

средств, доступных пользователю системы, позволяют проводить перечисленные расчеты над различными областями ЛСД или с точки зрения технологии, над различными узлами, блоками или аппаратами технологической схемы очистки. Созданные средства позволяют сканировать пакетом прикладных программ над всем «информационным полем», описывающим технологическую предысторию производства, ее настоящее состояние и, по желанию, пользоваться, фиксировать его над той или иной областью этого «поля».

### ЛИТЕРАТУРА

1. Манукян Э. Н. Вопросы теории и разработки общественного математического обеспечения автоматизированных систем управления качеством продукции.—Ереван: Айдастан, 1988.—153 с.
2. Сабочикова Р. И. Применение новых алгоритмов определения устойчивых оценок исходных параметров при статистической обработке данных // Сб. науч. тр. Гидромета.—М.: Гидромет, 1986.—С. 3—9.
3. Манукян С. Н. Математическое моделирование гетерогенно-каталитического процесса дихлорирования бензола пропиленом.—Автореф. дисс.: канд. техн. наук.—М., 1977.—16 с.

ЕрПИ 31 X. 1991

Изв. НАН Армении (сер. ТН), т. XLVII, № 1—2, 1994, с. 21—29.

### АВТОМАТИЗАЦИЯ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 681.511.4

С. Е. ЧИМИШКЯН

### ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОЧАСТОТНЫХ АВТОКОЛЕБАНИЙ В МНОГОСВЯЗНЫХ САР С ДВУМЯ БЛОКАМИ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ

Предлагается метод исследования одночастотных автоколебаний на основе гармонической линеаризации, позволяющий учесть наличие двух блоков нелинейностей, разделенных линейными динамическими звеньями, объектом и корректирующим устройством при наличии неопределенности в одном из них (в объекте).  
Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

*Վստահարվում է միջաճարիակների իրենատարանունների աստվածարժան մի կզու-  
նակ, որը թույլ է տալիս զննել գծային գերազից համակարգերով ապահովված երկու ոչ  
գծային բլոկի հարյուր անհրաժեշտ արձեղոր անորոշությունը:*

В системах автоматизации, не требующих особо высокого качества регулирования, часто применяется одноконтурная схема регулирования с обратной связью, структура которой изображена на рис. 1. Здесь  $G(s) — m \times m$  номинальная передаточная матрица (ПМ) линейного (линеаризованного) объекта;  $\Delta G(s) — m \times m$  мультипликативная неопределенность объекта, о которой известно лишь, что она не изме-

няют часть неустойчивых мод (правых полюсов) объекта и ограничена по норме, т. е.

$$\| \Delta G(j\omega) \|_2 \leq \Delta_0(\omega); \quad (1)$$

$K(s)$  —  $m \times m$  ПМ линейного корректирующего устройства;  $БН_1$  и  $БН_2$  — блоки статических нелинейностей исполнительных органов и датчиков (возможно также цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей) соответственно, в которых могут быть перекрестные связи и нелинейности гистерезисного типа.

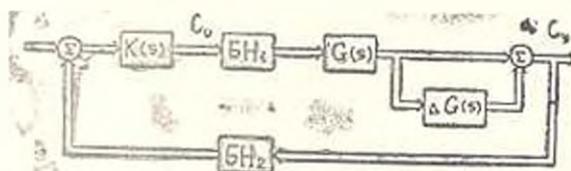


Рис. 1. Структурная схема нелинейной многосвязной САР

Чтобы оценить работоспособность такой системы автоматического регулирования (САР), необходимо для начала проверить ее устойчивость. Известные процедуры анализа устойчивости подобных нелинейных систем на основе гармонической линеаризации, абсолютной устойчивости и др. использующие построения, подобные классическим [1, 2], позволяя учесть лишь один блок нелинейности, т. е. либо  $БН_1$ , либо  $БН_2$ .

Описываемый ниже подход разработан в рамках метода гармонической линеаризации. Как известно, в общем случае этот метод не имеет строгого обоснования, что, однако, не мешает его широкому распространению в инженерной практике. В основе подхода лежит следующая теорема.

**Теорема.** Пусть в отношении САР (рис. 1) справедливы следующие предположения: 1) выполняется гипотеза фильтра, т. е. как объект, так и корректирующее устройство обладают свойствами фильтра низкой частоты; 2) в линейном приближении, т. е. без учета  $БН_1$  и  $БН_2$  САР устойчива.

Тогда достаточное условие отсутствия установившихся одночастотных автоколебаний с частотой  $\Omega$  и вектором комплексных амплитуд первой гармоники на выходе САР  $C_\gamma$  запишется в виде

$$\alpha [I + H(j\Omega, C_\gamma)^{-1}] > \Delta_0(\Omega), \quad (2)$$

где  $\alpha[A]$  — наименьшее сингулярное число матрицы  $A$ ;  $H(j\Omega, C_\gamma)$  — эквивалентная матрица частотных характеристик разомкнутой САР

$$H(j\Omega, C_\gamma) = G(j\Omega) F_1(j\Omega, C_\gamma) \cdot K(j\Omega) \cdot F_2(j\Omega, C_\gamma);$$

$C_\gamma$  — вектор комплексных амплитуд первой гармоники на выходе корректирующего устройства, порожденный вектором  $C_\gamma$ :

$$C_\gamma = K(j\Omega) \cdot F_2(j\Omega, C_\gamma) \cdot C_\gamma;$$

$F_1(j\Omega, C_p)$  и  $F_2(j\Omega, C_p)$  — соответствующие матрицы коэффициентов гармонической линеаризации БН, и БИ<sub>2</sub>.

*Доказательство.* С учетом допущений, сделанных в теореме, условие существования в САР (рис. 1), незатухающих одночастотных автоколебаний частоты  $\Omega$  с вектором комплексных амплитуд на выходе объекта  $C_p$  можно записать как

$$\det [I + \tilde{H}(j\Omega, C_p)^{-1}] = 0$$

или

$$\sigma [I + \tilde{H}(j\Omega, C_p)^{-1}] = 0, \quad (2)$$

где  $\tilde{H}(j\Omega, C_p)$  — эквивалентная матрица частотных характеристик разомкнутой САР с истинным (не номинальным) объектом  $\tilde{G}(j\Omega)$

$$\tilde{G}(j\Omega) = [I - \Delta G(j\Omega)] G(j\Omega).$$

С учетом последнего можно записать

$$\tilde{H}(j\Omega, C_p) = [I + \Delta G(j\Omega)] H(j\Omega, C_p).$$

Таким образом, из (3) следует, что условие отсутствия автоколебаний имеет вид

$$\sigma [I + \tilde{H}(j\Omega, C_p)^{-1}] > 0.$$

Достаточное условие для последнего, в соответствии с [3], имеет вид (2), что и требовалось доказать.

Обращение неравенства (2) дает условие возможного существования автоколебаний и позволяет определить области возможных автоколебаний. Заметим, что достаточность неравенства (2) обусловлена наличием неопределенности объекта, о которой почти ничего не известно.

В качестве примера рассмотрим систему стабилизации напряжения и частоты переменного тока на выходе преобразователя постоянного тока в переменный (рис. 2). ПМ линеаризованного объекта [4] и ПМ корректирующего устройства, синтезированного для линейного приближения по методу [5], приводятся ниже:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{5}{s+6} & \frac{-4}{s^2+8s+12} \\ \frac{5}{s+6} & \frac{2(s+4)}{s^2+8s+12} \end{bmatrix}.$$

$$K(s) = \begin{bmatrix} 0,26 + \frac{0,95}{s} & 0,3 + \frac{0,73}{s} \\ -0,16 - \frac{0,74}{s} & 0,35 + \frac{0,95}{s} \end{bmatrix}.$$

Исследовалось влияние ограничения уровня сигналов управления и обратной связи на допустимую величину неопределенности объекта  $\Delta_G(\omega)$ . На рис. 3 изображены графики выражения

$$\ln \left| \frac{1}{1 + H(j\omega, C_r)^{-1}} \right| \geq \Delta_G(\omega), \quad \forall \omega \geq 0, \quad (4)$$

без ограничения  $C_r$  для трех случаев:

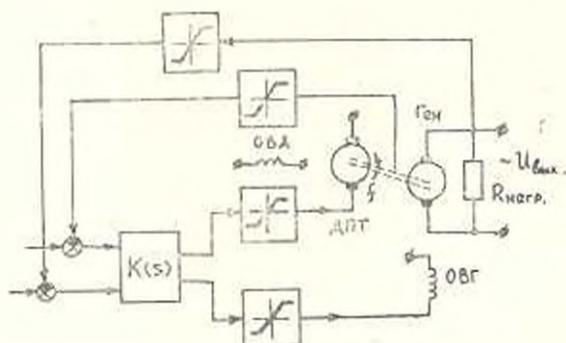


Рис. 2. Система стабилизации преобразователя постоянного тока в переменный

а) при отсутствии ограничения уровня, т. е. в линейном приближении — кривая 1; б) при ограничении сигналов управления (БН<sub>1</sub>) на уровне 3 и обратной связи (БН<sub>2</sub>) на уровне 1 в обоих каналах — кривая 2; в) при ограничении сигналов управления и обратной связи на уровне 1.

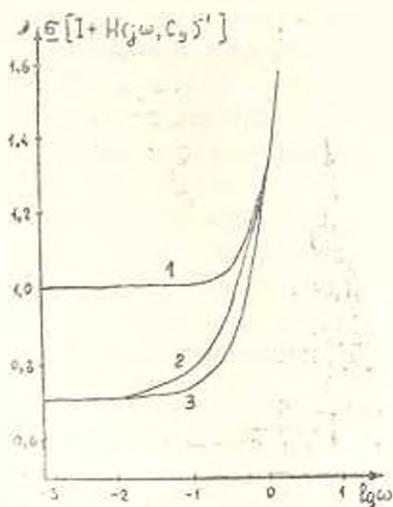


Рис. 3. Зависимость допустимой величины неопределенности от частоты  $\Delta_G(\omega)$

В соответствии с (2) выражение (4) определяет допустимую величину неопределенности, при которой гарантированно нет автоколебаний. Очевидно, что реальные условия, т. е. ограничение уровня сигналов управления и обратной связи, снижает эту величину в сравне-

нии с идеальным (линейным) вариантом в области низких частот, где усиление корректирующего устройства велико из-за наличия в нем интегральной составляющей.

Численное определение (4) выполнено с помощью комбинации равномерного сканирования и градиентного алгоритма минимизации в пространстве комплексных амплитуд  $C_n$  (3 независимых переменных).

Предлагаемый метод позволяет исследовать не только непрерывные, но и дискретные САУ. Возможно также построение соответствующей процедуры параметрического синтеза.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Nonlinear system design Ed. S. A. Billings, J. O. Gray, D. H. Owens. — London Peregrinus, 1984. — P. 204.
2. Карамян Э. В., Мелкумян А. М. О предельных циклах в многосвязных системах автоматического регулирования // Изв. АН АрмССР. Сер. ТН — 1984. — Т. XXXVII, № 6. — С. 15—20.
3. Hung Y. S., MacFarlane A. G. J. Multi variable feedback design: a quasi classical approach. — Berlin, Springer, 1982. — P. 160.
4. Passino K. M. Disturbance rejection in nonlinear systems examples. IEE Proc. Pt. D. — 1989. — № 6. — P. 317—323.
5. Чимишян С. Е. Исследование многосвязных систем управления с учетом нелинейности цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей. — Дисс. канд. техн. наук. — Ереван, Ереванский политехн. ин-т, 1990.

НИИЭлектромаш

20. XI. 1991

Изв. НАН Армении (сер. ТН), т. XLVI, № 1—2, 1994, с. 29—33

#### АВТОМАТИЗАЦИЯ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 681.513

Н. А. БАРСЕГЯН

#### АВТОМАТИЗАЦИЯ МЕТОДА ОДНОВРЕМЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ГИПОЦЕНТРОВ БЛИЗКИХ ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЙ И ЭФФЕКТИВНЫХ СКОРОСТЕЙ ВОЛН

Приведен метод одновременного определения координат гипоцентра землетрясения и скоростей сейсмических волн. Применен шаговый алгоритм случайного поиска—поиска с возвратом. Разработана программа на Фортране—77 для одновременного определения координат гипоцентров близких землетрясений и эффективных скоростей сейсмических волн при использовании методов последовательного приближения и алгоритма случайного поиска.

Библиограф.: 2 назв.

Քերված է հրկրաշարժերի հիպոկենտրոնների հրկրաշարժական ալիքների արագության միաժամանակյա որոշման մեթոդ, Նիրառվել է աստահական փնտրման քայլային ալգորիթմը՝ փնտրում վերադարձով: Մշակվում են ծրագրերը Ֆորտրան—77 լեզվով հրկրաշարժերի ֆիզիկոսների կոորդինատների և հրկրաշարժական ալիքների արագությունների միաժամանակյա որոշման ալգորիթմի համար, օգտագործվելով հանոցական մոտարկման մեթոդը և դաստիարակ փնտրման մեթոդը՝ փնտրում վերադարձով: