

UOT 629.12.066

QEYRİ-MÜƏYYƏNLİK ŞƏRAİTİNDƏ FƏALİYYƏT GÖSTƏRƏN OBYEKTlər ÜÇÜN TƏNZİMLƏYİCİlƏRİN SİNTEZİ

Fərhadov V.Q., Qurbanov E.M., Bayramova İ.P.

Azərbaycan Dövlət Dəniz Akademiyası
AZ1000, Bakı şəh., Z.Əliyeva küç., 18
E-mail: vahidf@mail.ru, genclik76@mail.ru

Xülasə. Məqalədə real sistemlərdə xarici və parametrik həyəcanlandırıcı təsirlər mövcud olduğundan tənzimləyicinin astatik və adaptiv xassəyə malik olmasını təmin etmək onun tətbiq sahəsini və effektivliyini artırmış olduğu göstərilir. Əsas məsələlərdən biri odur ki, tənzimləyici ən xarakterik həyəcanlandırıcı təsirlər olan vahid təkan və vahid impuls tipli təsirlərə qarşı seçici astatizmə malik olsun.

Abstract. The article shows that ensuring that the regulator has astatic and adaptive properties has increased its scope and effectiveness due to the presence of external and parametric excitations in real systems. One of the key issues is that the regulator has selective astatism against single impulse and single impulse-type effects, which are the most characteristic stimuli.

Аннотация. В статье указано увеличение области и эффективности применения регуляторов, ввиду обеспечения их астатических и адаптивных свойств, учитывая влияние внешних и параметрических дестабилизирующих факторов, свойственных реальным условиям функционирования объекта. Одним из важных вопросов является, обеспечение регулятора астатизмом против наиболее характерного возмущающего единичного импульсного воздействия.

Açar sözlər: qeyri-müəyyənliklər, həyəcanlandırıcı təsirlər, faza portreti, obyektin xassələri, parametrik həyəcanlandırıcı təsirlər

Key words: indefiniteness, excitatory effects, portrait phase, object properties, parametric excitatory effects

Ключевые слова: неопределенности, возбуждающие воздействия, портрет фаз, свойства объекта, параметрические возбуждающие воздействия

Giriş. Real sistemlər, adətən, müxtəlif qeyri-müəyyənliklər şəraitində fəaliyyət göstərilir. Əsasən, aşağıdakı qeyri-müəyyənlikləri qeyd etmək vacibdir.

- a) xarici (koordinat) həyəcanlandırıcı təsirlər;
- b) daxili (parametrik) həyəcanlandırıcı təsirlər.

Birinci halda mühitin, ikinci halda isə obyektin xassələri dəyişir. Qeyri-müəyyənliyin dərəcəsinə görə bu təsirləri aşağıdakı tiplərə ayırmaq olar [1]:

- a) determinik;
- b) stoxastik;
- v) robust;
- q) qeyri-səlis.

Məqalədə xarici həyəcanlandırıcı təsirlərə qarşı seçici astatizmə malik olan tənzimləyicilərin sintezi məsələsinə baxılır.

Burada fərz olunur ki, sistemə təsir edən xarici həyəcanlandırıcı təsirin tipi yox, yalnız hədd qiyməti məlumdur. Aydındır ki, həyəcanlandırıcı təsirlərin bilavasitə ölçülməməsi sintez məsələsini əhəmiyyətli dərəcədə çətinləşdirir. Bu halda, invariantlıq nəzəriyyəsindən istifadə etmək mümkün olmadığından astatizmi təmin etmək üçün yeganə çıxış yolu kimi meyletməyə görə, yəni əks əlaqə

prinsipi üzrə qurulmuş sistemlərdən istifadə olunur. Belə sistemlərdə statik xəta yalnız $t \rightarrow \infty$ halında tam kompensasiya olunur.

Xətanın azaldılmasının klassik üsullarından biri açıq sistemin gücləndirmə əmsalının artırılmasıdır, lakin bu halda sistemin dayanıqlıq ehtiyatları azalır.

Xətti tənzimləmə sistemlərində həyəcanlandırıcı təsiri kompensasiya etmək üçün idarə qanununun tərkibinə inteqrallar əlavə olunur. Belə yanaşma yalnız

$f = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_n t^n$ polinomu şəklində olan həyəcanlandırıcı təsiri tam kompensasiya edib statik xətanın sıfıra bərabər olmasını təmin edir. Bundan başqa, inteqralın mövcudluğu statik xətanı ləğv etsə də, keçid proseslərinin keyfiyyətinə xələl gətirir.

Bundan başqa, həyəcanlandırıcı təsirin tipi dəyişdikdə, məsələn, vahid impuls olduqda inteqral toplananın mövcudluğu avtomatik tənzimləmə sisteminin keyfiyyət göstəricilərini pisləşdirir. Rele idarə qanunun köməyi ilə yaradılan sürüşmə recimində xarici və parametrik həyəcanlandırıcı təsirlər ölçülmədikdə idarə signalının səviyyəsini kifayət qədər böyük götürməklə onları kompensasiya etmək mümkündür [2].

Son zamanlar sürüşən rejimdə idarə signalının tezliyini azaltmaq üçün qeyri-səlis sürüşən rejimdən istifadə etmək təklif olunur.

Ümumiyyətlə, rele tipli sürüşən reoimlərdə idarə signalı maksimal hədd qiymətləri aldığından bu rejimlər enerji məsrəfi baxımından səmərəli deyillər. Bundan başqa, həyəcanlandırıcı təsirin hədd qiyməti azaldıqda idarənin qiyməti əvvəlki səviyyədə qaldığından keyfiyyətə mənfi təsir göstərir. Beləliklə, aşağıdakı məsələ meydana çıxır.

Məsələnin qoyuluşu. Elə kompensasiya qanununu qurmaq tələb olunur ki, həyəcanlandırıcı təsir daim təsir etdikdə, məsələn, vahid təkan şəklində, onu kompensasiya etsin, ani təsir edən impuls olduqda isə işləməsin. Başqa sözlə, kompensasiya qanunu həyəcanlandırıcı təsirin tipinə nəzərən seçici astatizmə malik olsun.

Bunun üçün, xətti sistemlərdə seçici astatizmə malik olan tənzimləyicinin sintezi tələb olunur. Obyektə həyəcanlandırıcı qüvvələr təsir etdikdə tənzimləmə sistemində statik (qərarlaşmış) Δ_c xətası meydana çıxır. Bu səbəbdən, tənzimləmə nəzəriyyəsinin və praktikasının əsas məsələlərindən biri həyəcanlandırıcı təsirlərin kompensasiya üsullarının işlənməsidir. Bu üsulları informativlik baxımından iki qrupa ayırmaq olar:

- a) həyəcanlandırıcı təsir ölçülən və ya qiymətləndirilir;
- b) həyəcanlandırıcı təsir ölçülmür.

Birinci halda, kompensatorun ötürmə funksiyasını tapmaq üçün invariantlıq nəzəriyyəsindən istifadə olunur.

İkinci halda, həyəcanlandırıcı təsirin tam kompensasiyası sonsuzluqda baş verir, yəni $t = \infty$ nöqtəsində $\Delta_c = 0$ olur. $\Delta_c = 0$ olan sistemlər astatik sistemlər adlanır.

Fərz edək ki, $f = 0$, $g = 1(t) \Rightarrow G(s) = 1/s$. Burada qütb $s_1 = 0$. Obyektin idarə kanalı üzrə ötürmə funksiyasını W_u , tənzimləyicinin ötürmə funksiyasını isə W_T - işarə edək. Onda ATS-in (g-ə) kanalı üzrə ötürmə funksiyasını aşağıdakı şəkildə yazmaq olar:

$$W_g^e = \frac{1}{1 + W_T W_u}$$

$$W_T = M_T / D_T, \quad W_u = M_u / D_u \text{ - işarə edək.}$$

Onda

$$W_g^e = \frac{D_T D_u}{D_T D_u + M_T M_u}.$$

W_g^e ötürmə funksiyasının sıfırları, yəni $D_T D_u = 0$ polinomunun köklərinin tərkibində $s_1 = 0$ qütübünün mövcud olması üçün tənzimləyicinin ötürmə funksiyasında $D_T = s$ qəbul etmək kifayətdir, yəni tənzimləyicinin tərkibində I (inteqral) mövcud olmalıdır. Əgər $M_T = k_T = \text{const}$ qəbul etsək,

$W_T = k_T/s$ və sırf inteqral tənzimləyici almış olarıq. Bu halda, Δ_c -nin mövcud olub-olmamasını yoxlayaq. Xətanın təsviri

$$E = W_g^2 G = \frac{sD_u}{sD_u + k_T M_u} \cdot \frac{1}{s}$$

olduğundan hədd teoreminə əsasən onun hədd qiyməti, yəni $\varepsilon(\infty) = \Delta_c$:

$$\Delta_c = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{sD_u}{sD_u + k_T M_u} \cdot \frac{1}{s} \right) = 0.$$

Göründüyü kimi, inteqral toplananın köməyi ilə giriş vahid təkan signalı olduğu halda astatizmi təmin etmək mümkündür.

Avtomatik tənzimləmənin praktikasnda nəzarət olunmayan xarici həyəcanlandırıcı təsirləri kompensasiya etmək üçün əsas üsul idarə qanununun tərkibinə xətanın inteqralının daxil edilməsidir. Belə yanaşma həyəcanlandırıcı təsirlər yalnız sabit signal, yəni vahid təkan olduğu halda, statik xətanın asimptotik aradan qaldırılmasının təmin edir. Lakin həyədanlandırıcı təsirin kompensasiyası üçün nəzərdə tutulmuş inteqral toplananı sistemin dinamikasına da təsir göstərərək keçid proseslərinin rəqsiliyini artırır.

Bundan başqa, xarici təsir impuls şəklində olduqda, yəni sistemin yalnız başlanğıc vəziyyəti dəyişdikdə interqala ehtiyac olmur. Lakin inteqral daima qoşulu olduğundan keçid proseslərinin rəqsiliyinə gətirib çıxarır.

Əvvəlcə, inteqralın keçid proseslərinin rəqsiliyini artırmasını nümayiş etdirmək üçün sadə bir misala baxaq. Fərz edək ki, obyekt birinci tərtib dayanıqlı aperiodik obyektidir:

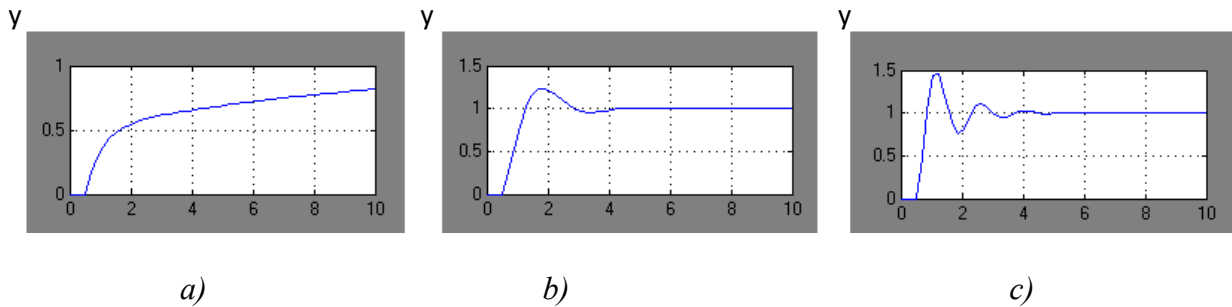
$$\dot{y} = -ay + bu, \quad a > 0, \quad b > 0.$$

İdarə qanununu Pİ şəklində seçək:

$$U = k_p \varepsilon + k_i \int_0^t \varepsilon dt.$$

Burada sazlama parametri $k_p = 1$ və $a = 1, b = 1$ qəbul edək. $\varepsilon = g - y$ - tənzimləmə xətası, $g = 1$ tapşırıq signalıdır.

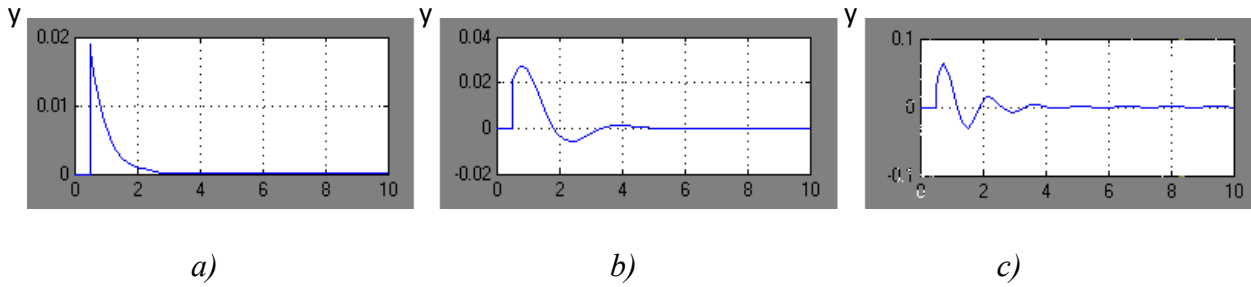
Şəkil 1 a, b, c-də $k_i = \{0, 2; 5; 20\}$ qiymətlərində keçid prosesləri göstərilmişdir.



Şəkil 1. İnteqrallama əmsalının müxtəlif qiymətlərində keçid prosesləri

Şəkildən göründüyü kimi, inteqrallama əmsalı artdıqca keçid proseslərinin rəqsiliyi artır. Əmsalın kiçik qiymətlərində statik xəta artır. Deməli, hər iki göstəricinin eyni zamanda yaxşılaşdırılması ziddiyyətlidir.

İkinci halda, tapşırıq signalı kimi $g = \delta(t)$ vahid impuls götürülmüşdür. $k_i = \{0; 5; 20\}$ qiymətlərində şəkil 2 a, b, c-də keçid prosesləri göstərilmişdir.



Şəkil 2. $g = \delta(t)$ olduqda $k_i = \{0; 5; 20\}$ qiymətlərində keçid prosesləri

Baxılan halda, sistemin sərbəst hərəkətinə baxıldığından çıxış $y(\infty) = 0$ sıfıra yaxınlaşmalıdır. Göründüyü kimi, $k_i = 0$ qiymətində keçid prosesi (daha dəqiq, çəki funksiyası) həm statik xətəyə nəzərən, həm də rəqsilik göstəricisinə görə daha önəmlidir. Deməli, bu halda, integral toplananın mövcudluğu lüzumsuzdur. Prinsipcə, xarici təsiri (burada tapşırıq signalı) identifikasiya edib $g = \delta(t)$ olduqda integral toplananı sxemdən açmaq mümkündür. Lakin bu zaman həyəcanlandırıcı təsir identifikatorundan istifadə etmək lazım gələcəkdir ki, bu da tənzimləmə sisteminin quruluşunu olduqca mürəkkəbləşdirir.

Məqalədə vahid təkan $1(t)$ və vahid impuls $\delta(t)$ halında sistemin dinamik xüsusiyyətlərinin fərqli olması faktından istifadə olunmuşdur. Kompensasiya signalı elə signalardan tərtib olunur ki, bunlar $1(t)$ halında müəyyən qiymətə malik olur, $\delta(t)$ halında isə baş çoxluq əmələ gətirir. Təcrübədə xarakterik olan iki tip həyəcanlandırıcı təsirlərə qarşı seçici astatizmin təmin olunması məsələsinə baxacağıq: vahid təkan və vahid impuls.

Təcrübədə daha geniş yayılan ikinci tərtib birölçülü obyektə baxaq:

$$\ddot{y}(t) + a_1 \dot{y}(t) + a_2 y(t) = bu + f,$$

Burada $y(t)$ - tənzimlənən kəmiyyət; u - idarə signalı; f - həyəcanlandırıcı təsirdir.

İdarə təsirini aşağıdakı şəkildə təyin edək:

$$u = u_s + u_k,$$

Burada u_s - obyektin dinamik keyfiyyət göstəricilərini təmin etmək üçün nəzərdə tutulmuş əks əlaqəli stabilləşdirici idarə: $u_s = \alpha \varepsilon$, $\varepsilon = g - y(t)$ - tənzimləmə xətası; u_k - kompensasiyaedici hissədir. Onda qapalı sistemin tənliyi:

$$\ddot{y}(t) + a_1 \dot{y}(t) + (a_2 + b\alpha)y(t) = b\alpha g + bu_k. \quad (1)$$

$y = x_1$, $\dot{y} = x_2$ işarə edib (1) tənliyini normal formada yazaq:

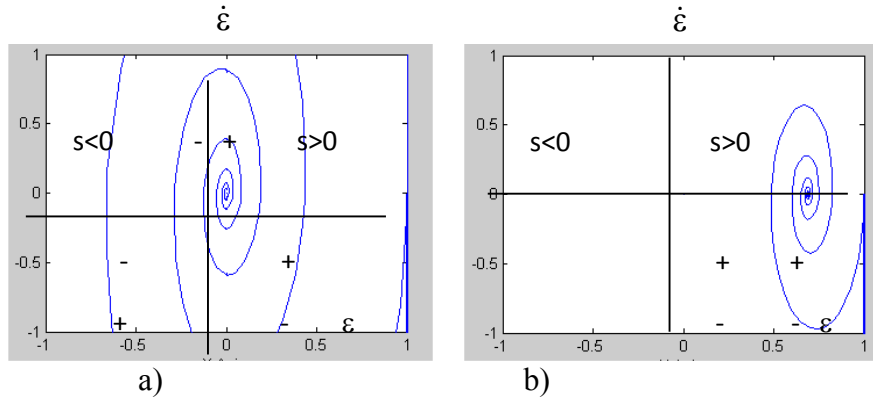
$$\dot{x}_1 = x_2, \quad (2)$$

$$\dot{x}_2 = -(a_2 + b\alpha)x_1 - a_1 x_2 + b\alpha g + u_k.$$

Sistem (2)-nin dayanıqlı rəqsi sistem olduğu hala baxaq. Bunun üçün $a_1, a_2 > 0$, $a_1^2 / 4 < (a_2 + b\alpha)$ şərtləri ödənilməlidir.

Kompensasiya qanununun qurulması. Şəkil 3 a və b -də (2) sisteminin $u_k = 0$; $a_1 = 1$, $a_2 = 10$; $\alpha = 4,5$; $b = 1$ qiymətlərində faza partretləri göstərilmişdir. Birinci şəkildən göründüyü kimi, $g = \delta(t)$ vahid impuls olduğu halda faza traektoriyasının $s = \varepsilon \dot{\varepsilon} > 0$ oblastından $s < 0$ oblastına keçidləri $\varepsilon \neq 0$ qiymətlərində, $s < 0$ -dan $s > 0$ oblastına keçidləri isə xətanın $\varepsilon = 0$ qiymətlərində baş verir. Bu xüsusiyyət $\delta(t)$ -nin tarazlıq nöqtəsinin yerini dəyişə bilmədiyindən bu nöqtənin koordinat mərkəzində olması ilə əlaqədardır.

İkinci şəkildə $s < 0$ oblastından $s > 0$ oblastına keçidlər $\varepsilon \neq 0$ qiymətlərində baş verir. Bu fərq $1(t)$ signalının tarazlıq nöqtəsini absis oxu üzrə $\Delta_c = 1 - b\alpha g(a_2 + b\alpha) = 0,7$ nöqtəsinə sürüşdürməsi ilə əlaqədardır.



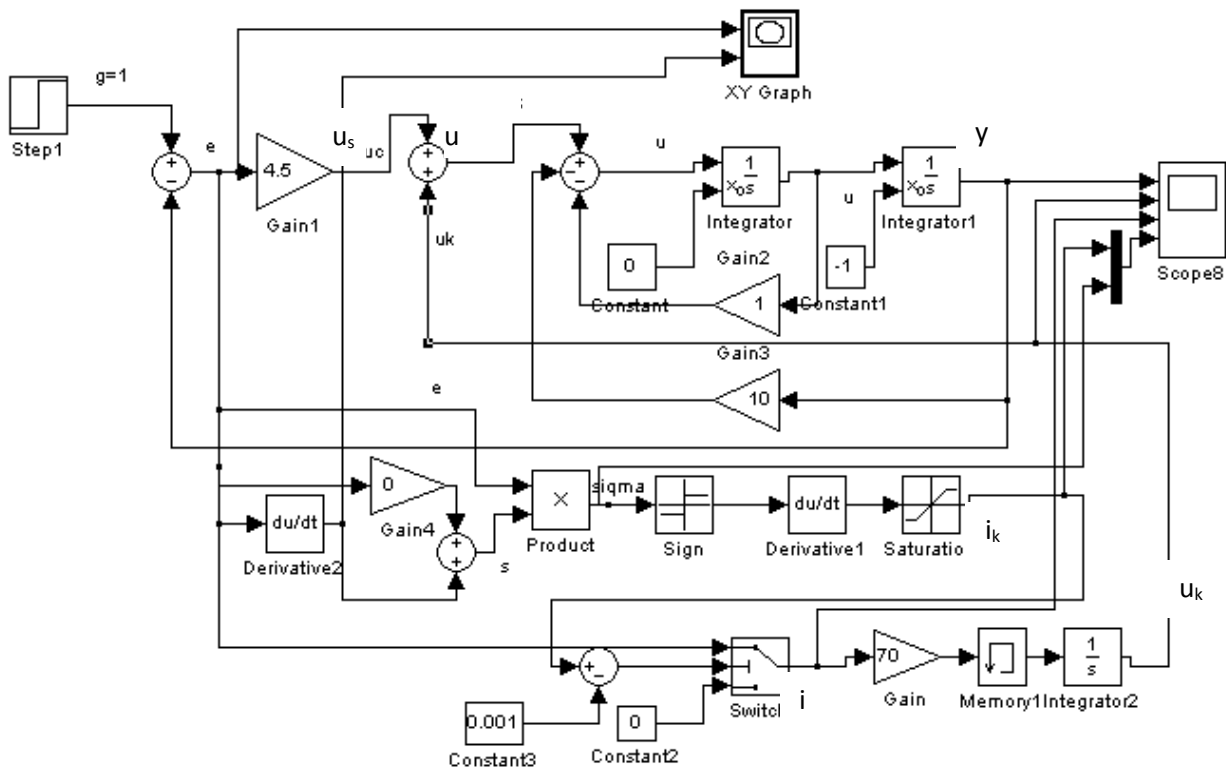
Şəkil 3. Sistemin $g = \delta(t)$ və $g = 1(t)$ halında faza portretləri

$s < 0$ oblastından $s > 0$ oblastına keçidlərin absisini ε_-^+ ilə işarə edək. Kompensasiya signalını

$$u_k = \beta \sum_{i=1}^{\infty} \varepsilon_-^+(t_i) \quad (3)$$

şəklində formalaşdırsaq, avtomatik olaraq, $g = \delta(t)$ halında $u_k = 0$, $g = 1(t)$ halında isə $u_k \neq 0$ olacaqdır. Burada $\beta = \text{const}$ - sazlama parametridir.

Kompensasiya signalının realizasiyası. Dəyişmə $s = \varepsilon \dot{\varepsilon}$ funksiyasının işarəsi dəyişdikdə «siqn» relenin çıxışında pilləvari signal alınır. Bu signal «derivative» differensiallayıcısına verilərək əmr impulslarına çevrilir. Trayektoriya $s < 0$ -dan $s > 0$ oblastına keçdikdə törəmə $ds/dt > 0$ olduğundan bu impulsar müsbət, əks istiqamətə keçdikdə isə mənfi, yəni aşağı istiqamətlənmiş olur.



Şəkil 4. ATS-in modelləşdirmə sxemi

Mənfi impulsar bizə lazım olmadığından onları «saturation» elementinin köməyi ilə aşağı sərhəddini (0) verməklə aradan qaldırıraq.

Müsbət i_k əmr impulslarında «switch» kommutatorunun açarı ani olaraq, yuxarı vəziyyətə keçərək xəta $\varepsilon_+^-(t_i)$ signalını i impulsları şəklində götürür. Qalan vaxtda açar aşağı vəziyyətdə olaraq diskret integratorun girişinə sıfır signalı verir. Beləliklə, (3) ifadəsinə əsasən $\varepsilon_+^-(t_i)$ impulsları toplanaraq u_k kompensasiya signalını formalaşdırır. İmpulsların yaxşı integrallaşması üçün onlar qısa müddətə «Memory» (yaddaş) elementinin köməyi ilə yadda saxlanaraq intensivliyi (sahəsi) artırılır. Uyğun sistemin modelləşdirmə sxemi şəkil 4-də göstərilmişdir.

Təklif olunan sistemin iş qabiliyyəti parametrlərin $a_1 = 1$; $a_2 = 10$; $b = 1$; $\alpha = 4,5$; $\beta = 80$; $c = 0$ qiymətlərində yoxlanılmışdır. Bu halda «giriş-çıxış» şəklində yazılmış (1) sistemin tənliyi tapşırığın $g = 1$, $f = 0$ halında:

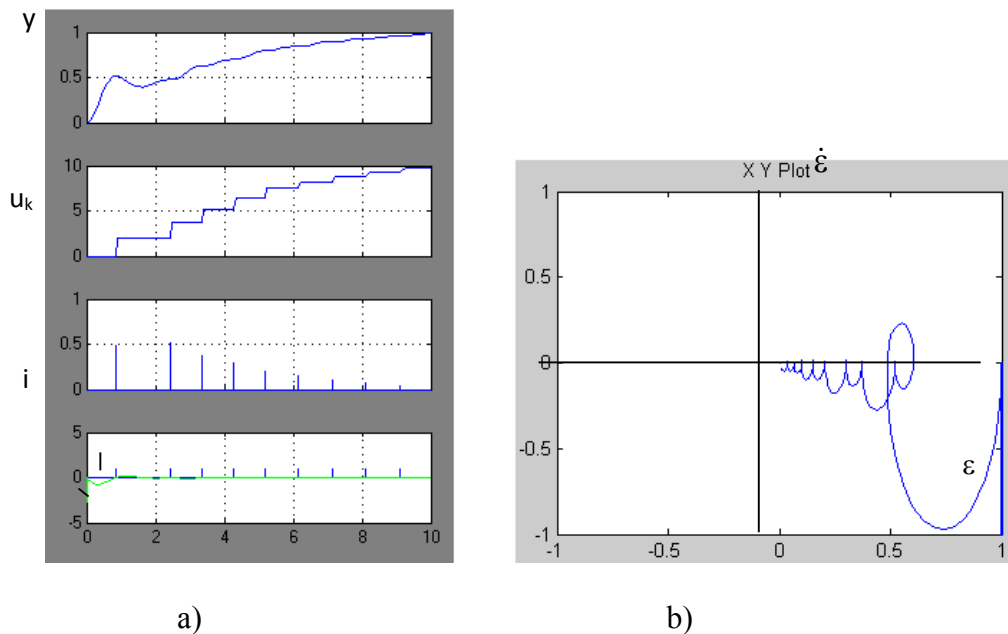
$$\ddot{y}(t) + \dot{y}(t) + 14,5y(t) = 4,5 + u_k.$$

Tənzim olunan $y(t)$ kəmiyyətinin qərarlaşma qiymətini təyin etmək üçün stasionarlıq şərtindən istifadə edək:

$$14,5y(t) = 4,5 + u_k.$$

Buradan $y = g = 1$ qiymətini təmin edən kompensasiya signalı $u_k = 10$ olmalıdır.

Şəkil 5, a və b-də tənzimləmə sisteminin $g = 1(t)$ qiymətində dinamik xarakteristikaları və faza portreti göstərilmişdir. Şəkil 1.5,a-dan göründüyü kimi tənzimlənən kəmiyyət $y(t)$ özünün tapşırıq $g = 1$ qiymətinə ifrat tənzimləməsiz və $t_T \approx 10$ s. vaxta çatmışdır. Daha sonra u_k kompensasiya signalının $\varepsilon_+^-(t_i)$ impulslarının (şəkildə i - ilə işarə olunmuşdur), i_k əmr signalının və $s(t)$ dəyişmə funksiyasının dəyişmə xarakteri göstərilmişdir.



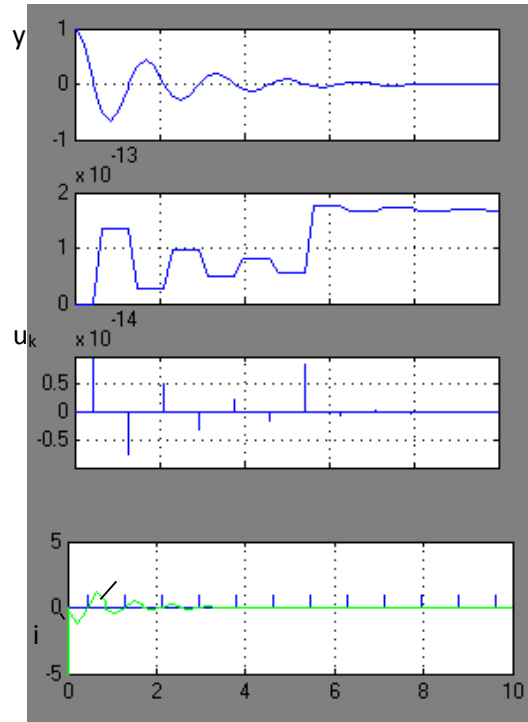
Şəkil 5. Sistemin $g = 1(t)$ halında dinamik xarakteristikaları və faza portreti

Şəkil 5 b-də sistemin faza portreti göstərilmişdir. Şəkildən göründüyü kimi kompensasiyanın hesabına xəta ε və onun törəməsi $\dot{\varepsilon}$ sıfıra yaxınlaşır. Koordinat başlanğıcında kiçik amplitudlu rəqslər müşahidə olunur.

Şəkil 6-da sistemin sərbəst hərəkəti zamanı, yəni $g = \delta(t)$ halında analogi xarakteristikaları göstərilmişdir. Kompüter realizasiyası zamanı vahid impuls ekvivalent $x_{10} = y_0 = 1$ başlanğıc şərtlə

və $g = 0$ qiyməti ilə əvəz olunmuşdur. Bir sıra hesablama nüanslarını göstərək. Əvvəldə dəyilənə əsasən, $g = \delta(t)$ qiymətində $u_k = 0$ olmalı idi. Lakin diskretləşdirmə nəticəsində, faza traektoriyasının ordinat oxunu aşdıqda $\varepsilon_-(t_i) = 0$ şərti dəqiq ödənilməyib, kiçik qiymətlər alır. Göründüyü kimi, bu impulsların dəyişmə diapazonu çox kiçik olub $\pm 0,5 \cdot 10^{-14}$ təşkil edir. Belə impulsların integrallanması isə $u_k \approx 2 \cdot 10^{-13} \approx 0$ olur. $y(t)$ -nin sıfıra yaxınlaşma dəqiqliyindən göründüyü kimi, bu qiymət keçid prosesinə, demək olar ki, təsir etmir. İlkin (2) sisteminin sərbəst hərəkəti, yəni $g = 0$, $u_k = 0$ halında, rəqsi olduğundan $y(t)$ üzrə keçid prosesi də rəqsi alınmışdır.

Məcburi hərəkətdən ($g = 1$) fərqli olaraq sistemin sərbəst hərəkəti zamanı $u_k = 0$ olması idarəetməyə sərf olunan enerjiyə qənaət etməyə imkan verdiyindən çox mühüm nəticədir.



Şəkil 6. $g = \delta(t)$ halında sistemin dinamik xarakteristikaları

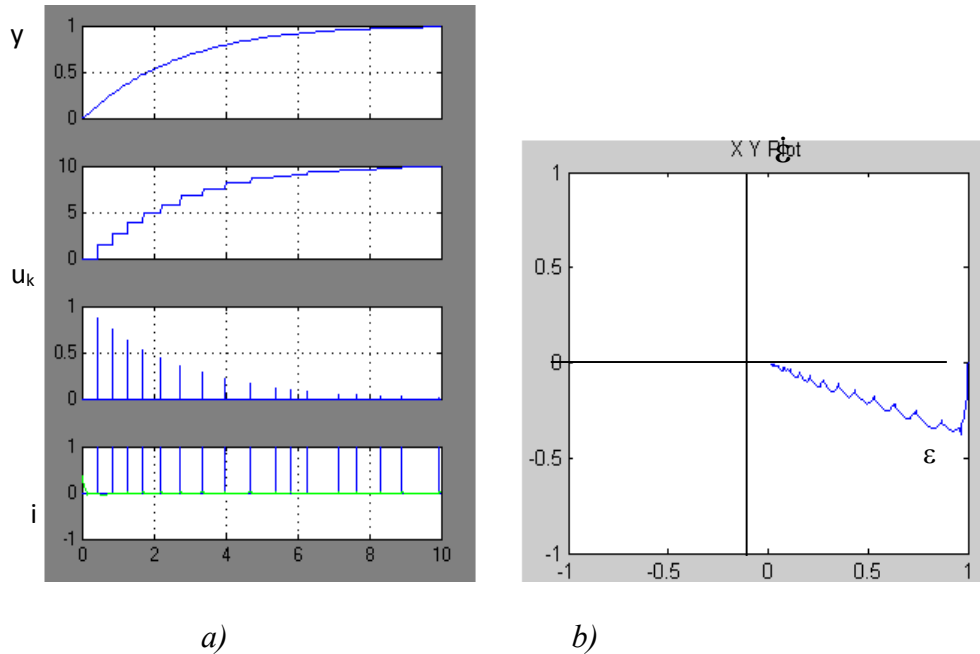
Rəqsiliyin aradan qaldırılması. Əgər hər hansı bir səbəbdən keçid proseslərinin rəqsiliyi yolverilməzdirsə, onda (2) tənliyi üçün α sazlama parametri aperiodik dayanıqlıq şərtini ödəməlidir:

$$a_1, a_2 > 0, \quad a_1^2 / 4 \geq (a_2 + b\alpha).$$

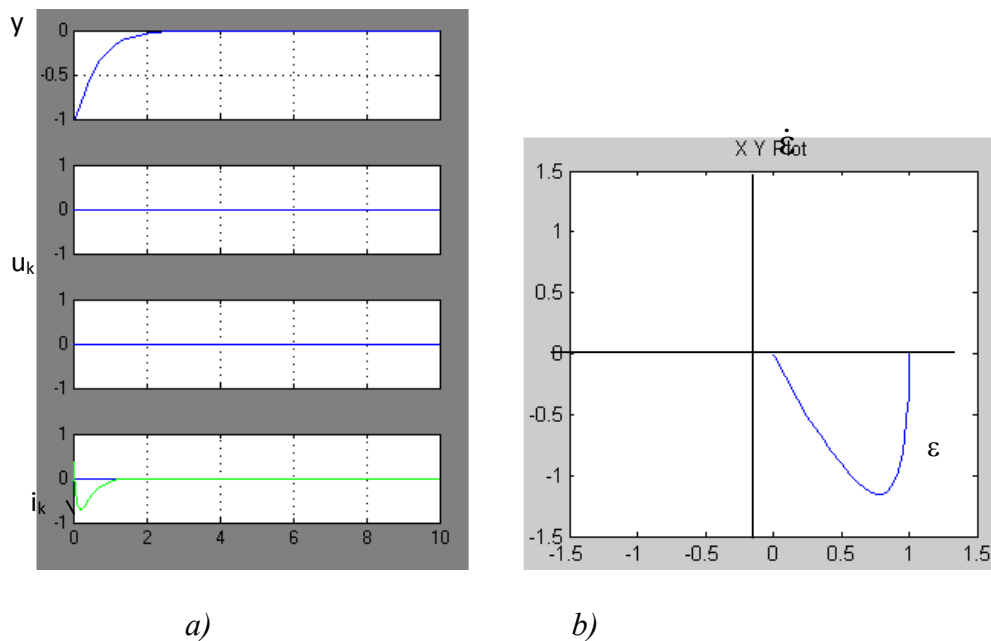
Lakin bu halda faza trayektoriyası absis oxunu $s < 0$ -dən $s > 0$ istiqamətdə kəsə bilmədiyindən hər iki həyəcanlandırıcı təsir halında $u_k = 0$ olacaqdır. $\varepsilon_-(t_i)$ elementlərinin meydana çıxmasını təmin etmək üçün absis oxunu $s = \dot{\varepsilon} + c\varepsilon$ -düz xətti ilə əvəz edək. Bu halda, dəyişmə funksiyası $\sigma = sx_1$ olur, yəni $\varepsilon_-(t_i)$ elementlərinin formalaşdırılması ordinat $x_1 = 0$ oxunun və $s = 0$ xəttinin üzərində baş verir. $s = 0$, $c > 0$ xətti absis oxundan aşağıda yerləşdiyindən $g = 1(t)$ halında aperiodik faza trayektoriyaları onu kəsəcək. Beləliklə sıfıra bərabər olmayan $\varepsilon_-(t_i)$ toplananları meydana çıxaraq u_k kompensasiya signalının formalaşdıracaqdır [3].

Keçid proseslərinin keyfiyyət göstəriciləri α və β -dan başqa bucaq əmsalı c -nin qiymətindən çox asılıdır.

Şəkil 7 və 8-də $a_1 = 10$; $a_2 = 10$; $b = 1$; $\alpha = 4,5$; $\beta = 80$; $c = 0,35$ qiymətlərində aperiodik sistemin $g=1(t)$, $x_0 = (0,0)^T$ və $g = \delta(t)$, $x_0 = (-1,0)^T$ halında dinamik xarakteristikaları göstərilmişdir. Göründüyü kimi, hər iki halda keçid prosesi $y(t)$ əvvəlki kimi rəqsi deyil, monoton alınmışdır.



Şəkil 7. Aperiodik obyektin $g = 1(t)$ halında dinamik xarakteristikaları



Şəkil 8. Aperiodik obyektin $g = \delta(t)$ halında dinamik xarakteristikaları

Aparılmış təhlillərdən məlum olmuşdur ki, real sistemlərdə xarici və parametrik həyəcanlandırıcı təsirlər mövcud olduğundan tənzimləyicinin astatik və adaptiv xassəyə malik olmasını təmin etmək onun tətbiq sahəsini və effektivliyini artırmaqdır.

Əsas məsələlərdən biri odur ki, tənzimləyici ən xarakterik həyəcanlandırıcı təsirlər olan vahid təkan və vahid impuls tipli təsirlərə qarşı seçici astatizmə malik olsun.

Nəticə. Məqalədə xətti sistemlərdə bu xassəyə malik olan tənzimləmə qanunu, daha doğrusu, tənzimləmə qanununun kompensasiyaedici toplananının formalaşdırılması üsulu təklif olunmuşdur.

Sürüşən rejimdə işləyən sistemlərdə bu üsul vahid təkan olduqda sürüşən rejimin pozulmasının xüsusiyyətinə əsaslanmışdır. Bu halda, trayektoriya $s = 0$ sürüşmə xəttindən uzaqlaşaraq əvvəlcədən nəzərdə tutulmuş «sərhəd zolağını» kəsir. Kəsişmələrin koordinatı hər dəfə yadda saxlanaraq cəmlənir ki, bu da kompensasiya signalını təşkil edir.

Nəzəri müddələrin doğruluğu konkret misallarda kompüter modelləşdirilməsinin köməyi ilə təsdiq edilmişdir.

Ədəbiyyat

1. Rzayev T.H. “Sistemlərin identifikasiyası”. Dərslik./ T.H. Rzayev – Bakı: AzTU, - 2008. -518 s.
2. Воронов А.А. Основы теории автоматического управления. Особые линейные и нелинейные системы. М.: Энергоиздат, 1981-304 с.
3. Fərhadov, V.Q. “Tənzimləmə texnikası”. Dərslik./V.Q. Fərhadov, İ.A. Yolçuyev - Bakı: ADDA nəşriyyatı, - 2018. - 366 s.

Məqalə qəbul olunub: 31.03.2022

Təvsiyə edib: t.e.d., prof. A.M.Qafarov