УДК 621.314

А.І. Андрєєв
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,
кафедра мереж поштового зв'язку

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ЦИФРОВИХ СТАБІЛІЗОВАНИХ СЕП З БЛЧ 2-го ПОРЯДКУ

© Андрєєв А.І., 2002

Розглянуті цифрові силові електронні пристрої (СЕП) з безперервною лінійною частиною (БЛЧ) 2-го порядку, які працюють в режимі стабілізації. Отримані дискретні передавальні функції замкненої та комбінованої систем. Застосування комбінованої СЕП дасть змогу підвищити порядок астатизму.

The digital power electronic devices are considered. They have a continuous linear part of the second order and work in a mode of stabilization. The discrete transfer functions of the closed and combined system are received. The application of the combined power electronic devices allows to raise the order of astigmatic.

Ефективним шляхом підвищення енергетичних і якісних показників радіотехнічних і телекомунікаційних систем є удосконалювання силових електронних пристроїв (СЕП), що містять підсилювачі, формувачі, стабілізатори і перетворювачі напруги. За функціональним призначенням ці пристрої істотно відрізняються один від одного, однак з енергетичного погляду їх можна розглядати [1] як пристрої перетворення енергії джерела живлення в енергію, необхідну для навантаження якості. Поліпшення енергетичних показників СЕП зв'язано з дискретними (імпульсними і цифровими) методами керування напівпровідниковими приладами, а підвищення якісних (точнісних) показників зумовлюється ступенем компенсації помилок, спричинених основними збурюючими і задавальними діяннями. За алгоритмами функціонування СЕП підрозділяються на стабілізуючі, програмні, слідкуючі і перетворюючі системи.

У цій роботі розв'язується задача підвищення точності СЕП з дельта-модуляцією (ДМ) і безперервною лінійною частиною (БЛЧ) 2-го порядку, що працюють у режимі стабілізації.

ДМ широко застосовується в техніці зв'язку [2], пристроях цифрової обробки сигналів [3], останнім часом почали використовуватися в пристроях силової електроніці, зокрема, у високочастотних транзисторних стабілізованих перетворювачах напруги ряду закордонних фірм [4]. ДМ є різновидом цифрових різницевих систем із прогнозом, де різницевий сигнал – дворівневий і інформація передається лише про знак приросту збільшення. Існує багато видів ДМ, що відрізняються видом провісника, способом формування інформаційної імпульсної послідовності, частотою дискретизації тощо. У СЕП з високою частотою дискретизації доцільно використовувати лінійну (класичну) ДМ, тому що вона характеризується простотою реалізації [5].

Структурна схема замкненої системи СЕП з лінійної ДМ [6] зображена на рис. 1, де $\alpha(t)$ – задавальне діяння, $L(t)$ – збурююче діяння, $\beta(t)$ – керована величина, $\theta(t)$ – відхилення керованої величини від потрібного значення, $K_п(z)$ – дискретна передаточна функція порігового пристрою з інтегратором І1 у ланцюзі місцевого негативного зворотного зв'язку, $K_L(p)$ – передаточна функція каналу збурення, $K_н(p)=K_{фе}(p)K_{І2}(p)K_{БЛЧ}(p)$ – передаточна

функція приведеної безперервної частини, що містить фіксуючий елемент нульового порядку, інтегратор I2 і безперервну лінійну частину другого порядку.

Передаточні функції ланок такі:

$$K_{фе} = \left(1 - e^{-T_0 p}\right)/p, \quad K_{I1} = k_1/p, \quad K_{I2}(p) = k_2/p,$$

$$K_{БЛЧ}(p) = \frac{k_ф}{T_ф^2 p^2 + 2\xi T_ф p + 1}, \qquad K_L = \frac{k_ф(1 - e^{-T_0 p})}{(T_ф^2 p^2 + 2\xi T_ф p + 1)p},$$

де T_0 – період повторення імпульсів; $T_ф$ – стала часу фільтра; k_{I1}, k_{I2}, $k_ф$ – коефіцієнти передачі відповідних ланок; $p \equiv d/dt$ – символ диференціювання.

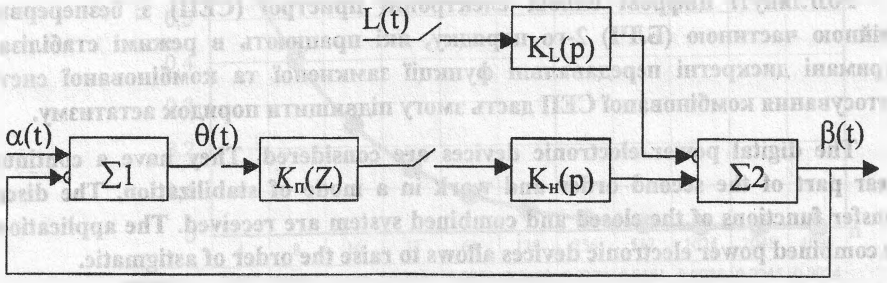

Рис. 1. Структурна схема замкненої системи СЕП з ЛДМ

Згідно із рис. 1 рівняння динаміки для системи мають вигляд:

$$\theta(p)=\alpha(p)-\beta(p),$$
$$\beta(p)=K_п(z)K_н(p)\theta(p)-K_L(p)L(p).$$

Підлягаючи рівняння дискретному перетворенню Лапласа (z-перетворенню), і для спрощення аналізу впливу L(p) на θ(p), прийнявши α(p)=0, одержимо дискретну передатну функцію стабілізованої замкненої системи по помилці, викликаної збурюючим діянням:

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = \frac{K_L(z)}{1 + K_п(z)K_н(z)} = \frac{D_L(z)F_п(z)F_н(z)}{[F_п(z)F_н(z) + D_п(z)D_н(z)]F_L(z)},$$

де $K_i(z)=D_i(z)/F_i(z)$.

Визначимо дискретні передаточні функції ланок:

порогового пристрою з інтегратором I1 у ланцюзі негативного зворотного зв'язку

$$K_п(z) = \frac{1}{1 + Z\left\{\frac{1 - e^{-T_0 p}}{p} \cdot \frac{k_{I1}}{p}\right\}} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - bz^{-1}},$$

де $b=1-k_{I1}T_0$;

приведеної безперервної частини, що згідно з [7] може бути зображена у вигляді

$$K_н(z) = Z\left\{\frac{1 - e^{-T_0 p}}{p} \cdot \frac{k_{I2}}{p} \cdot \frac{k_ф}{T_ф^2 p^2 + 2\xi T_ф p + 1}\right\} = \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3}}{\left(1 - z^{-1}\right)\left[1 + (d_1 + 1)z^{-1} - d_3 z^{-2}\right]}$$

де

$$c_1 = k_{i2}k_\Phi T_\Phi^2\left[\frac{T_o}{T_\Phi} - \frac{2\xi}{T_\Phi} + \frac{2\xi}{T_\Phi}\sqrt{B}\left(\cos KT_o + \frac{4\xi^{-2}/T_\Phi}{4\xi^K}\cdot\sin KT_o\right)\right],$$

$$c_2 = k_{i2}k_\Phi T_\Phi^2\left[\frac{2\xi}{T_\Phi}(1-B) - \frac{2T_o}{T_\Phi^2}\sqrt{B}\cos KT_o - \frac{4\xi}{T_\Phi}\sqrt{B}\cdot\frac{4\xi^{-2}/T_\Phi}{4\xi^K}\cdot\sin KT_o\right],$$

$$c_3 = k_{i2}k_\Phi T_\Phi^2\left[\left(\frac{T_o}{T_\Phi^2} + \frac{2\xi}{T_\Phi}\right)B - \frac{2\xi}{T_\Phi}\sqrt{B}\left(\cos KT_o - \frac{4\xi^{-2}/T_\Phi}{4\xi^K}\cdot\sin KT_o\right)\right],$$

$$d_1 = \left(1 + 2\sqrt{B}\cos KT_o\right),\quad d_3 = -B,\quad B = e^{\frac{-2\xi T_o}{T_\Phi}},\quad K = \frac{1}{T_\Phi}\sqrt{1-\xi^2}$$

каналу збурення $K_L(z) = Z\left\{\frac{1-e^{-T_{op}}}{p}\cdot\frac{K_\Phi}{T_p^2p^2 + 2\xi T_\Phi p + 1}\right\} = \frac{e_1z^{-1} + e_2z^{-2}}{1 + f_1z^{-1} + f_2z^{-2}}$,

де

$$e_1 = R_\Phi T_\Phi^2\left[1 - \sqrt{B}\left(\frac{\xi}{T_\Phi K}\cdot\sin KT_o + \cos KT_o\right)\right],$$

$$e_2 = R_\Phi T_\Phi^2\left[B + \sqrt{B}\left(\frac{\xi}{T_\Phi K}\cdot\sin KT_o - \cos KT_o\right)\right],$$

$$f_1 = -2\sqrt{B}\cos KT_o,\ f_2 = B,\ K = \frac{1}{T_\Phi}\sqrt{1-\xi^2},\ B = e^{\frac{-2\xi T_o}{T_\Phi}}.$$

Після підстановки значень передаточних функцій і перетворення одержуємо

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = (1-z^{-1})^{\nu=0}\frac{\left(e_1z^{-1} + e_2z^{-2}\right)\left(1 - bz^{-1}\right)\left[1 + (d_1+1)z^{-1} - d_3z^{-2}\right]}{\left(1 - bz^{-1}\right)\left[1 + (d_1+1)z^{-1} - d_3z^{-2}\right] + \left(e_1z^{-1} + e_2z^{-2}e_3z^{-3}\right)\left(1 + f_1z^{-2}\right)}.$$

Порядок астатизму системи визначається ступенем оператора кінцевої різниці $(1-z^{-1})$, що є загальним множником дискретної передатної функції системи по збурюючому діянню. Замкнена система СЕП з ЛДМ має астатизм нульового порядку, тобто є статичною і в ній виникає постійна помилка при східчастій зміні збурюючого діяння, і зростаючій у часі до нескінченності при зміні збурюючого діяння, по лінійному $L(t)=L_0+L_1t$ і більш складних законах.

Підвищення точності (порядку астатизму) СЕП з ДМ може бути досягнуто за рахунок застосування принципу комбінованого керування, що поєднує принцип керування по відхиленню і принцип керування по збуренню [8]. У комбінованих системах немає протиріччя між умовою інваріантості й умовою стійкості.

Комбінована система СЕП з ЛДМ (рис. 2) характеризується наявністю зв'язку по збуренню. Дискретна передаточна функція цього зв'язку на структурній схемі позначена $K_K(z)$.

Згідно зі схемою системи рівняння її елементів мають вигляд:

$$\theta(p)=\alpha(p)-\beta(p),\ \Sigma(z)=K_п(z)\theta(p)+K_K(z)L(p),\ \beta(p)=K_н(p)\Sigma(z)-K_L(p)L(p).$$

Виключивши проміжні перемінні $\beta(p)$, $\Sigma(z)$ і прийнявши $\alpha(p)=0$, знаходимо дискретну передаточну функцію системи за похибкою, викликаної впливом збурення

$$K(z) = \frac{\theta(z)}{L(z)} = \frac{K_L(z) - K_K(z)K_н(z)}{1 + K_п(z)K_н(z)} = \frac{[D_L(z)F_н(z) - K_KD_н(z)F_L(z)]F_п(z)}{[F_п(z)F_н(z) + D_п(z)D_н(z)]F_L(z)},$$

відповідно до [8] виберемо дискретну передатну функцію зв'язку вигляду $K_K(z)=k_1(1-z^{-1})$.

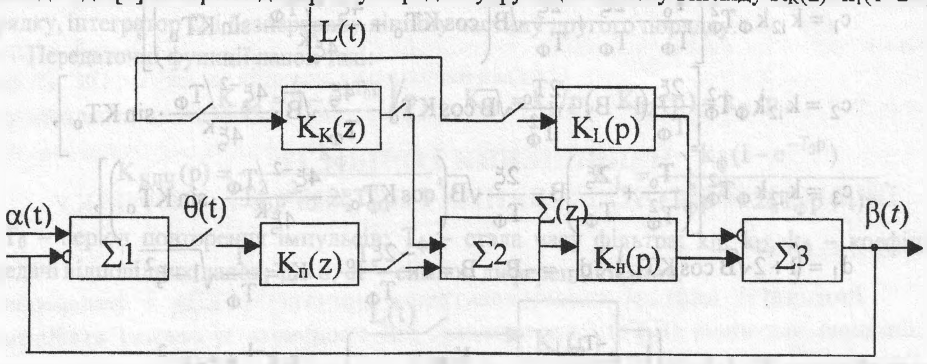

Рис. 2. Структурна схема комбінованої системи СЕП з ЛДМ

Після підстановки значень передаточних функцій і перетворення одержуємо

$$K(z)=\frac{\theta(z)}{L(z)}=(1-z^{-1})^{\nu=0}\times$$
$$\frac{\left\{e_1z^{-1}+e_2z^{-2}\left[1+(d_1+1)z^{-1}-d_3z^{-2}\right]-K_1\left(c_1z^{-1}+c_2z^{-2}+c_3z^{-3}\right)\left(1+f_1z^{-1}+f_2z^{-2}\right)\right\}\left(1-bz^{-1}\right)}{\left\{1+(d_1+1)z^{-1}-d_3z^{-2}\left[1-bz^{-1}\right)+\left(c_1z^{-1}+c_2z^{-2}c_3z^{-3}\right)\right\}\left(1+f_1z^{-1}+f_2z^{-2}\right)}$$

Як видно з отриманого виразу, введення коректуючої ланки зв'язку за збурюючим впливом, ще не приводить до підвищення порядку астатизму системи. Для того, щоб підвищити порядок астатизму необхідно вибрати значення коефіцієнта передачі

$$k_1=\frac{(e_1+e_2)\left[1+(d_1+1)-d_3\right]}{(c_1+c_2+c_2)(1+f_1+f_2)}.$$

Цей вираз є умовою підвищення порядку астатизму з нульового до першого.

У такій стабілізованій комбінованій системі СЕП з ДМ помилки в сталих режимах: при східчастому впливі дорівнює нулю; при впливі, що міняється за лінійним законом, дорівнює постійній величині і при впливі, що змінюється за законом квадратичної функції, росте до нескінченності.

Подальше підвищення точності комбінованих стабілізованих систем СЕП з ДМ вимагає ускладнення коректуючого ланцюга зв'язку по збуренню.

1. Букреев С.С. Силовые электронные устройства. – М.: Радио и связь, 1982. – 256 с. 2. Цифровые системы передачи: Пер. с польск. / Под ред. В.Д. Романова. – М.: Радио и связь, 1982. – 215 с. 3. Погребной В.А. Дельта-модуляция в цифровой обработке сигналов. – М.: Радио и связь, 1990. – 216 с. 4. Афонин М.В. Новое поколение ИБП // Сети и системы связи. – 1998. – № 8(30). – С. 128–133. 5. Andreev A. Power electronic devices with digital modulation // Proceedings of International Conference "TCSET'2000" – Slavsko. – P. 228–229. 6. Андреев А.И. Анализ замкнутой системы СЭУ с ДМ // Пр. міжнар. Конференції з управління "Автоматика-2000". – Львів. – Т. 3. – С. 7–11. 7. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами. – К.: Радіоаматор, 1998. – 704 с. 8. Стеклов В.К. Проектування систем автоматичного керування. – К.: Вища шк., 1995. – 231 с.