

## ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ ДВУХСВЯЗНОЙ СИСТЕМЫ ЦСЭУ СИСТЕМЕ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Андреев А.И.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова  
кафедра безопасности производственных процессов и электропитания систем связи  
E-mail: aia2003@ukr.net

### *Abstract*

*Andreev A.I. The two-connected system of digital power electronic device (DPED) is equivalence system of DPED with combined control. The two-connected and combined system of DPED witch work in the mode of tracking and stabilizing are analyzed. The discrete transfer functions of two-connected and combined systems are obtained.*

**Общая постановка проблемы.** Возросшие требования к цифровым силовым электронным устройствам (ЦСЭУ) заставляют трактовать понятие «эффективность СЭУ» не просто как коэффициент полезного действия (КПД), а в более широком смысле – как совокупность КПД, массо-габаритных, качественных (точностных) и эксплуатационных показателей. Такой подход требует внедрения не только цифровых принципов работы СЭУ, но и новых схемотехнических решений. Для улучшения основных показателей качества ЦСЭУ предлагается использовать двухсвязный и комбинированный принципы управления [1, 2].

**Анализ исследований и публикаций.** В публикациях, посвященных проблеме повышения качественных (точностных) показателей ЦСЭУ, основное внимание уделяется замкнутым системам. В системах с принципом управления по отклонению уменьшения установившейся и переходной составляющих ошибки можно достичь изменением параметров (коэффициентов передачи, постоянных времени отдельных звеньев) либо введением различных корректирующих устройств. Для уменьшения и устранения вынужденной составляющей ошибки следует повышать порядок астатизма системы [3]. С этой целью в замкнутый контур управления вводят дополнительное интегрирующее звено (метод (В.А. Боднера); или подключают усилитель с очень большим коэффициентом усиления, охваченный корректирующей отрицательной обратной связью (метод М.В. Меерова); применяют корректирующую критическую обратную связь, охватывающую один из каскадов усилителя (метод Т.Н. Соколова) или во внешнюю отрицательную связь вводят частотно-зависимые элементы (метод Л.Г. Кинга) или используют внутреннюю корректирующую обратную связь (метод Н.И. Соколова), а также применяют другие методы.

Однако в системах с управлением по отклонению условия уменьшения вынужденной и переходной составляющих ошибки противоречивы. Поэтому при выборе параметров таких систем необходимо принимать компромиссное решение, удовлетворяющее одновременно требованиям к точности как в установившемся, так и в переходном режимах.

Анализ показывает, что наиболее перспективны системы с двухсвязным и комбинированным управлением. В двухсвязной системе имеется дополнительная и основная системы, связанные между собой с помощью корректирующего устройства. Комбинированная система сочетает управление по отклонению и по задающему (возмущающему) воздействию. В таких системах отсутствует противоречие между условиями устойчивости и инвариантности.

Наиболее полное решение задачи повышения качественных показателей дает теория инвариантности [3], определяющая пути независимости выходной величины от

возмущающего воздействия и условия точного воспроизведения на выходе системы величины, соответствующей задающему воздействию.

**Постановка задачи исследования.** Целью данной статьи является обоснование эквивалентности двухсвязной системы ЦСЭУ системе с комбинированным управлением при различных алгоритмах функционирования.

**Решение задачи и результаты.** По алгоритму функционирования ЦСЭУ подразделяются на следящие и стабилизирующие системы. Структурная схема следящей двухсвязной ЦСЭУ изображена на рис. 1, где  $\alpha(p)$  – задающее воздействие;  $\beta_1(p)$  – управляемая величина дополнительной системы ЦСЭУ (ДС ЦСЭУ);  $\theta_1(p)$  – отклонение управляемой величины от требуемого значения ДС ЦСЭУ;  $\beta(p)$  – управляемая величина основной системы ЦСЭУ (ОС ЦСЭУ);  $\theta(p)$  – отклонение управляемой величины от требуемого значения ОС ЦСЭУ;  $K_{П1}(z)$ ,  $K_{П}(z)$  – дискретные передаточные функции пороговых устройств с интеграторами в цепи местной отрицательной обратной связи ДС и ОС, соответственно;  $K_{Н1}(z)$ ,  $K_{Н}(z)$  – передаточные функции приведенных непрерывных частей, содержащих фиксирующие элементы нулевого порядка, интеграторы и непрерывные линейные части первого порядка ДС и ОС, соответственно;  $K_{КУ}(z)$  – дискретная передаточная функция корректирующего устройства;  $\Sigma 1$ ,  $\Sigma 2$  – элементы сравнения;  $\Sigma 3$  – сумматор [1, 2].

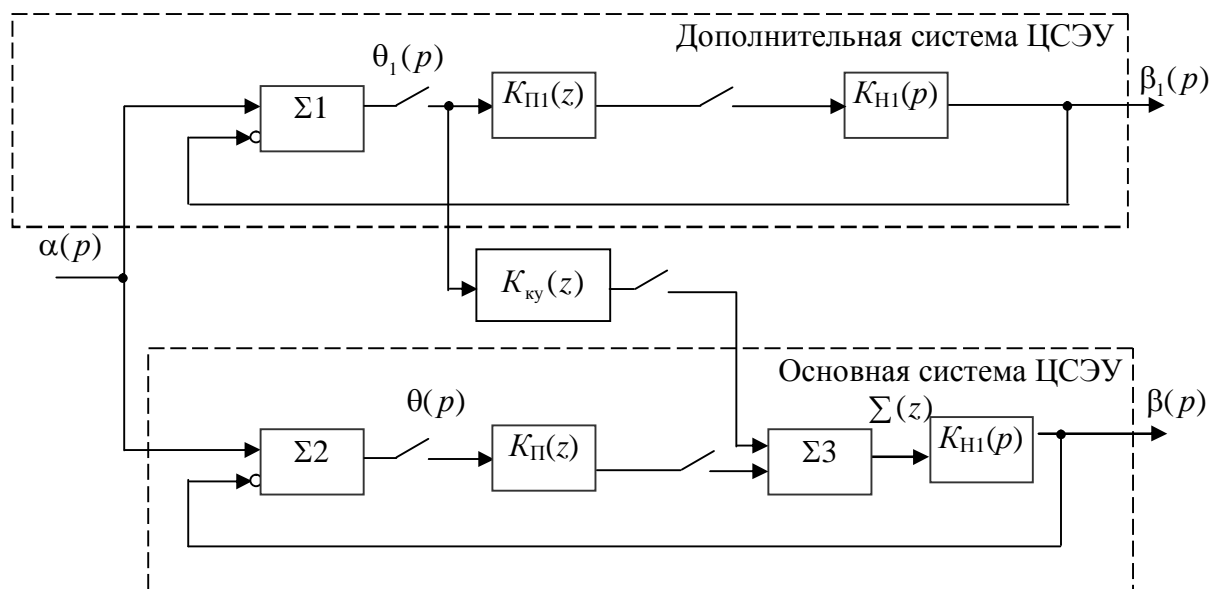


Рис. 1. Структурная схема следящей двухсвязной системы ЦСЭУ

В соответствии с рис. 1 уравнения элементов определяются выражениями

$$\begin{cases} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p); \\ \beta(p) = K_H(p) \cdot \Sigma(z); \\ \Sigma(z) = K_P(z)\theta(p) + K_{КУ}(z)\theta_1(p); \\ \theta_1(p) = \alpha(p) - \beta_1(p) = K_{\theta 1}(z)\alpha(p), \end{cases} \quad (1)$$

где  $K_{\theta 1}(z) = \frac{\theta_1(p)}{\alpha(p)}$  – дискретная передаточная функция ДС ЦСЭУ относительно ошибки  $\theta_1(p)$ .

Применив дискретное преобразование Лапласа и исключив промежуточные переменные получим дискретную передаточную функцию следящей двухсвязной системы ЦСЭУ по ошибке, вызванной задающим воздействием

$$K_{дс}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{1 - K_{кв}(z)K_{\theta 1}(z)K_H(z)}{1 + K_{\Pi}(z)K_H(z)} = \frac{[F_{\theta 1}(z)F_H(z) - K_{кв}(z) \cdot D_{\theta 1}(z) \cdot D_H(z)]F_{\Pi}(z)}{[F_{\Pi}(z)F_H(z) + D_{\Pi}(z)D_H(z)]F_{\theta 1}(z)}, \quad (2)$$

где  $K_i(z) = \frac{D_i(z)}{F_i(z)}$ .

Структурная схема следящей комбинированной основной системы ЦСЭУ представлена на рис. 2.

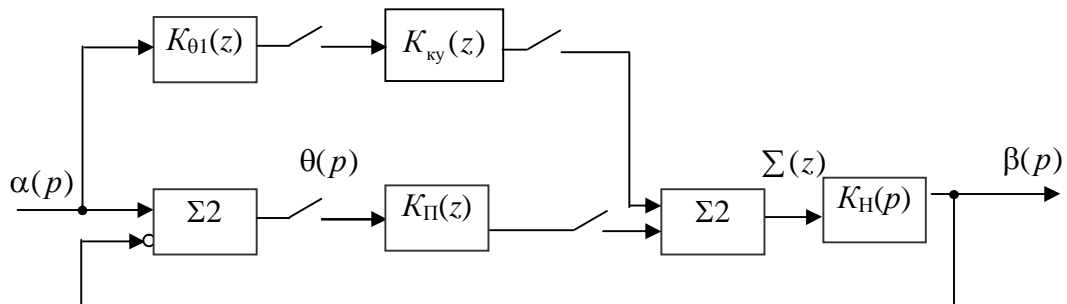


Рис. 2. Структурная схема следящей комбинированной системы ЦСЭУ

Запишем уравнения элементов комбинированной системы

$$\begin{cases} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p); \\ \beta(p) = K_H(p) \cdot \Sigma(z); \\ \Sigma(z) = K_{\theta 1}(z)K_{кв}(z)\alpha(p) + K_{\Pi}(z)\theta(p). \end{cases} \quad (3)$$

Исключая промежуточные переменные получим дискретную передаточную функцию следящей комбинированной системы ЦСЭУ по ошибке

$$K_{комб}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{1 - K_{кв}(z)K_{\theta 1}(z)K_H(z)}{1 + K_{\Pi}(z)K_H(z)} = \frac{[F_{\theta 1}(z)F_H(z) - K_{кв}(z) \cdot D_{\theta 1}(z) \cdot D_H(z)]F_{\Pi}(z)}{[F_{\Pi}(z)F_H(z) + D_{\Pi}(z)D_H(z)]F_{\theta 1}(z)}. \quad (4)$$

Уравнение (4) для следящей комбинированной системы ЦСЭУ совпадает с уравнением (2) для следящей двухсвязной системы, что свидетельствует об эквивалентности этих систем.

С учетом того, что  $K_{\theta 1}(z) = \frac{1}{1 + K_{\Pi}(z)K_H(z)}$  и принимая во внимание, что

$K_{\Pi 1}(z) = K_H(z)$  и  $K_{\Pi 2}(z) = K_{\Pi}(z)$  дискретная передаточная функция следящей (как двухсвязной, так и комбинированной) системы примет вид

$$K_{след}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{[F_{\Pi}(z)F_H(z) + D_{\Pi}(z)D_H(z) - K_{кв}(z)F_{\Pi}(z)D_H(z)]F_{\Pi}(z)F_H(z)}{[F_{\Pi}(z)F_H(z) + D_{\Pi}(z)D_H(z)]^2}. \quad (5)$$

После подстановки значений передаточных функций звеньев

$$K_{\Pi}(z) = \frac{D_{\Pi}(z)}{F_{\Pi}(z)} = \frac{1-z^{-1}}{1-bz^{-1}}; \quad K_{\text{Н}}(z) = \frac{D_{\Pi}(z)}{F_{\Pi}(z)} = \frac{c_1z^{-1} + c_2z^{-2}}{d_2(1-z^{-1})^2 + (1-d_2)(1-z^{-1})};$$

$K_{\text{КУ}}(z) = k_1(1-z^{-1})$  [2] и преобразований получаем дискретную передаточную функцию следящей системы в виде

$$K_{\text{СЛЕД}}(z) = \frac{\theta(z)}{\alpha(z)} = \frac{(1-z^{-1})^{v=0} \left\{ (1-bz^{-1})[d_2(1-z^{-1}) + (1-d_2)] + (c_1z^{-1} + c_2z^{-2}) \right\} - k_1(c_1z^{-1} + c_2z^{-2})(1-bz^{-1})}{\left\{ (1-bz^{-1})[d_2(1-z^{-1}) + (1-d_2)] + (c_1z^{-1} + c_2z^{-2}) \right\}^2}. \quad (6)$$

Порядок астатизма дискретной системы определяется степенью  $v$  оператора конечной разности  $(1-z^{-1})$ , являющегося числителем дискретной передаточной функции по ошибке [4]. Двухсвязная и комбинированная следящие системы ЦСЭУ имеют астатизм нулевого порядка, т.е. являются статическими и в них возникает постоянная ошибка при ступенчатом изменении задающего воздействия и возрастающая во времени до бесконечности ошибка при изменении задающего воздействия по линейному и более сложным законам. Как видно из выражения (6) введение корректирующего устройства в двухсвязную либо в комбинированную следящую систему ЦСЭУ еще не приводит к повышению порядка астатизма. Для того, чтобы повысить порядок астатизма необходимо выбрать в данном случае при указанных значениях передаточных функций звеньев значение коэффициента передачи  $k_1 = \frac{(1-b)(1-d_2) + c_1 + c_2}{(c_1 + c_2)(1-b)}$ . Это выражение является условием

повышения порядка астатизма с нулевого до первого. При этом в следящих системах ЦСЭУ ошибки в установившихся режимах: при ступенчатом воздействии – равна нулю; при воздействии, меняющемся по линейному закону – равна постоянной величине; а при воздействии, меняющемся по закону квадратичной функции – растет до бесконечности.

Структурная схема стабилизирующей двухсвязной системы ЦСЭУ приведена на рис. 3, где  $L(p)$  – возмущающее воздействие.

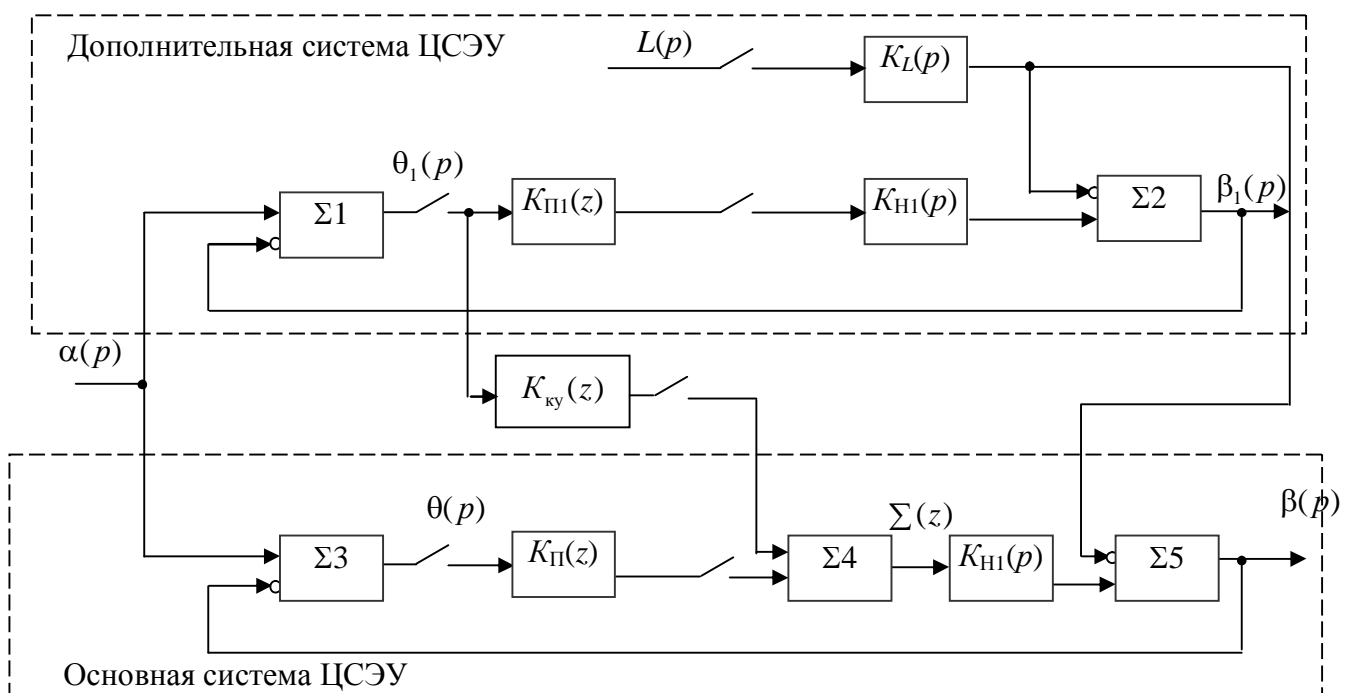


Рис. 3. Структурная схема стабилизирующей двухсвязной системы ЦСЭУ

В соответствии с рис. 3 уравнения элементов имеют вид

$$\begin{cases} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p); \\ \beta(p) = K_H(p) \cdot \Sigma(z) - K_L(p)L(p); \\ \Sigma(z) = K_{\Pi}(z)\theta(p) + K_{КВ}(z)\theta_1(p); \\ \theta_1(p) = \alpha(p) - \beta_1(p); \\ \beta_1(p) = K_{\Pi}(z)K_{H1}(p)\theta_1(p) - K_L(p)L(p), \end{cases} \quad (7)$$

где  $K_L(p) = \frac{D_L(p)}{F_L(p)}$  – передаточная функция канала возмущения.

Применив z-преобразование и исключив промежуточные переменные получим дискретную передаточную функцию стабилизирующей двухсвязной системы ЦСЭУ по ошибке, вызванной возмущающим воздействием

$$K_{дс}(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = \frac{[F_{\Pi}(z)F_H(z) + D_{\Pi}(z)D_H(z) - K_{КВ}(z)F_{\Pi}(z)D_H(z)]D_L(z)F_{\Pi}(z)F_H(z)}{[F_{\Pi}(z)F_H(z) - D_{\Pi}(z)D_H(z)]^2 \cdot F_L(z)}. \quad (8)$$

Структурная схема стабилизирующей комбинированной основной системы ЦСЭУ представлена на рис. 4.

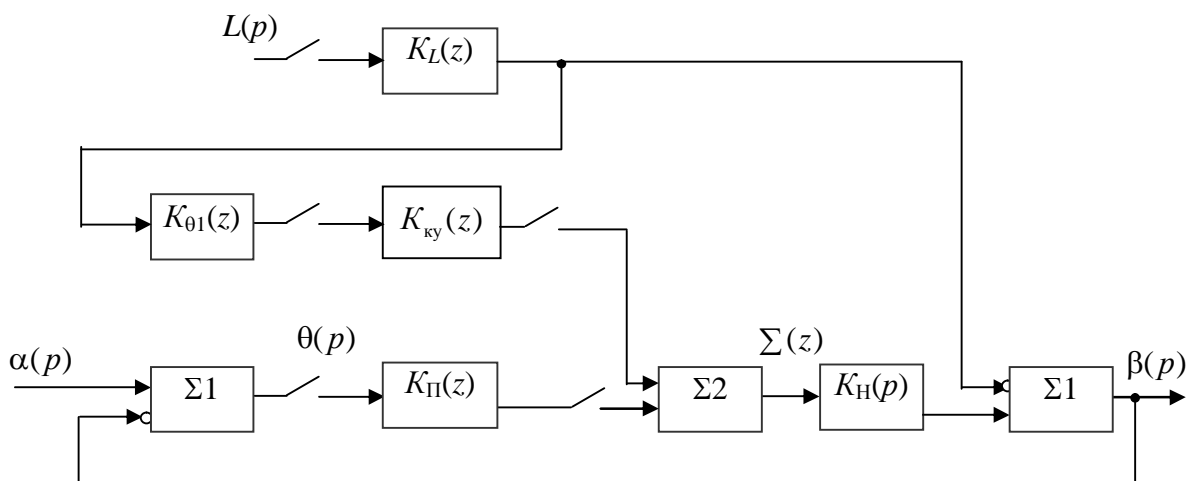


Рис. 4. Структурная схема стабилизирующей комбинированной системы ЦСЭУ

В соответствии с рис. 4 запишем уравнения стабилизирующей комбинированной системы

$$\begin{cases} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p); \\ \beta(p) = K_H(p) \cdot \Sigma(z) - K_L(p)L(p); \\ \Sigma(z) = K_{\Pi}(z)\theta(p) + K_L(p)K_{\theta_1}(p)K_{КВ}(z)L(p), \end{cases} \quad (9)$$

где  $K_{\theta_1}(z) = \frac{1}{1 + K_{\Pi}(z)K_H(z)}$ .

После подстановки значения  $K_{\theta_1}(p)$ , исключив промежуточные переменные и приняв  $\alpha(p) = 0$ , находим дискретную передаточную функцию стабилизирующей комбинированной системы ЦСЭУ по ошибке

$$K_{\text{КОМБ}}(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = \frac{[F_{\Pi}(z)F_{\text{H}}(z) + D_{\Pi}(z)D_{\text{H}}(z) - K_{\text{КУ}}(z)F_{\Pi}(z)D_{\text{H}}(z)]D_L(z)F_{\Pi}(z)F_{\text{H}}(z)}{[F_{\Pi}(z)F_{\text{H}}(z) + D_{\Pi}(z)D_{\text{H}}(z)]^2 \cdot F_L(z)}. \quad (10)$$

Уравнение (10) для стабилизирующей комбинированной системы ЦСЭУ совпадает с уравнением (8) для стабилизирующей двухсвязной системы, что свидетельствует об эквивалентности этих систем.

Двухсвязанная и комбинированная стабилизирующие системы ЦСЭУ имеют астатизм нулевого порядка, т.е. являются статическими. С целью повышения порядка астатизма необходимо выбрать такое же значение коэффициента передачи  $k_1$  корректирующего устройства  $K_{\text{КУ}}$ , что и для следящей системы, так как выражения в скобках числителей передаточных функций стабилизирующей и следящей системы ЦСЭУ совпадают.

### Выводы

1. Показано, что двухсвязанная система ЦСЭУ и комбинированная система ЦСЭУ, работающие как в режиме слежения, так и в режиме стабилизации, эквивалентны.
2. Комбинированная система проще, так как содержит только основную систему ЦСЭУ.
3. Введение корректирующего устройства и в двухсвязную систему, и в комбинированную систему ЦСЭУ еще не приводит к увеличению точности в установившихся режимах. Только при определенном значении коэффициента передачи КУ порядок астатизма становится равным единице, т.е. устраняется ошибка при скачкообразном изменении задающего или возмущающего воздействия.
4. Дальнейшее повышение точности требует усложнения корректирующего

устройства в виде  $K_{\text{КУ}}(z) = k_1(1 - z^{-1}) + \sum_{i=2}^n (1 - z^{-1})^i$ .

### Литература

1. Нетудыхата Л.И., Стеглов В.К. Системы фазовой автоподстройки в устройствах связи. – К.: Техніка, 2003. – 368 с.
2. Андреев А.И. Повышение точности силовых электронных устройств с цифровым управлением // Технічна електродинаміка. – Тем. випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2002. – Ч. 8. – С. 30-33.
3. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К. Бріцький О.І. Теорія автоматичного управління. – К.: Техніка, 2002. – 688 с.
4. Стеглов В.К. Проектування систем автоматичного керування. – К.: Вища школа, 1995. – 231 с.