

# ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СЭУ С МАСШТАБИРОВАНИЕМ КОМБИНИРОВАННЫМ СИСТЕМАМ

**Андреев А.И.**

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

E-mail: [aia2003@ukr.net](mailto:aia2003@ukr.net)

**Abstract.** *Andreev A. The digital systems of power electronic device (PED) with process of scaling are equivalence combined systems. The power electronic devices with digital control which work in the mode of tracing and stabilizing are analyzed. The discrete transfer functions of closed and combined systems are obtained. Application systems of PED with process of scaling allow to boost the astatism order of an.*

**Постановка проблемы.** Важным направлением повышения эффективности радиотехнических и телекоммуникационных систем является повышение качественных (точностных) показателей силовых электронных устройств (СЭУ), которые включают усилители, формирователи, стабилизаторы и преобразователи напряжения [1].

**Анализ исследований и публикаций.** В публикациях, посвященных этой проблеме, основное внимание уделяется схмотехническим решениям без использования методов теории автоматического управления. Низкие темпы внедрения в силовую электротехнику теории автоматического управления объясняются тем, что основные работы по ТАУ посвящены, как правило, общей теории и носят сугубо академический характер либо привязаны к конкретным объектам или технологическим процессам. Что касается СЭУ, которые в подавляющем большинстве являются нелинейными дискретными (импульсными и цифровыми) системами автоматического регулирования, то теория для такого рода систем вообще развита еще слабо [2].

На точность СЭУ влияют ошибки, вызванные возмущающим воздействием, отклонениями параметров самой системы от номинальных значений, а также изменением задающего воздействия, поступающего на вход системы. Наиболее полное решение повышения точности СЭУ дает теория инвариантности, определяющая пути достижения независимости выходной величины от возмущающего воздействия и условия точного воспроизведения на выход системы величины, соответствующей задающему воздействию.

**Постановка задачи.** В работе решаются вопросы повышения точности цифровых систем СЭУ с различными принципами управления (в классе комбинированных систем [3] и систем с масштабированием [4]) и алгоритмами функционирования (следающие и стабилизирующие системы) с использованием метода повышения порядка астатизма, основанного на третьей форме условий инвариантности.

**Основной материал.** По алгоритму функционирования СЭУ подразделяются на следающие и стабилизирующие системы. Исходная структурная схема замкнутой следающей системы СЭУ с цифровым управлением [1] представлена на рис.1, где  $\alpha(t)$  — задающее воздействие,  $\beta(t)$  — управляемая величина,  $\theta(t)$  — отклонение управляемой величины от требуемого значения,  $K_{II}(z)$  — дискретная передаточная функция порогового устройства с интегратором *И1* в цепи местной отрицательной обратной связи,  $K_H(p) = K_{\phi\epsilon}(p) \times K_{II2}(p)K_{НЛЧ}(p)$  — передаточная функция приведенной непрерывной части, содержащей фиксирующий элемент нулевого порядка, интегратор *И2* и непрерывную линейную часть первого порядка,  $\Sigma 1$  — элемент сравнения. Запишем передаточные функции звеньев так:  $K_{\phi\epsilon}(p) = \frac{1 - e^{-T_0 p}}{p}$ ,  $K_{II1}(p) = \frac{k_{II1}}{p}$ ,  $K_{II2}(p) = \frac{k_{II2}}{p}$ ,

$$K_{НЛЧ}(p) = \frac{k_{\phi}}{T_{\phi} p + 1},$$

где  $T_0$  — период повторения импульсов;  $T_{\phi}$  — постоянная времени фильтра;  $k_{II1}$ ,  $k_{II2}$ ,  $k_{\phi}$  — коэффициенты передачи соответствующих звеньев;  $p \equiv d/dt$  — символ дифференцирования.

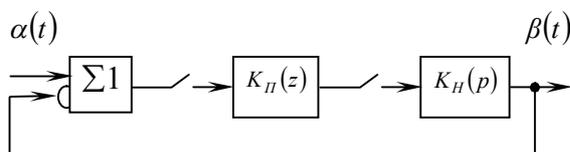


Рисунок 1 — Структурная схема замкнутой системы СЭУ

Согласно рис.1 уравнения элементов записываются как  $\theta(p) = \alpha(p) - \beta(p)$ ,  $\beta(p) = K_{II}(z)K_H(p)\theta(p)$ . Применив дискретное преобразование Лапласа ( $z$ -преобразование) получим дискретную передаточную функ-

цию системы по ошибке, вызванную задающим воздействием

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{1}{1 + K_{II}(z)K_H(z)} = \frac{F_{II}(z)F_H(z)}{F_{II}(z)F_H(z) + D_{II}(z)D_H(z)},$$

где  $K_i(z) = D_i(z)/F_i(z)$ . Определим дискретные передаточные функции звеньев:

$$\text{– порогового устройства: } K_{II}(z) = \frac{1}{1 + Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_0 p}}{p} \cdot \frac{k_{II1}}{p} \right\}} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - bz^{-1}}, \text{ где } b = 1 - k_{II1}T_0;$$

$$\begin{aligned} \text{– приведенной непрерывной части: } K_H(z) &= Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_0 p}}{p} \cdot \frac{k_{II2}}{p} \cdot \frac{k_\Phi}{T_\Phi p + 1} \right\} = \\ &= \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{d_2 (1 - z^{-1})^2 + (1 - d_2)(1 - z^{-1})}, \text{ где } c_1 = k_{II2} k_\Phi T_\Phi^2 \left( \frac{T_0}{T_\Phi} - 1 + e^{-\frac{T_0}{T_\Phi}} \right), \quad c_2 = k_{II2} k_\Phi T_\Phi^2 \times \\ &\times \left[ 1 - e^{-\frac{T_0}{T_\Phi}} \left( 1 + \frac{T_0}{T_\Phi} \right) \right], \quad d_2 = e^{-\frac{T_0}{T_\Phi}}. \end{aligned}$$

После подстановки значений передаточных функций звеньев и преобразования получаем, что

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = (1 - z^{-1})^{v=0} \frac{(1 - bz^{-1}) [d_2 (1 - z^{-1}) + (1 - d_2)]}{(1 - bz^{-1}) [d_2 (1 - z^{-1}) + (1 - d_2)] + (c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})}.$$

Порядок астатизма системы определяется степенью  $v$  оператора конечной разности  $(1 - z^{-1})$ . Замкнутая следящая цифровая система СЭУ имеет астатизм нулевого порядка, т.е. является статистической и в ней возникает постоянная ошибка при ступенчатом воздействии и возрастающая во времени до бесконечности при изменении задающего воздействия по линейному и более сложным законам.

Повышение точности (порядка астатизма) следящих цифровых систем СЭУ может быть достигнуто за счет применения принципа комбинированного управления либо за счет применения способа масштабирования. Комбинированная система СЭУ (рис.2) характеризуется наличием связи по задающему воздействию. Дискретная передаточная функция этой связи на структурной схеме обозначена  $K_k(z)$ ,  $\Sigma 2$  — суммирующее устройство.

В соответствии с рис.2 уравнения элементов имеют вид:  
 $\theta(p) = \alpha(p) - \beta(p)$ ,  $\Sigma(z) = K_{II}(z)\theta(p) + K_k(z)\alpha(p)$ ,  $\beta(p) = K_H(p)\Sigma(z)$ .

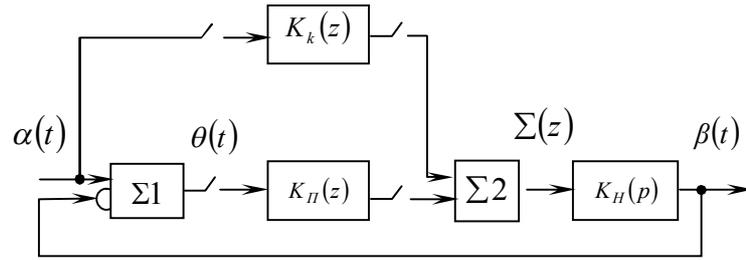


Рисунок 2 — Структурная схема комбинированной системы СЭУ

Исключив промежуточные переменные  $\beta(p)$ ,  $\Sigma(z)$  находим дискретную передаточную функцию системы по ошибке:

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{1 - K_k(z)K_H(z)}{1 + K_{II}(z)K_H(z)} = \frac{[F_H(z) - K_k(z)D_H(z)]F_{II}(z)}{F_{II}(z)F_H(z) + D_{II}(z)D_H(z)}.$$

Согласно [4] выбираем передаточную функцию связи вида  $K_k(z) = k_1(1 - z^{-1})$ .

После подстановки значений передаточных функций получаем:

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = (1 - z^{-1})^{v=0} \frac{[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2) - k_1(c_1z^{-1} + c_2z^{-2})](1 - bz^{-1})}{(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)] + (c_1z^{-1} + c_2z^{-2})}.$$

Как видно из полученного выражения передаточной функции комбинированной системы введение корректирующего звена по задающему воздействию еще не приводит к повышению порядка астатизма системы.

Для повышения порядка астатизма необходимо выбрать значение коэффициента передачи  $k_1 = \frac{1 - d_2}{c_1 + c_2}$ . Тогда передаточная функция системы примет вид:

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha} = (1 - z^{-1})^{v=1} \frac{[c_1 + c_2(1 - z^{-1} - dz^{-1})](1 - bz^{-1})}{(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)] + (c_1z^{-1} + c_2z^{-2})}.$$

Таким образом, следящая комбинированная система СЭУ имеет астатизм первого порядка. В такой системе ошибка в установившихся режимах: при ступенчатом воздействии равна нулю; при воздействии, меняющемся по линейному закону, равна постоянной величине, и при воздействии, изменяющемся по закону квадратной функции, растет до бесконечности.

Следящая система СЭУ с принципом управления по отклонению, использующая способ масштабирования задающего воздействия (рис.3) эквивалентна комбинированной системе.

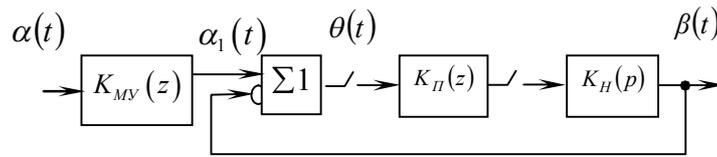


Рисунок 3 — Структурная схема замкнутой системы СЭУ с масштабированием

Чтобы убедиться в этом составим уравнения элементов системы:

$$\theta(p) = \alpha_1(p) - \beta(p), \quad \beta(p) = K_D(z)K_H(p)\theta(p),$$

$$\alpha_1(p) = K_{MV}(z)\alpha(p), \quad \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p).$$

Находим дискретную передаточную функцию системы:

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{K_{MV}(z)}{1 + K_D(z)K_H(z)} = \frac{F_D(z)F_H(z)K_{MV}(z)}{F_D(z)F_H(z) + D_D(z)D_H(z)}.$$

При выборе передаточной функции масштабирующего устройства вида  $k_1(1 - z^{-1})$ , где  $k_1 = 1$ , порядок астатизма системы равен единице:

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = (1 - z^{-1})^{v=1} \frac{(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)]}{(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)] + (c_1z^{-1} + c_2z^{-2})}.$$

Исходная структурная схема замкнутой стабилизированной системы СЭУ с цифровым управлением [5] представлена на рис.4, где  $K_L(p)$  — передаточная функция канала возмущения,  $\Sigma 2$  — суммирующее устройство.

Согласно рис.4 уравнения элементов имеют вид:

$$\theta(p) = \alpha(p) - \beta(p), \quad \beta(p) = K_D(z)K_H(p)\theta(p) - K_L(p)L(p).$$

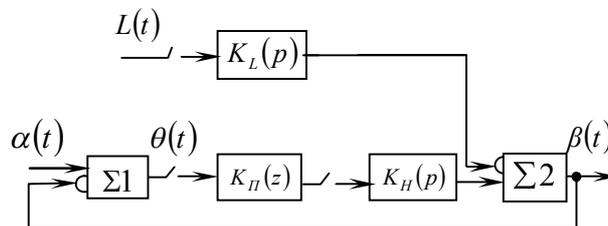


Рисунок 4 — Структурная схема замкнутой системы СЭУ

Применив дискретное преобразование Лапласа ( $z$ -преобразование) получим дискретную передаточную функцию системы по ошибке, вызванную возмущающим воздействием:

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = \frac{K_L(z)}{1 + K_H(z)K_H(z)} = \frac{D_L(z)F_H(z)F_H(z)}{[F_H(z)F_H(z) + D_H(z)D_H(z)]F_L(z)},$$

где  $K_i(z) = D_i(z)/F_i(z)$ .

Дискретная передаточная функция канала возмущения запишется как

$$K_L(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_0 p}}{p} \cdot \frac{k_\phi}{T_\phi p + 1} \right\} = \frac{ez^{-1}}{1 + fz^{-1}}, \text{ где } e = k_\phi T_\phi \left( 1 - e^{-\frac{T_0}{T_\phi}} \right).$$

Передаточная функция системы по ошибке равна:

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = (1 - z^{-1})^{v=0} \frac{ez^{-1}(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)]}{\{(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)] + (c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})\}(1 + fz^{-1})}.$$

После подстановки значений передаточных функций звеньев и преобразования получаем, что дискретная передаточная функция системы по ошибке имеет астатизм нулевого порядка.

Комбинированная система СЭУ (рис.5) характеризуется наличием связи по возмущающему воздействию. Дискретная передаточная функция этой связи на структурной схеме обозначена  $K_k(z)$ ,  $\Sigma 3$  — суммирующее устройство.

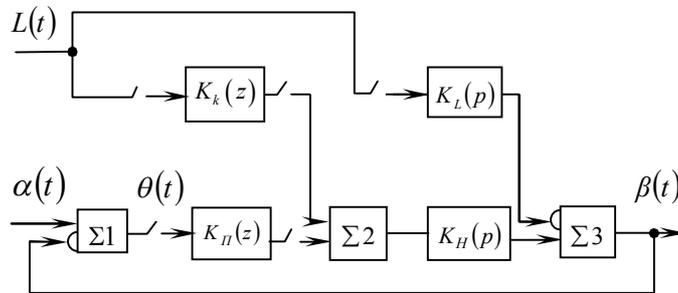


Рисунок 5 — Структурная схема комбинированной системы СЭУ

Для повышения порядка астатизма необходимо выбрать значение коэффициента передачи:

$$k_1 = \frac{e(1 - d_2)}{(c_1 + c_2)(1 + f)}. \text{ Тогда:}$$

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = (1 - z^{-1})^{v=1} \frac{ez^{-1} \{c_1(d_2 + f) + c_2[1 + f(1 + z^{-1} - d_2 z^{-1})]\}}{\{(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)] + (c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})\}(1 + fz^{-1})}.$$

Стабилизированная цифровая система СЭУ с принципом управления по отклонению, использующая способ масштабирования возмущающего воздействия может быть эквивалентна комбинированной системе.

При выборе передаточной функции масштабирующего устройства вида  $k_1(1 - z^{-1})$ , где  $k_1 = 1$ , порядок астатизма системы равен единице.

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = (1 - z^{-1})^{v=1} \frac{ez^{-1}(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)]}{\{(1 - bz^{-1})[d_2(1 - z^{-1}) + (1 - d_2)] + (c_1z^{-1} + c_2z^{-2})\}(1 + fz^{-1})}$$

### **Выводы.**

1. Введение звена связи в цифровую СЭУ не приводит к повышению порядка астатизма. Только при определенном значении коэффициента  $k_1$  порядок астатизма становится равным единице, т.е. устраняется ошибка системы при скачкообразном изменении возмущающего (задающего воздействия).

2. В системе СЭУ по отклонению с масштабированием порядок астатизма равен единице при значении коэффициента  $k_1 = 1$ .

3. Дальнейшее увеличение порядка астатизма (повышение точности) требует усложнения звена связи вида  $K_K(z) = k_1(1 - z^{-1}) + \sum_{i=1}^n k_i(1 - z^{-1})^i$ .

### *Литература*

1. Андреев А.И. Силові електронні пристрої з цифровою модуляцією. // Вісник ДУ „Львівська політехніка” Радіоелектроніка та телекомунікації. — 2000. — №387. — с.148–152.
2. Стеклов В.К., Андреев А.И. Системи автоматичного керування регульованими джерелами живлення підсілювачів. — К.: Техніка, 2001. — 232 с.
3. Андреев А.И. Повышение точности следящих систем с НЛЧ второго порядка // Наукові праці ОНАЗ — Одеса, 2001. — с. 73–75.
4. Стеклов В.К. Проектування систем автоматичного керування. — К.: Вища шк., 1995. — 231 с.
5. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Наука, 1966. — 992 с.

Сдано в редакцію: .

Рекомендовано к печати: д.т.н., проф. Ткаченко В.Н.