6. *Спірін В.М., Губаревич В.М., Гребенюк В.Г., Салко С.В., Маруня Ю.В.* Дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАНУ, 2016. – Вип. 43. – С. 96–101.
7. *Спирин В.М., Курач А.М.* Определение коэффициентов преобразования выпрямителя, питающегося от источника стабилизированного тока при зарядке емкостного накопителя // Методы и технологические средства стабилизации тока. – К.: Наук. думка. 1980. – С. 37–45.
8. *Спирин В.М. Курач А.М., Вильский Г.Б.* Энергетические характеристики зарядных устройств с индуктивно-емкостным преобразователем источника напряжения в источник тока // Оптимизация устройств энергетической электроники. – К.: Наук. думка. 1982. – С. 30–32.

УДК 621.314
В.М. Спирин, докт. техн. наук, **В.Н. Губаревич**, канд. техн. наук, **В.Г. Гребенюк**, вед. инж., **С.В. Салко**, инж., **Ю.В. Маруня**, инж.
Інститут электродинамики НАН Украины,
пр.Победы, 56, Киев, 03057, Украина
Исследование работы активного корректора формы тока при малой мощности нагрузки
На основе теории планирования экспериментов определены зависимости коэффициента искажений гармоник тока потребления в системе LMC- фильтр – однофазный мостовой выпрямитель с емкостным фильтром при малой мощности нагрузки в функции от емкости фильтра и сопротивления нагрузки. Библ. 8, рис. 5, табл. 2.
Ключевые слова: мощность нагрузки, емкость фильтра, *LMC*-фильтр, выпрямитель.

V.M. Spirin, V.M. Gubarevych, V.G. Grebenyuk, S.V. Salko,Yu.V. Marunya
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine
The work of an active current corrector at low load power examination
Based on the experiment planning theory, in the "LMC-filter – single-phase bridge rectifier with a capacitive filter" system under low power condition, the current harmonic distortion factor behaviour as a function of the filter capacity and the load resistance was investigated. References 8, figures 5, tables 2.
Key words: load power, filter capacity, *LMC*-filter, Rectifier.

Надійшла 30.03.2017
Received 30.03.2017

УДК 621.314

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ІНВАРІАНТНИХ ПІДСИЛЮВАЛЬНО-ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ З ПРОГНОЗУВАННЯМ ДЛЯ АПАРАТНИХ ЗАСОБІВ АВТОНОМНИХ ОБ'ЄКТІВ

О.В. Самков[1], докт. техн. наук, **В.С. Смирнов**[2], докт. техн. наук, **О.Й. Штіфзон**[3], **С.В. Любицький**[4], **В.В. Лізанець**[5], канд. техн. наук
1 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
2–4 – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна
5 – Свалявський технічний коледж НУХТ,
Свалява, Україна
e-mail: samkov@ied.org.ua

Розглянуто принципи побудови структурно-інваріантних підсилювально-перетворювальних систем (ППС) на основі імпульсно-кодової модуляції. Наведено переваги застосування адаптивної дельта-модуляції (ДМ) при цифровій обробці сигналів, розглянуто роботу функціональної схеми адаптивного ДМ-декодера. Описано роботу блока аналізатора-екстраполятора. Запропоновано двоканальну структурну організацію силового тракту перетворювальної системи для усунення спотворень сигналу внаслідок миттєвого нульового рівня вхідної напруги при використанні однофазної змінної напруги живлення. Бібл. 9, рис. 10.

© Самков О.В., Смирнов В.С., Штіфзон О.Й., Любицький С.В., Лізанець В.В., 2017

Ключові слова: підсилювально-перетворювальна система, структурна інваріантність, алгоритм «модуляція-демодуляція».

Підсилювально-перетворювальні системи (ППС) є необхідним елементом різноманітного електронного обладнання. Для забезпечення заданих характеристик ППС в основному використовують теорію інваріантності. При побудові ППС модуляційного типу застосування цієї теорії ускладнено. Це пояснюється нелінійністю дискретних систем автоматичного управління, до яких належать сучасні ППС.

Обґрунтування положень структурної інваріантності ППС передбачає інваріантність структурної організації стосовно їх функціонального призначення. При побудові ППС найбільш поширені імпульсні модуляційні методи синтезування вихідного сигналу [1, 5].

Порівняння різних способів імпульсної модуляції сигналу показує, що при побудові ППС доцільно використовувати багаторівневу кусково-неперервну апроксимацію вихідного сигналу. При цьому найдоцільніша розробка структур, які використовують при синтезі дискретні види модуляції, наприклад, імпульсно-кодову модуляцію (ІКМ). Використання принципів ІКМ, методів і засобів цифрової техніки дає змогу реалізувати найбільш ефективні алгоритми управління і змінювати їх на програмному рівні.

Отже, синтезування вихідного сигналу можна сформулювати таким чином: деякі ППС, на вхід яких подається довільний сигнал $F(t)$, перетворюють його для отримання вихідного сигналу, формування якого можна розглядати як процес періодичної модуляції довільного сигналу $F(t)$ відповідною періодичною комутаційною функцією $\bar{Q}(t)$. На рис. 1 представлена узагальнена структурна організація ППС, де позначено: БМ – блок модуляції; ДМ – демодулятор; СТ – силовий тракт.

Математично це можна записати $\bar{f}(t) = \bar{F}(t) \cdot \bar{Q}(t)$. Слід зазначити, що за наявності апріорної й поточної неповноти інформації про впливаючі функції, завдання синтезу зводиться до визначення комутаційної функції $Q(t)$ миттєвих значень. При цьому узагальнене функціональне рівняння перетворюючого тракту ППС має вигляд $\bar{f}(t) = \bar{F}(t) \cdot stp(\omega t) \cdot \bar{Q}(t) \cdot stp(\omega t)^{-1}$, або $\bar{f}(t) = \bar{F}(t) \cdot \bar{Q}(t)$. Звідки $\bar{Q}(t) = \bar{F}(t)/\bar{f}(t)$, де $\bar{f}(t), \bar{F}(t), \bar{Q}(t)$ – дискретні квантовані функції.

Основне завдання теорії інваріантності полягає в знаходженні таких умов структурної побудови ППС, при виконанні яких рух однієї або декількох координат системи не залежить від одного або більше вхідних впливів.

У цьому випадку структурна інваріантність має на увазі незалежність структурної організації від виду формуємих і контрольованих вхідних і вихідних сигналів, а також їх параметрів.

Задачу інваріантності в класі адаптивного координатно-параметричного управління сформулюємо таким чином: необхідно знайти умови, за яких структурна організація системи буде мати властивості двократної структурної інваріантності відносно координатних впливів і параметричних збурень.

Тоді систему, що досліджується, представимо в матрично-операторній формі

$$\dot{x} = A(t)x + G(t)v + D(t)u, \qquad (1)$$

де v, u – відповідно вектори збурюючих впливів і координатного управління. Рівняння (1) запишемо у вигляді

$$A(p,t) = D(p,t)u + G(p,t)v. \qquad (2)$$

Зазначимо, що оператори $A(p,t), D(p,t), G(p,t)$ містять також інформацію про параметричні збурення, які позначимо $\Delta A(p,t), \Delta D(p,t), \Delta G(p,t)$.

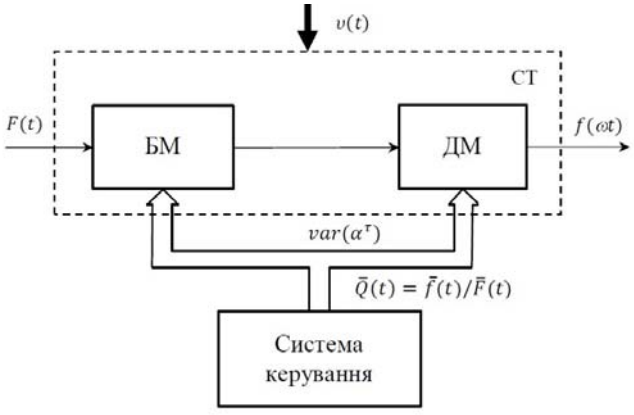

Рис. 1

Рівняння, яке описує стійку систему і

рух, що відповідає еталонній моделі, представимо у вигляді

$$A_0(p)x = D_0(p)u + G_0(p)v, \quad (3)$$

де u – вхідний керуючий вплив.

З урахуванням похибки ε неузгодженості руху синтезуємої інваріантної системи і еталонного оператора можна записати систему, що описує рух об'єкта щодо ε. З цією метою об'єднаємо рівняння (2), (3) і позначимо як $\Delta S, \Delta T, \Delta Z$ оператори компенсуючих керуючих пристроїв блока адаптації основного контура. В результаті отримаємо вираз

$$A_0(p)\varepsilon = [\Delta A(p,t) - \Delta S(p,t)]x + \Delta D(p,t) - \Delta T(p,t)]u + [\Delta G(p,t) - \Delta Z(p,t)]v. \quad (4)$$

Звідси за умов $\Delta A(p,t) = \Delta S(p,t),\ \Delta D(p,t) = \Delta T(p,t),\ \Delta G(p,t) = \Delta Z(p,t),$ а також в умовах обмежених координат x, v і відповідних похідних виконується рівність

$$A_0(p)\varepsilon = 0. \quad (5)$$

Таким чином, за нульових початкових умов і стійкості руху (5) маємо $\varepsilon(t) \equiv 0$ при будь-яких допустимих видах вхідних координатних і параметричних впливів. Умови (4), (5) є необхідними умовами структурної інваріантності системи за координатою ε.

Розглянуті варіанти структурної організації ППС дають змогу сформулювати достатні умови структурної інваріантності: наявність принаймні двох модулюючих функцій у рівнянні для узагальненої комутаційної функції $\bar{Q}(t)$ обумовлює необхідність багаторазової модуляції вхідного впливу в силовому тракті ППС відповідно до алгоритму перетворення $F(t)/\bar{f}(t)$. Отже, можна зробити висновок про оптимальну структурну організацію СТ відповідно до алгоритму «модуляція-демодуляція». Таким чином, умовою фізичної реалізованості структурно-інваріантної ППС є сепаратна організація СТ відповідно до принципу «модулятор-демодулятор».

Реалізація цього положення разом з відомими традиційними принципами інваріантності дає можливість стверджувати про клас структурно-інваріантних ППС. Структурна інваріантність дає змогу надати ППС властивості багатофункціональності (мультиопераційності).

Рішення проблеми структурної інваріантності систем поряд з можливістю поєднання функцій формування, регулювання вихідного сигналу, а також компенсації координатних і параметричних збурень в єдиному функціональному вузлі дає змогу зробити висновок про можливість реалізації ідеї Б.Н. Петрова про симетрування нелінійних каналів передачі загального збурення на програмному рівні [2, 4, 5, 7].

У структурній схемі адаптивної системи координатно-параметричного керування досить чітко виділяються два рівні ієрархічної структури: перший (основний контур) включає в себе об'єкт керування (ОК) і регулятор координатного керування, другий – блок адаптації для регулятора координатного керування (КК) і регулятор параметричного керування (ПК) (рис. 2).

Основний контур з блоком адаптації (БА) є структурою системи з самоналагодженням – адаптивної системи координатного керування, який змінює коефіцієнти регулятора координатного керування, а регулятор параметричного керування – параметри об'єкта, що є коефіцієнтами математичної моделі об'єкта.

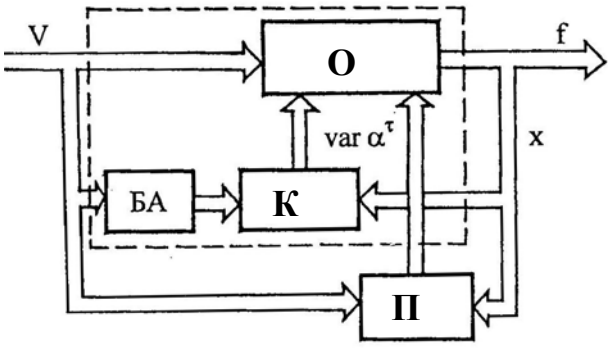

Рис. 2

Завдання другого рівня ієрархічної структури системи зводиться до забезпечення умов, при яких основний контур спроможний забезпечити виконання об'єктом його функціонального завдання при широкому діапазоні зміни динамічних властивостей об'єкта. Засобом вирішення завдання є зміна параметрів, а можливо, і структури регулятора координатного керування, а також видозміна самого об'єкта керування у процесі роботи за допомогою зміни його параметрів. При цьому

$F(\alpha_i)$ є результатом не тільки управління α^r, збурень і параметрів системи, але й значень вектора $x(t)$ на початку такту керування. Значення $x(\alpha_{i-1})$ не залишаються постійними в процесі роботи ППС навіть при $F(\alpha_i) = const$ (через дії збурень), тобто мають характер початкових збурень у такті. Оскільки і сам характер впливу збурень на $f(t)$ у кожному i-му такті залежить від $x(\alpha_{i-1})$, то для повної компенсації дії цих збурень на $F(\alpha_i)$ вектор α^rв i -му такті слід формувати з урахуванням $x(\alpha_{i-1})$.

Однак і в разі визначеної системи рівнянь для обчислення α_i^r треба мати інформацію про збурення (у тому числі й параметричні) протягом усього такту перетворення. Якщо взяти в якості вихідного припущення про довільний характер збурень, тобто вважати їх невідомими функціями часу (нехай навіть і обмеженими за модулем), то розв'язати задачу формування α_i^r для забезпечення інваріантності $F(\alpha_i)$ щодо цих збурень у загальному випадку не можливо. Її можна розв'язати тільки або при відомому законі збурень (що буває вкрай рідко), або за допомогою екстраполяції збурень на весь такт управління. З цією метою до складу СК слід ввести аналізатор-екстраполятор (АЕ). Система керування включає в себе обчислювальний блок-контролер, до якого надходить інформація про збурення $v(t)$, значення координат вектора станів, цілі керування $F(\alpha_i)$. Щоб підвищити якість керування, в систему необхідно ввести від'ємний зворотний зв'язок, зробивши $F(\alpha_i)$ функцією відхилення корисної складової вихідної координати F від заданого значення $\tilde{F}$. Таким чином, представлена організація ППС може розглядатися як структура з координатним керуванням і еталонною моделлю.

Функціональна схема ППС для випадку, коли $y(t) = const$ і параметри СТ можуть бути жорстко закладені в контролер, наведена на рис. 3. Вимірювальний перетворювач корисного значення (В) формує сигнал F, АЕ – сигнал $\tilde{v}$, що характеризує прогнозоване значення $v(t)$. Блок програмного керування (БПК) служить для зміни значення $\tilde{F}(\alpha_i)$. Очевидно, що визначити поточні значення варіантів керування $\mathrm{var}\ \alpha_i^r$ можливо лише в тому випадку, якщо відомо, яким буде вхідний вплив $v(t)$ на майбутньому інтервалі часу. З цією метою функціональна організація ППС передбачає наявність АЕ (рис. 3). Від точності екстраполяції залежить точність реалізації умов інваріантності. При цьому для підвищення точності компенсації $v(t)$ у процесі формування α_i^r слід враховувати фактичне значення збурень $v(t)$, що діють в інтервалі (α_{i-1}, t), екстраполюючи $v(t)$ на інтервал (t, α_i). Точність прогнозу при цьому зростає за рахунок зменшення інтервалу дискретизації [6, 7].

У процесі формування керуючої дії існує необхідність у цифровій обробці сигналів (ЦОС) у реальному масштабі часу. Подання сигналів у цифровій формі здійснюється за допомогою ІКМ або дельта-модуляції (ДМ). Численні види ДМ-представлення ґрунтуються на дискретизації в часі, квантування за рівнем і кодування різниці між відліками вхідного і апроксимуючого сигналів. Результат – дельта-код, взаємопов'язаний з кроками квантування. Дельта-модуляція характеризується зв'язком між кроками квантування і є більш завадостійкою, ніж ІКМ: при зникненні або трансформації кодових значень катастрофічного збою, як при ІКМ, не відбувається. Апроксимуючий сигнал формується шляхом підсумовування відповідних кроків квантування. Оскільки різницевий сигнал змінюється в більш вузькому діапазоні, ніж вхідний, при однаковій роздільній спроможності пристроїв ЦОС розрядність ДМ-коду завжди нижча, ніж коду ІКМ. Саме ця обставина робить привабливим застосування ДМ в ЦОС: призводить до простих, економічних і надійних реалізацій процесів, що дає змогу в деяких випадках обробляти і більш широкосмугові сигнали. З огляду на адаптивність ДМ більш пристосована, ніж ІКМ для обробки безперервних нестаціонарних сигналів, зокрема, локально-стаціонарних. У адаптивній ДМ (АДМ)

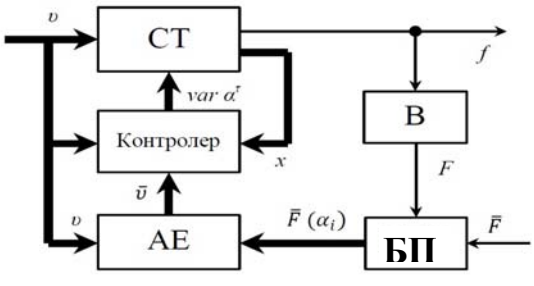

Рис. 3

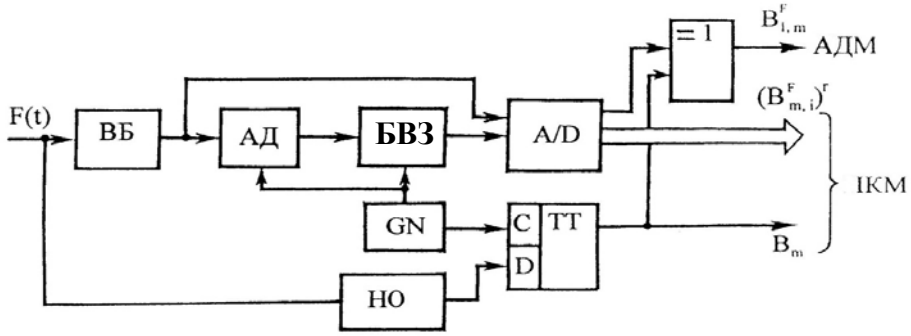

Рис. 4

апроксимуючий сигнал $\{x_i\}$ формується в процесі прогнозування величини кроку квантування на основі аналізу декількох попередніх. Тому АДМ, так само як і інші адаптивні види ДМ, зручна для обробки тих випадкових нестаціонарних процесів, прогнозування яких може здійснюватися з достатньою точністю. АДМ має властивість компресії (стиснення), завдяки якому кодер змінює структуру вихідної кодової послідовності таким чином, щоб при її декомпресії підтримувалася мінімальна похибка [4]. Функціональну організацію АДМ-кодера, побудованого на основі однополярного аналого-цифрового кодера A/D, ілюструє рис. 4.

При підключенні напруги живлення до входу ППС функція $F(t)$ одночасно подається на вхід ВБ і на вхід НО, який фіксує моменти переходу функції $F(t)$ через нуль. Випрямлена напруга з виходу ВБ надходить на інформаційний вхід A/D і на вхід амплітудного детектора (АД), який запам'ятовує максимальне значення функції $F(t)$ на інтервалі між імпульсами обнулення, що надходять з виходу GN. Постійна напруга, що дорівнює амплітуді вхідної напруги, надходить на вхід блока вибірки-зберігання (БВЗ), який за сигналами GN запам'ятовує значення амплітуди вхідної напруги. Вихідна напруга БВЗ є опорною для A/D, внаслідок чого максимальне значення вихідного коду A/D завжди буде відповідати амплітуді вхідної напруги, а поточні значення коду – поточним значенням вхідної напруги. Модуль сигналу $|F(t)|$ з відповідною точністю представляється *r*-розрядним ІКМ-кодом $\left\{B_{mi}^{(x)}\right\}_{i=0}^{r-1}$, що знімається з виходу однополярного кодера, а її знак $sgn\,F(t)$ – логічним станом D-тригера, в який на кожному такті записується стан компаратора знака. На один із входів елемента ВИКЛЮЧАЮЧЕ АБО з однополярного кодера надходить дельта-код $\left\{B_{i,m}^{(x)B}\right\}$, що відповідає знаку сигналу $F_B(t)$, а на другий сигнал тригера $\{B_m\}$ – відповідний знаку сигналу $F(t)$. Нагадаємо, що $B_m \in \{0,1\}$. Зазначений логічний елемент здійснює операцію $B_m \oplus B_{1,m}^{(x)}$ за правилом $0 \oplus 0 = 0; 0 \oplus 1 = 1;\ 1 \oplus 0 = 1; 1 \oplus 1 = 0$.

Цей метод регулювання ґрунтується на тому, що зростанню або зменшенню сигналу відповідає не менше двох поспіль груп 01 або 10 на інтервалі, який розглядається. Зазначений аналіз комбінацій здійснюється одночасно, якщо для АДМ-коду має місце $B_{1,r},\dots,B_{1,r-m+1} = 1$ або $B_{1,r},\dots,B_{1,r-m+1} = 0$, або $B_{1,r},\dots,B_{1,r-m+1} = 01\dots01 \vee 10\dots10$, де $m \geq 2, n = 2^i, i = 2,3,\dots$

Це свідчить у першому випадку про зростання, в другому – про зменшення, в третьому – про незмінність сигналу. Функціональна організація аналізатора-екстраполятора, до складу якого входить розглянутий біполярний АДМ-кодер з виходом однорозрядного дельта-коду і багаторозрядного ІКМ-коду, представлена на рис. 5.

Регістр зсуву RG1 містить m комірок для c-розрядних ІКМ відліків, розташованих у порядку спадання індексів. Регістри RG2 і RG3 включають у себе n і m однорозрядних комірок кожен для АДМ-кодів. Регістр RG2 і DD1 здійснює розпізнавання груп кодів 10 ... 10 і 01 ... 01, які мають місце при нульовій похідній вхідного сигналу.

Сигнал, відповідний нульовій похідній вхідного сигналу, запам'ятовується за допомогою тригера T1. Зростання сигналу (йому відповідає дельта-код ... 11 ...) і його зменшення (код ... 00 ...) ідентифікують за допомогою RG3 і DD2. Відповідні цьому сигнали запам'ятовуються T2 і T3. При будь-якому характері поточного АДМ-коду в одиничному

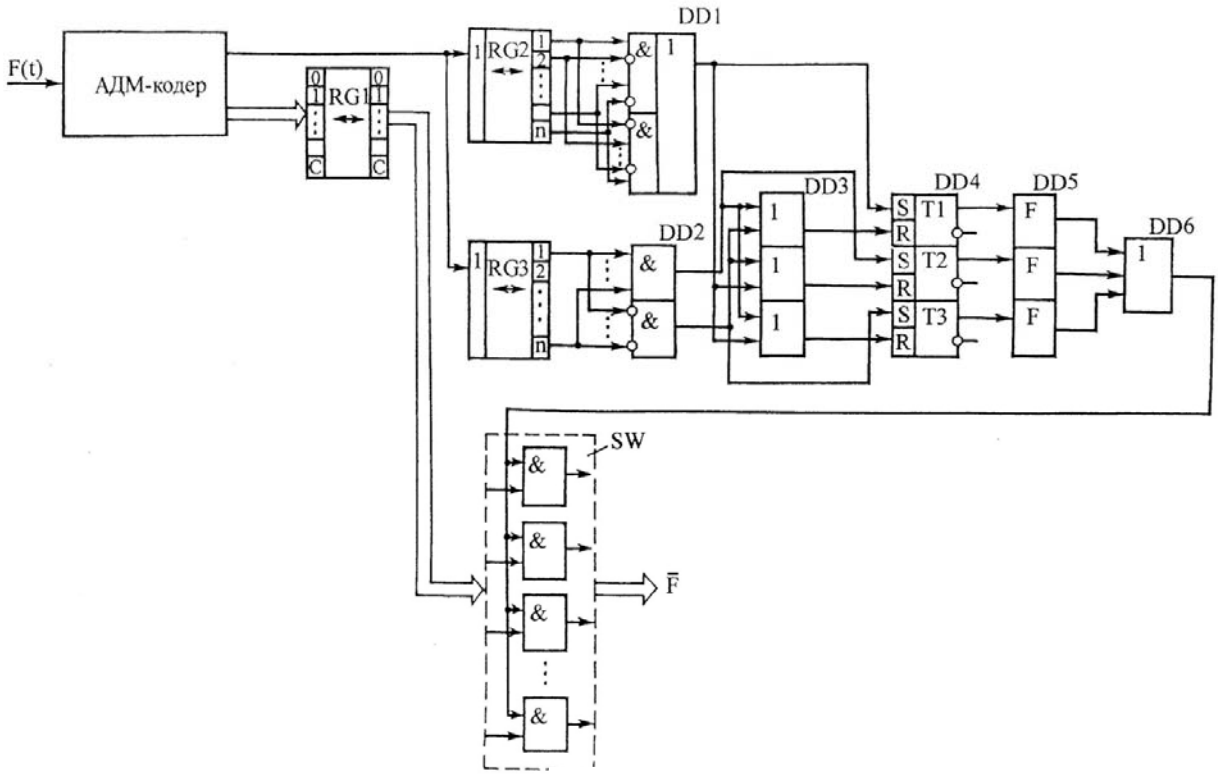

Рис. 5

стані буде перебувати один з тригерів, а два інших – у нульовому. Установка будь-якого тригера в одиничний стан супроводжується формуванням його фронту блоком формувачів DD5. Сигнал цих формувачів проходить через елемент АБО DD6 і виконує функцію строба зчитування СКД для цифрового ключа SW. Такий метод дає змогу здійснити не тільки аналіз-екстраполяцію вхідного сигналу, але і його стиснення.

Функціональна організація багатоопераційних структурно-інваріантних ППС дає змогу не тільки відтворювати, але і глибоко регулювати параметри вихідного сигналу в умовах компенсації координатних і параметричних збурень, причому завдяки використанню дельта-модуляції з метою екстраполяції впливаючої функції вдається істотно підвищити точність компенсації збурень. При цьому застосування формату ДМ-кодів однакової розрядності з ІКМ забезпечує більш високу роздільну спроможність і точність екстраполяції. Функціональна організація аналізатора-екстраполятора на основі двополярного АДМ-кодера з виходом однорозрядного дельта-коду і багаторозрядного ІКМ-коду дає змогу здійснювати ідентифікацію та високоточну екстраполяцію впливаючої функції. Математичне моделювання розглянутих адаптивних систем координатно-параметричного керування показало їх досить високу ефективність при керуванні нестаціонарними об'єктами зі значними швидкостями зміни параметричних збурень.

Функціональна організація цифрового аналога контура координатного управління ППС представлена на рис. 6. Ця схема крім силового тракту СТ, що включає в себе послідовно з'єднані блок модуляторів БМ і демодулятор ДМ, містить вимірювальний блок ВБ і контролер К, до складу якого входять цифровий суматор SM, обчислювальний блок ОБ і блок адаптації-екстраполяції БАЕ.

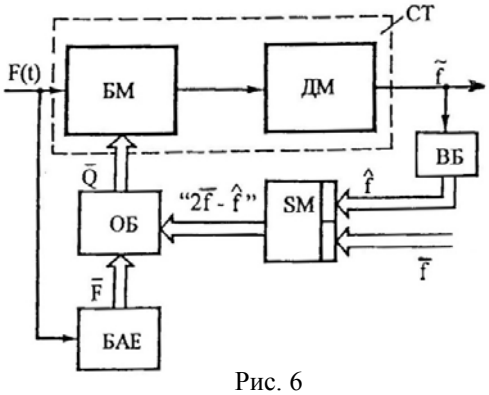

Рис. 6

Змінна напруга живлення $F(t)$ надходить на вхід БМ, ключі якого управляються імпульсами високої частоти, що визначають інтервал часового квантування. На високій несучій частоті в БМ має місце модуляція вхідної напруги $F(t)$ комутаційної функції $\bar{Q}(t)$, що формується контролером. Таким

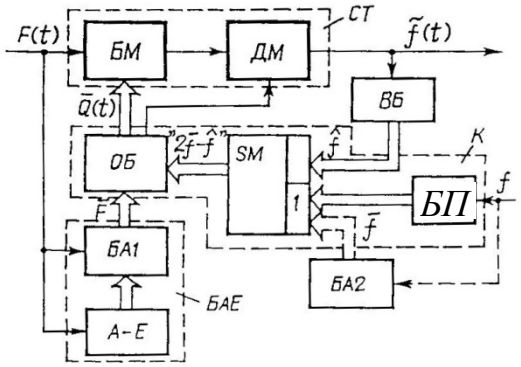

Рис. 7

чином, на виході БМ створюється напруга $U_{БМ}(t) = \bar{F}(t) \cdot \bar{Q}(t) \cdot sip(\omega t)$, що є вхідною для ДМ, в якому вона піддається демодуляції. Формування керуючого коду, відповідного комутаційній функції $\bar{Q}(t)$, здійснюється контролером.

На кожному інтервалі квантування створюються багаторозрядні коди $\hat{f}(t)$ і $\bar{F}(t)$, які є вихідними для побудови комутаційної функції. БАЕ формує цифровий еквівалент $\bar{F}(t)$ у реальному масштабі часу, причому з метою адаптації відбувається безперервна зміна вагових коефіцієнтів оператора компенсуючих пристроїв блока адаптації. При цьому керуючий вплив $\bar{F}$ піддається екстраполяції з метою вироблення прогнозного значення, компенсуючого координатні нестаціонарні впливи. Вихідний сигнал після перетворення в ВБ у вигляді цифрового еквівалента $\hat{f}(t)$ надходить на один з входів SM. Одночасно код $\hat{f}(t)$, що формується БПК і відповідний заданому сигналу (еталонна модель), безперервно надходить на другий вхід SM.

При цьому SM реалізує операцію $2\hat{f}(t) - \hat{f}(t)$ і формує код на вхід ОБ. При збільшенні вихідного сигналу ППС понад допустиме значення код $\hat{f}(t)$ перевищить код $\bar{f}(t)$ на величину $\hat{f}(t) - \bar{f}(t)$. Таким чином, для підтримки вихідного сигналу незмінним з коду $\bar{f}(t)$ віднімаємо $\hat{f}(t) - \bar{f}(t)$, отримуючи $\bar{f}(t) - (\hat{f}(t) - \bar{f}(t)) = 2\bar{f}(t) - \hat{f}(t)$. При зменшенні вихідного сигналу нижче заданого значення код $\hat{f}(t)$ буде меншим від коду $\bar{f}(t)$ на величину $\bar{f}(t) - \hat{f}(t)$. Отже, необхідно до коду $\bar{f}(t)$ додати $\bar{f}(t) - \hat{f}(t)$, щоб отримати $\bar{f}(t) + (\bar{f}(t) - \hat{f}(t)) = 2\bar{f}(t) - \hat{f}(t)$. Таким чином, цифровий суматор, який реалізує операцію $2\bar{f}(t) - \hat{f}(t)$ дає змогу розв'язати задачу стабілізації миттєвих значень вихідного сигналу. Як основний елемент при побудові цифрового суматора доцільно використовувати комбінаційний тривходовий однорозрядний суматор. Для виконання операції $2\bar{f}(t) - \hat{f}(t)$ код $\bar{f}(t)$ надходить на входи суматора зі зміщенням вправо на один розряд, що відповідає його подвоєнню. Отже, за принципом функціонування розглянута цифрова автоматична система належить до систем слідкуючого врівноваження і забезпечує високу швидкодію стабілізації вихідного сигналу в усіх режимах роботи [6]. Коди $F(t)$ і $2\bar{f}(t) - \hat{f}(t)$ надходять на інформаційні входи ВБ, де на кожному інтервалі виробляється код, відповідний комутаційній функції $\bar{Q}(t) = 2\bar{f}(t) - \hat{f}(t)/\bar{F}(t)$. Функціональна схема одноканальної структурно-інваріантної ППС з координатно-параметричним управлінням представлена на рис. 7.

ППС, що розглядається, включає в себе силовий тракт СТ, який містить послідовно з'єднані блок модуляторів БМ і демодулятор ДМ, виконані на ключах з двосторонньою провідністю, а також контролер К, куди входять блок програмного керування БПК, цифровий суматор SM і обчислювальний блок ОБ, блок адаптації-екстраполяції БАЕ.

Формування керуючого коду, відповідного комутаційній функції, здійснюється контролером. З цією метою вхідні функції надходять відповідно на входи БА1 і БПК [3].

Процес формування вихідного сигналу проілюстровано на рис. 8.

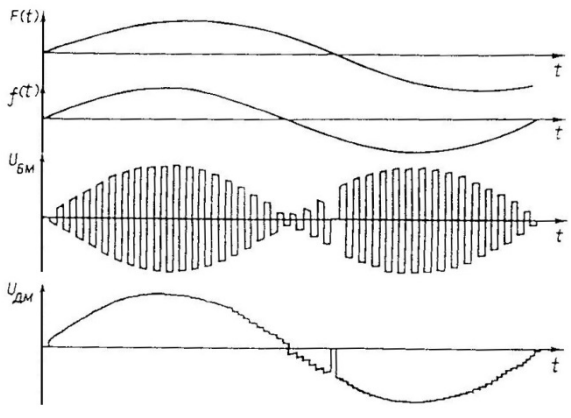

Рис. 8

На кожному інтервалі квантування формуються багаторозрядні коди $f(t)$ і $F(t)$, що є вихідними для побудови комутаційної функції. Блок адаптації БА1 також формує цифровий еквівалент $F(t)$ у реальному масштабі часу, причому з метою адаптації відбувається безперервна зміна вагових коефіцієнтів оператора компенсуючих керуючих пристроїв блока адаптації. При цьому керуючий вплив $\bar{F}(t)$ піддається екстраполяції в аналізаторі-екстраполяторі з метою вироблення прогнозного значення, компенсуючого координатні нестаціонарні впливи.

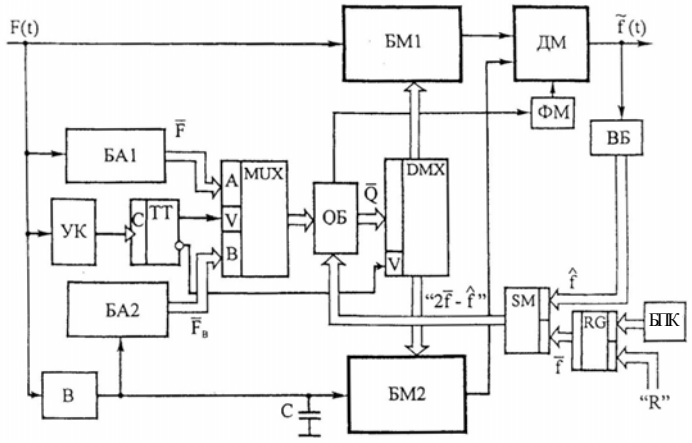

Рис. 9

З метою реалізації можливостей і переваг координатно-параметричного керування в структуру ППС додатково включений цифровий суматор SM, що належить контуру компенсації за відхиленням.

Необхідно зазначити, що при використанні однофазної змінної напруги живлення, неминучі суттєві викривлення вихідного сигналу, які проявляються в його «провалах» до нульового рівня (рис. 8). Для усунення таких спотворень можлива дво- або триканальна структурна організація СТ.

На рис. 9 представлена функціональна організація регульованого структурно-інваріантного ППС, що містить основний і додатковий канали силового тракту [8, 9].

Додатковий канал містить послідовно з'єднані випрямляч В і БМ2, причому до входу БМ2 підключений накопичувальний конденсатор С. До входу перетворювача підключені БА1 і послідовно з'єднані керуючий компаратор КК і тригер. Виходи БА1 і БА2 підключені до інформаційних входів мультиплексора MUX, вихід якого з'єднаний з одним із входів ОБ. До іншого входу ОБ підключений вихід контура стабілізації $2\bar{f} - \hat{f}$, що містить ВБ, БПК, паралельний регістр зсуву RG і суматор-віднімач SM. Вихід ОБ підключений до входу демультиплексора DMX, виходи якого з'єднані з керуючими входами БМ1 і БМ2.

При наявності вхідної змінної напруги живлення $F(t)$ інформаційний вихід БА1 за допомогою MUX відповідно за командою УК підключається до входу ОБ. Тому на виході ОБ формується комутаційна функція $\bar{Q}(t) = (2\bar{f} - \hat{f})/\bar{F}$, яка є керуючою для БМ1. При зменшенні вхідної напруги до певного порогового значення УК формує сигнал, відповідно до якого до входу ОБ підключається вихід БА2. Таким чином, на цьому інтервалі формується комутаційна функція $\bar{Q}(t) = (2\bar{f} - \hat{f})/\bar{F}_в$, яка є керуючою для БМ2.

Часові діаграми, що ілюструють формування синусоїдальної вихідної напруги в ППС, представлені на рис. 10.

Для регулювання величини вихідної напруги структура ППС містить зсувний регістр RG, вхід паралельного запису якого порозрядно з'єднаний з виходом БПК, вихід поразрядно з'єднаний з одним із входів цифрового суматора-віднімача SM, а на вхід послідовного запису надходить сигнал регулювання напруги у вигляді цифрового коду "*R*".

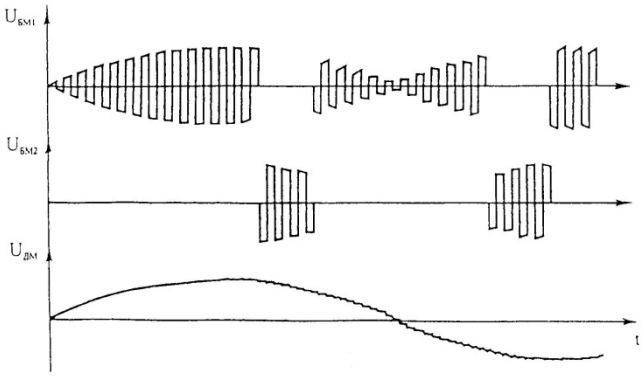

Рис. 10

На цифровому виході БПК формується двійковий паралельний

багатозначний код "f", що відповідає необхідній вихідній напрузі [8, 9].

Тоді на виході RG формується багатозначний код "$\bar{f}$", зсунутий по відношенню до коду "f", на число розрядів, що відповідає регулюючому впливу "R". Це рівнозначно діленню числа "f" на 2^R, де R – ціле число, що дорівнює 1, 2,.., n. При цьому на виході блока зсуву формується код числа, що визначає амплітуду вихідної напруги, причому величину цієї напруги можна легко змінювати відповідно до правила 2^{n-1}. Коди "$\bar{f}$" і "$\hat{f}$" надходять на входи цифрового суматора-віднімача, який реалізує алгоритм "$2\bar{f} - \hat{f}$".

Таким чином, код числа "$\bar{f}$" під впливом регулюючого параметра може змінюватися в кратне 2^{R-1} раз, тобто, змінюючи код R, можна дискретно регулювати величину вихідної напруги.

Використання цього методу регулювання доцільне в автономних системах, оскільки завдання керуючого коду в цифровому вигляді зберігає високу точність системи і суттєво спрощує її зв'язок з керуючою ЦОМ при роботі в автоматизованій системі. Крім того, введення блока зсуву практично не вносить інерційності в систему і не впливає на її стійкість. При цьому функціональна організація ППС передбачає високочастотне перетворення електроенергії, дає змогу принципово усунути необхідність проміжного отримання постійної напруги, що дає можливість істотно поліпшити техніко-економічні показники ППС.

Висновки. Розроблено низку структур ППС, доцільність використання яких в апаратурі різного функціонального призначення обумовлено таким: 1) високою якістю (ступенем апроксимації) вихідної напруги необхідної форми при довільній формі напруги живлення і відсутності вихідних енергетичних фільтрів; 2) широким діапазоном регулювання величини і частоти вихідної напруги, включаючи низькі та інфранизькі частоти, причому без спотворення її форми; 3) можливістю виконання силового тракту ППС за схемою як з підсумовуванням у загальному вузлі, так і з підсумовуванням у загальному контурі; 4) управлінням структурами ППС на програмному рівні за рахунок реалізації відповідних алгоритмів перетворення цифровим програмованим контролером; 5) поліпшеними масогабаритними показниками; 6) багатоопераційністю розроблених структур, що забезпечує їх уніфікацію.

1. *Алиев Р.А.* Принцип инвариантности и его применение для проектирования промышленных систем управления. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 128 с.
2. *Антонов В.Н., Пришвин А.М., Терехов В.А., Янчевский А.Э.* Адаптивные системы автоматического управления / Под ред. В Б.Яковлева. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1984. – 204 с.
3. *Смирнов В.С., Беленок Н.В., Иваниченко Е.В* Теоретические основы организации структурно-инвариантных преобразовательных систем автономных объектов для возобновляемой энергетики // Відновлювана енергетика. – 2016. – № 4(47). – С. 20–29.
4. *Смирнов В.С., Лизанец В.В., Самков А.В.* Теоретические аспекты анализа и проектирования структурно-инвариантных преобразовательных систем инфокоммуникационного оборудования // Техн. електродинаміка. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2012. – Ч. 3. – С. 90–94.
5. *Смирнов В.С., Самков А.В.* Структурно-инвариантные полупроводниковые преобразователи систем электропитания // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2000. – Ч. 9. – С. 35–40.
6. *Смирнов В.С., Самков А.В., Беленок Н.В., Иваниченко Е.В.* Структурный синтез инвариантных преобразовательных систем с использованием теории нечетких множеств // Гідроенергетика України. – 2015. – №1–2. – С. 46–49.
7. *Фомин В.П., Фрадков А.Л., Якубович В.А.* Адаптивное управление динамическими объектами. – М.: Наука, 1981. – 448 с.
8. А.с. 1814177 СССР, МКИ Н 02 М 7/48. Преобразователь напряжения / *В.И. Сенько, В.С. Смирнов, К.В. Трубицын, А.А. Мозоляко, А.П. Калиниченко*; Опубл. 07.05.93, Бюл. №17. – 8 с.
9. Пат. 2020709 РФ, МКИ Н 02 М 5/27 Программируемый преобразователь переменного напряжения / *В.И. Сенько, В.С. Смирнов, К.В. Трубицын, А.А. Мозоляко. А.П. Калиниченко*, Киевский политехнический институт (Украина), з-д “Пирометр” (Россия). – № 5023552/07 Заявл. 22.01.92; Опубл. 30.09.94, Бюл. № 18. – 8 с.

УДК 621.314
А.В. Самков[1], докт. техн. наук, **В.С. Смирнов[2],** докт. техн. наук, **О.И. Штифзон[3], С.В. Любицкий[4], В.В. Лизанец[5]**, канд. техн. наук
1 – Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина
2–4 – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. И. Сикорского»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина
5 – Свалявский технический колледж НУХТ,
Свалява, Украина

Принципы построения инвариантных усилительно-преобразовательных систем с прогнозированием для аппаратных средств автономных объектов

Рассмотрены принципы построения структурно-инвариантных усилительно-преобразовательных систем (УПС) на основе импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). Приведены преимущества применения адаптивной дельта-модуляции (ДМ) при цифровой обработке сигналов, рассмотрена работа функциональной схемы адаптивного ДМ-кодера. Описана работа блока анализатора-экстраполятора. Предложена двухканальная структурная организация силового тракта преобразовательной системы для устранения искажений сигнала вследствие мгновенного нулевого уровня входного напряжения при использовании однофазного переменного напряжения питания. Библ. 9, рис. 10.

Ключевые слова: усилительно-преобразовательная система, структурная инвариантность, алгоритм «модуляция-демодуляция».

O.V. Samkov[1], V.S. Smyrnov[2], O.I. Shtifzon[3], S.V. Liubytskyi[4], V.V. Lizanets[5]
1 – Institute of Electrodynamics of the National Akademy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
2–4 – National technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine
5 – Technical college, Svalyava

The construction principles of invariant amplification and conversion systems with a forecasting ability for hardware of stand-alone objects

The construction principles of structure-invariant amplification and conversion systems (ACS) on the basis of pulse-code modulation (PCM) are considered. The advantages of an adaptive delta modulation (DM) usage in a digital signal processing are presented and an operation of a functional circuit of the adaptive DM-encoder is considered. The operation of extrapolator analyzer unit is described. A two-channel structural organization of a power path of the conversion system is proposed to eliminate signal distortions due to instantaneous zero level of the input voltage when using a single-phase AC voltage supply. Referenses 9, figures 10.

Key words: amplification and conversion system, structural invariance, modulation and demodulation algorithm.

Надійшла 25.01.2017
Received 25.01.2017