyma halına çıxan halda tənzimləyicinin struktur sxemi şəkil 6-da göstərilmişdir.



***Şəkil 6.** İdarə signalına məhdudiyyət qoyulduqda tənzimləyicinin struktur sxemi*

Nəticə. Beləliklə, nöqtəvi sürüşmə rejimində klassik üsullardan fərqli olaraq, idarə signalının tezliyini azaltmaqla yanaşı sistemin dəyişmə xəttinin yaxın ətrafı ilə hərəkətini təmin etmək mümkün olmuş, eyni zamanda tarazlıq nöqtəsinin kiçik ətrafında avtorəqlərin meydana çıxmasının qarşısı alınmışdır. Real şəraitdə idarə məhdud olduğundan bu hala uyğun tənzimləmə alqoritmi işlənilmişdir.

Ədəbiyyat

1. King P.S. Sliding Mode Control. National University of Singapore. EE5104 Adaptive Control System AY2009/2010 , CA2 Mini –Procect. 2010, 23 pp.
2. Wu Q., Sepehri N., Thornton-Trump A.B. Lyapunov stability of an Inverted Pendulum Model. 1988 © TSI Press. Albuquerque NM USA. ISIAC 017.
3. No N.F., Wong Y.K., Rad A.B. Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control Design: Lyapunov Approach // IEEE International Conference on Fuzzy System.2001, pp.6-11. (Control Conference. 2004. 5th Asian. Vol.3, 2004, pp.1502-1507).
4. Lagrat I., Ouakka H., Boumhidi I. Fuzzy Sliding Mode PI controller for Nonlinear Sistems / Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Simulation. Modelling and Optimization, Lisbon, Portugal. September 22-24. 2006, pp.534-539.
5. Li C.H., Li T.H., Chen C.Y. Design of Lyapunov Function Based Fuzzy Logic Controller for a Class of Discrete – Time Systems // International Curnal of Fuzzy Systema. Vol.9, №1, March. 2007.

Məqalə qəbul olunub: 16.04.25
Təvsiyə edib: prof. Qafarov A.M.