

В.В. Самотий, А.Г. Павельчак, У.Ю. Дзелендзяк
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра комп'ютеризованих систем автоматики

СИСТЕМА КЕРУВАННЯ МОТОРОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

© Самотий В.В., Павельчак А.Г., Дзелендзяк У.Ю., 2008

Наведено математичну модель каскаду “керований однофазний мостовий випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням”, а також запропоновано методику аналізу перехідних і усталених режимів його роботи.

Mathematical model of “the guided monophasе bridge rectifier – is a motor of direct-current with independent excitation” and method for transient and steady-state analysis of it operational modes is suggested.

Вступ. Мотори постійного струму (МПС) набувають широкого застосування в різноманітних галузях народного господарства. Тому проблема керування швидкістю обертання їх роторів є актуальною. МПС розрізняють за способом збудження. У моторах з незалежним збудженням обмотка збудження живиться від побічного джерела струму. Саме такий мотор досліджено в цій роботі.

Характеристика МПС є залежністю частоти обертання від обертального моменту. Її називають механічною характеристикою мотора. Вона показує, що залежно від способу живлення обмотки збудження можна в широких межах регулювати значення частоти обертання МПС.

У системах автоматичного керування і регулювання застосовують виконавчі мотори. Вони призначені для перетворення електричного сигналу на механічне переміщення, наприклад, на обертання вала. Вони мають відповідати таким вимогам, як швидкодія, висока надійність, точність регулювання частоти обертання.

Особливості математичних моделей керованих випрямлячів полягають у тому, що умови відкривання тиристорів залежать від керуючих сигналів. Запропоновано метод аналізу перехідних і усталених режимів роботи каскаду “керований однофазний мостовий випрямляч – МПС з незалежним збудженням”. Робота тиристорів подана за схемою ідеального ключа. Аналіз усталених режимів роботи інверторів здійснюється екстраполяційним ε -алгоритмом.

1. Аналіз публікацій. Досліджувана розімкнена система автоматичного керування містить два типи елементів: електромагнетний пристрій зі змінною структурою електричного кола (однофазний мостовий випрямляч) та електромеханічний об'єкт керування (мотор постійного струму з незалежним збудженням). Для визначення динаміки системи достатньо обмежитись методами аналізу нелінійних електромагнетних кіл, тому спроба побудови картини поля коловими методами [2] є громіздкою і невдалою. Підхід викладений в [1] обмежений лінійними електричними колами, що значно звужує сферу його застосування. У роботі [4] наведені методи тиристорного керування МПС, проте зовсім не розглянуті методи розрахунку режимів роботи таких електромеханічних систем, тому ця робота становить швидше суто академічний інтерес як посібник для навчальних закладів.

Математичні моделі МПС відомі, тому розглядати їх не будемо. Мостовий випрямляч містить типово нелінійний елемент – тиристор, що керується зовнішньою схемою. Найбільш вдалою моделлю тиристора можна вважати схему ідеального ключа [3, 9]. Тут зникає проблема жорсткості диференціальних рівнянь, що значно спрощує алгоритм аналізу перехідних процесів системи. Основні такі алгоритми наведені в роботі [5].

Другим завданням математичного моделювання є розрахунок усталених режимів роботи, як основних і найбільш тривалих режимів. В роботі [6] запропоновано розраховувати усталені режими методом малого параметра, проте основним його недоліком є погана збіжність. Для кіл змінної структури найбільш вдалим методом розв’язування такої задачі є екстраполяційний метод [3, 9] з використанням відомого ϵ -алгоритму [8, 10]. Його перевагою є квадратична збіжність ітераційного процесу, і він не залежить від природи системи диференціальних рівнянь. Недолік – необхідність інтегрування рівнянь динаміки на значному інтервалі часу.

2. Рівняння динаміки однофазного мостового випрямляча. Розглянемо випрямляч, який складається з трансформатора, мостової схеми напівпровідникових вентилів, С-фільтра і активного навантаження (рис. 1). Для такої схеми можливі три комбінації відкритих і закритих вентилів: 1) D_1, D_3 – відкриті, D_2, D_4 – закриті; 2) D_1, D_3 – закриті, D_2, D_4 – відкриті; 3) коли всі вентилялі закриті.

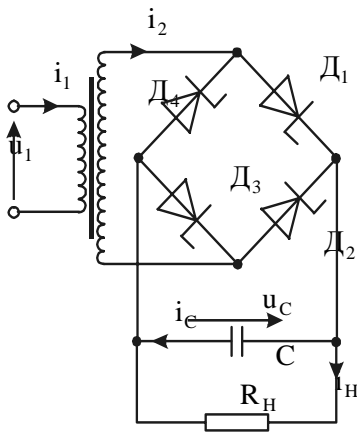


Рис. 1. Принципова схема мостового випрямляча

Якщо на виході трансформатора виникає додатна напруга, тоді відкриваються діоди D_1, D_3 , що приводить до заряду конденсатора. Зміна полярності напруги на виході трансформатора приводить до закривання діодів D_1, D_3 . Тоді на діодах D_2, D_4 виникає додатна напруга, і вони відкриваються. Так забезпечується постійність полярності напруги на конденсаторі при змінній нарузі живлення. У цьому і полягає суть процесу перетворення змінної напруги в постійну.

Щоб отримати рівняння динаміки, необхідно кожену комбінацію відкритих і закритих вентилів описати своєю системою алгебро-диференціальних рівнянь, а потім об’єднати в одну систему шляхом введення додаткових логічних змінних.

Запишемо узагальнені рівняння динаміки. Для цього введемо дві логічні змінні. Перша контролюватиме, яка пара вентилів є відкритою $k_1 = \text{sign}(i_2)$. Друга k_2 буде моделювати режим, коли всі вентилялі закриті.

$$\frac{d\psi}{dt} = g_1 \frac{d\Psi_1}{dt} + g_2 \frac{d\Psi_2}{dt}, \quad (1)$$

$$\frac{di_2}{dt} = a_{21} \frac{d\Psi_1}{dt} + a_{22} \frac{d\Psi_2}{dt}, \quad (2)$$

$$\frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{R_H C}, \quad (3)$$

де

$$g_1 = \frac{\alpha_1}{\alpha'' + \alpha_1 + k_2 \alpha_2}, \quad g_2 = \frac{k_2 \alpha_2}{\alpha'' + \alpha_1 + k_2 \alpha_2}, \quad (4)$$

$$a_{11} = \alpha_1(1 - g_1), \quad a_{12} = -\alpha_1 g_2, \quad a_{21} = -k_2 \alpha_2 g_1, \quad a_{22} = k_2 \alpha_2(1 - g_2) \quad (5)$$

У виразах (1), (2) рівняння котушок будуть мати вигляд

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = u_1 - r_1 i_1, \quad (6)$$

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = -k_1 u_C - r_2 i_2, \quad (7)$$

Рівняння (1)–(3) запишемо одним матричним виразом

$$\frac{dX}{dt} = BZ(t), \quad (8)$$

де $X = (\psi, i_2, u_C)^T$ – вектор змінних стану; $Z(t)$ – вектор часових функцій
 $Z(t) = (u_1 - r_1 i_1, -k_1 u_C - r_2 i_2, k_1 i_2 - u_C / R_H)^T$, $B = \text{diag}(M, C^{-1})$ – матриця коефіцієнтів;

$$M = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Отримані рівняння необхідно доповнити умовами закривання і відкривання вентилів. Вентилі D_1, D_3 відкриті, тому необхідно контролювати умову їх закривання

$$i_2 = 0, \quad k_1 \frac{di_2}{dt} < 0. \quad (10)$$

Це означає, що ідеальний ключ закритється, якщо в цей момент часу струм, що протікає через вентиль дорівнюватиме нулю, а приріст цього струму буде від'ємним.

Якщо всі вентилі закриті, тоді необхідно обчислити напругу u_{13} на парах вентилів D_1, D_3 та напругу u_{24} на парах вентилів D_2, D_4 , щоб визначити умови їх відкривання

$$u_{13} = -\frac{d\psi}{dt} - u_C, \quad (11)$$

$$u_{24} = \frac{d\psi}{dt} - u_C. \quad (12)$$

Якщо виконається умова відкривання $u_{13} > 0$, тоді відкриваються вентилі D_1, D_3 . Якщо виконається умова відкривання $u_{24} > 0$, тоді відкриваються вентилі D_2, D_4 .

Якщо виконається умова (10), тоді логічна змінна k_2 набуває значення 0. Якщо виконується хоча б одна з умов $u_{13} > 0$, $u_{24} > 0$, тоді логічна змінна k_2 набуває значення 1. Аналіз перехідних процесів мостового випрямляча зводиться до інтегрування системи диференціальних рівнянь (8) при довільних початкових умовах.

3. Рівняння динаміки системи. Для записування рівнянь динаміки усієї системи нам бракує диференціальних рівнянь, що описують динаміку роботи МПС з незалежним збудженням. Такі рівняння відомі, тому подамо їх без додаткових математичних виведень. Диференціальні рівняння струмів обмоток мотора мають вигляд

$$\frac{di_a}{dt} = S_a u_a + T_a u_f + E_a, \quad \frac{di_f}{dt} = T_f u_a + S_f u_f + E_f, \quad (13)$$

де $S_a = 1/(L_a + L_{af} L_{fa} / L_{ff})$, $T_a = -S_a L_{af} / L_{ff}$, $T_f = -S_a L_{fa} / L_{ff}$, $E_f = -(L_{fa} E_a + r_f i_f) / L_{ff}$,
 $E_a = S_a (L_{af} r_f i_f / L_{ff} - s\omega\Phi - \Delta u - r_a i_a)$, $S_f = (1 - L_{fa} T_a) / L_{ff}$.

Тут L_a – сумарна індуктивність послідовного кола якоря; L_{ff} – індуктивність обмотки збудження; L_{af}, L_{fa} – взаємні індуктивності кола якоря і кола збудження; r_a, r_f – активні опори кола якоря і кола збудження; ω – кутова швидкість обертання якоря МПС; Φ – магнетний потік мотора; s – конструктивна стала якоря МПС; Δu – спад напруги в щітковому контакті.

У скомпенсованих моторах врахування насичення магнетопровідника можна виконати наближено за кривою намагнення

$$\Phi = \Phi(i_f), \quad L_{ff} = L_{ff}(i_f). \quad (14)$$

У ненасиченому моторі

$$\Phi = k i_f, \quad L_{ff} = \text{const}. \quad (15)$$

Врахування насичення в некомпенсованих моторах пов'язано з побудовою розрахункової схеми магнетопровідника як кола з розподіленими параметрами, оскільки тут $\Phi = \Phi(i_f, i_a)$. Врахування вихрових струмів в конструктивних елементах може бути виконано лише за наближеною методикою.

Для строгого розв'язування задачі з урахуванням просторового розподілу фізичних змінних стану необхідно використати рівняння квазістационарного електромагнетного поля в часткових похідних.

Рівняння руху запишемо згідно з рівнянням Даламбера

$$\frac{d\omega}{dt} = (c\Phi i_a - M_O) / J, \quad (16)$$

де J – момент інерції ротора мотора; M_O – момент опору.

Тепер отримані диференціальні рівняння необхідно об'єднати в єдину систему, врахувавши взаємний вплив змінних стану одна на одну. Для цього необхідно додати рівняння конденсатора на виході випрямляча. Будемо вважати, що мотор має незалежне збудження, тобто обмотка збудження живиться від окремого джерела постійної напруги. Натомість обмотка якоря під'єднана до конденсатора. Тоді рівняння конденсатора (3) записане для активного навантаження мостового випрямляча потрібно записати з урахуванням ввімкнення обмотки якоря двигуна, а саме:

$$\frac{du_C}{dt} = (\text{mod}(i_2) - i_a) / C, \quad (17)$$

Оскільки обмотка якоря мотора під'єднана безпосередньо до конденсаторного фільтра в рівняннях стану мотора (13) необхідно прийняти $u_a = u_C$. Враховуючи рівняння (17) вектор часових змінних в рівнянні (8) набуде вигляду

$$Z(t) = (u_1 - r_1 i_1, u_C - r_2 i_2, \text{mod}(i_2) - i_a)^T. \quad (18)$$

Рівняння (8), (13), (16) становлять повну систему рівнянь досліджуваної системи.

4. Результати комп'ютерного симулювання. Виконано розрахунки перехідних і стаціонарних процесів системи керування швидкістю обертання якоря МПС, використовуючи його рівняння динаміки в звичайних похідних. Досліджувалася залежність швидкості обертання якоря МПС від кута запалювання тиристорів випрямляча. Розв'язування системи диференціальних рівнянь виконували методом Рунге-Кутта четвертого порядку точності з постійним кроком інтегрування.

На рис. 2 – 7 наведено розрахункові криві перехідних і стаціонарних процесів системи. Розрахунки виконані з використанням екстраполяційного ε -алгоритму. Напряга живлення трансформатора задана виразом

$$u_1 = U_m \sin(\omega t + \gamma), \quad (19)$$

де $U_m = 311$ В, $\omega = 314.1593$ рад/с, $\gamma = 2.0$ рад.

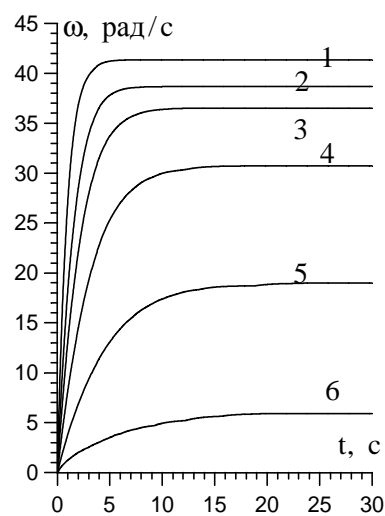


Рис. 2 Розгін якоря мотора при різних значеннях кута запалювання тиристорів: 1 – 0° , 2 – 30° , 3 – 40° , 4 – 50° , 5 – 60° , 6 – 65° .

Розрахунки були виконані при таких параметрах: $r_1 = 2$ Ом, $r_2 = 3.6$ Ом, $\alpha_1 = \alpha_2 = 270$ Гн $^{-1}$, $C = 100$ мкФ, $L_a = 4.67$ мГн, $L_{ff} = 110.8$ Гн, $L_{af} = L_{fa} = 30$ мкГн, $r_a = 33.2$ мОм, $r_f = 173$ Ом, $J = 1$ Н·м·с 2 /рад, $M_O = 40$ Н·м, $c = 70.8$ Н·м/(Вб·А), $u_f = 300$ В.

Крива намагнення магнетного осердя трансформатора апроксимована виразом

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} a_1 \psi, & |\psi| > \psi_1, \\ S_3(\psi), & \psi_1 \leq |\psi| \leq \psi_2, \\ a_2 \psi - a_0, & |\psi| > \psi_2 \end{cases} \quad (20)$$

з вибором розрахункової формули, де $a_1 = 0.25$ Гн $^{-1}$; $a_2 = 3$ Гн $^{-1}$; $a_0 = 1.8$ А; $\psi_1 = 0.2$ Вб; $\psi_2 = 0.9$ Вб; $\varphi(\psi_1) = 0.05$ А; $\varphi(\psi_2) = 0.9$ А; $S_3(\psi)$ – кубічний сплайн. Зауважимо, що $\alpha''(\psi_1) = a_1$, $\alpha''(\psi_2) = a_2$.

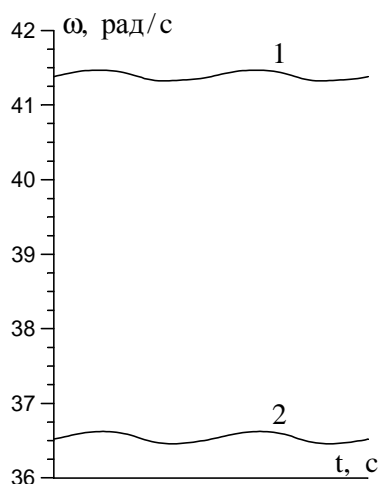


Рис. 3. Усталені значення кутової швидкості мотора на інтервалі одного періоду при різних значеннях кута запалювання тиристорів:
1 – 0° , 2 – 40°

На рис. 2 наведено розрахункові криві перехідного процесу швидкості обертання якоря МПС з незалежним збудженням для різних значень кута запалювання тиристорів однофазного мостового випрямляча. Так, крива 1 відповідає куту запалювання тиристорів 0° , крива 2 – 30° , крива 3 – 40° , крива 4 – 50° , крива 5 – 60° , а крива 6 – 65° . Подальше збільшення кута запалювання приводить до повного зупинення якоря мотора. Як зрозуміло з рис. 2 залежність швидкості обертання ротора мотора від кута запалювання тиристорів не є лінійною. Слабка чутливість мотора до зміни кута запалювання тиристорів спостерігається при малих кутах від 0° до 40° . Хороша чутливість спостерігається від 40° до 65° , хоча характеристика регулювання є нерівномірною. Швидкість обертання якоря МПС у цьому діапазоні змінюється від 36.5 рад/с до 6 рад/с. Перехідна характеристика у всіх випадках немає перерегулювань і носить аперіодичний характер, а час перехідного процесу змінюється в межах від 5 с до 25 с і є прямопропорційним куту запалювання тиристорів випрямляча.

На рис. 3 наведено розрахункові криві усталених значень швидкості обертання якоря МПС для різних значень кута запалювання тиристорів однофазного мостового випрямляча. Так, крива 1 відповідає куту запалювання 0° , крива 2 – 40° . В усталеному режимі швидкість обертання якоря мотора не є постійною і має незначні коливання з амплітудою, що не перевищує 0.1 рад/с. Для обох кривих це менше 0.5% від їх амплітудного значення, тому на рис. 2 цих коливань візуально не видно. Побачити їх можна лише у збільшеному масштабі (рис. 3). Це свідчить про високу чутливість мотора до коливань вихідної напруги випрямляча, бо значення індуктивності обмотки якоря мотора є достатньо малим. Ці криві і всі наступні наведені на інтервалі одного періоду напруги живлення однофазного мостового випрямляча, який становить $T=0.02$ с.

На рис. 4 наведено розрахункові криві усталених значень струму якоря МПС з незалежним збудженням при різних значеннях кута запалювання тиристорів – 0° (крива 1) і 65° (крива 2). Криві мають вдвічі більшу частоту, ніж напруга живлення випрямляча, і додатну постійну складову. Зі збільшенням кута запалювання амплітуда струму якоря мотора зростає. Так при куті запалювання 0° максимальне значення струму якоря мотора становить 32 А, а при 65° воно зростає до 45 А.

На рис. 5 наведено розрахункові криві усталених значень струму вторинної обмотки однофазного трансформатора при різних значеннях кута запалювання тиристорів мостового випрямляча – 0° (крива 1) і 65° (крива 2). Кут запалювання практично не впливає на амплітуду вторинного струму, проте впливає на його форму.

На рис. 6 наведено розрахункову криву усталеного значення напруги конденсатора (вихідна напруга однофазного мостового випрямляча) при куті запалювання тиристорів 0° . Тут спостерігаються коливання на вищих частотах, що обумовлено вихідним контуром, який складається з конденсатора і обмотки якоря МПС. Амплітуда напруги коливається в межах від 42 В до 200 В, а найбільш вираженою виявилась п'ята гармоніка $f=250$ Гц. На рис. 7 наведено таку саму криву, що й на рис. 6 для кута запалювання тиристорів 65° . Тут коливання на вищих частотах є більш вираженими порівняно з попереднім режимом, а їх частота визначається шостою гармонікою $f=300$ Гц. Амплітуда напруги коливається в межах від -100 В до 160 В. Це означає, що значно зменшилась постійна складова вихідної напруги випрямляча.

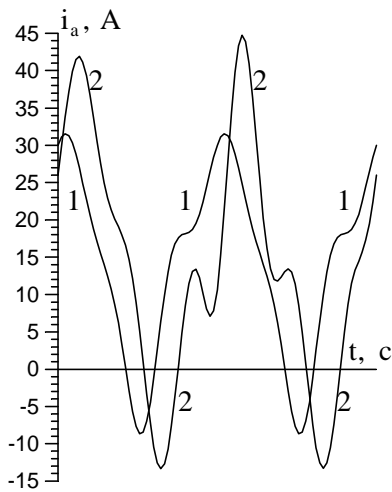


Рис. 4. Усталені значення струму якоря мотора на інтервалі одного періоду при різних значеннях кута запалювання тиристорів:
1 – 0° , 2 – 65°

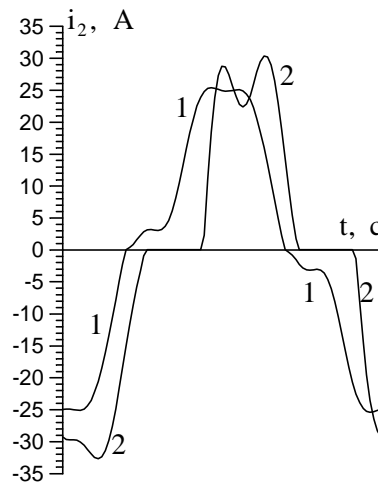


Рис. 5. Усталені значення струму вторинної обмотки трансформатора на інтервалі одного періоду при різних значеннях кута запалювання тиристорів:
1 – 0° , 2 – 65°

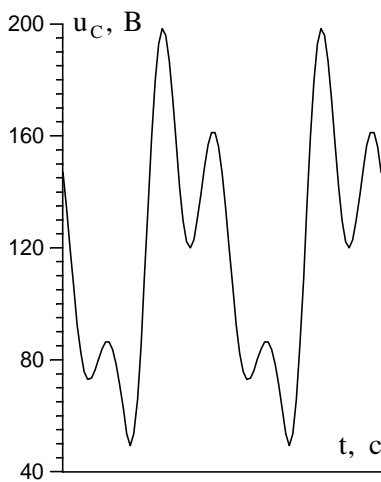


Рис. 6. Усталене значення напруги конденсатора на інтервалі одного періоду при куті запалювання тиристорів 0°

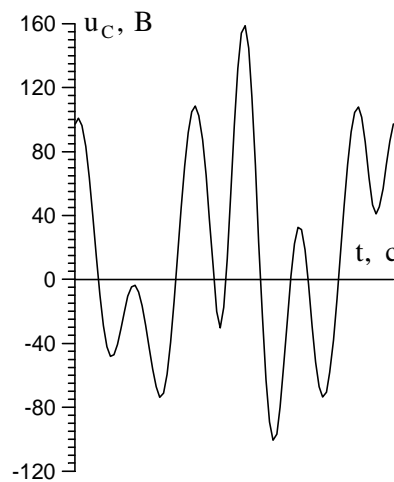


Рис. 7. Усталене значення напруги конденсатора на інтервалі одного періоду при куті запалювання тиристорів 65°

5. Висновки. Запропоновано методику розрахунку перехідних і усталених режимів роботи системи керування швидкістю обертання якоря мотора постійного струму з незалежним збудженням. Таке керування відбувається зміною напруги живлення обмотки якоря. Ця напруга є вихідною величиною однофазного мостового випрямляча, де мостова схема утворена тиристорами. Змінюючи кут запалювання тиристорів, впливаємо на рівень вихідної напруги випрямляча. Моделювання роботи тиристорів виконувалося за схемою ідеального ключа. Це дало можливість спростити алгоритм розрахунку динамічних процесів системи без втрати точності. Усталений режим розраховувався екстраполяційним методом. Отже, розроблена єдина методика аналізу перехідних і усталених режимів роботи системи, яка відзначається універсальністю і простотою алгоритмізації.

1. Боев В.М. Использование разрывных функций для расчета переходных процессов и импульсных воздействий в линейных электрических цепях // *Электронное моделирование*. – 2002. – № 6. – С. 67 – 79.

2. Васьковський Ю.Н. Перспектива моделювання динамічних режимів електромеханічних преобразователів на основі цепно-полевих методів // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2003. – № 1. – С. 23 – 25. 3. Дзелендзяк У., Самотий В. Дискретна математична модель однофазного мостового випрямляча // *Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка", Комп'ютерні науки та інформаційні технології*. – 2005. – № 543. – С. 95 – 102. 4. Мерфи Дж. Тиристорное управление двигателями переменного тока. – М.: Энергия, 1979. – 254 с. 5. Чуа Л.О., Лин Пен Мин. Машиный анализ электронных схем. – М.: Энергия, 1980. – 640 с. 6. Шидловська Н.А. Аналіз нелінійних електричних кіл методом малого параметру. – Київ: Євроіндекс, 1999. – 192 с. 7. Aprille T.I., Trick T.N. A computer algorithm to determine the steady-state response of non-linear oscillator // *IEEE Trans. Circuit Theory*. – 1972. – vol. ct-19. – P. 354 – 360. 8. McLeod. A note on the ϵ -algorithm // *Computing (Arch. Electron. Rechnen)*. – 1971. – V. 7. – P. 17 – 24. 9. Samotyj W., Dzelendziak U., Chomulak M. Optymalizacja kształtu sygnału wyjściowego falownika tyrystorowego // *V Ogólnopolska konferencja naukowo-techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej (PES-5)*. – T. II. – Kościelisko (Polska). – 2005. – S. 69 – 76. 10. Skelboe S. Computing of the periodic steady-state response of non-linear networks by extrapolation methods // *IEEE Trans. Circuits Syst.* – V.CAS-27. – 1980. – P. 161 – 175.

УДК 004.9 (075) .

В.Й. Сіماشко

Рівненський державний гуманітарний університет,
кафедра економічної кібернетики

УЗГОДЖЕННЯ ВЕРСІЙ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ В КОРПОРАТИВНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

© Сіماشко В.Й., 2008

Розглянуто задачу неузгодженості версій програмного забезпечення на робочих станціях корпоративних інформаційних систем. Пропонуються методи і технології автоматичного поновлення та синхронізації версій програмного забезпечення в корпоративних мережах.

The problem of software versions inconsistency on workstations of corporate intelligence systems is considered. Methods and technologies of an auto update and synchronisation of software versions in corporate networks are offered.

Вступ. Сучасні тенденції розвитку корпоративних інформаційних систем демонструють бурхливе зростання кількості персональних комп'ютерів, приєднаних в корпоративну мережу підприємства, та не менш бурхливе зростання кількості та розмаїття інформаційних систем, які застосовуються на робочих місцях. У зв'язку з цим особливо актуальним є завдання підтримки узгодженості версій програмного забезпечення на всіх комп'ютерах корпорації.

Дослідження та публікації з питань побудови корпоративних інформаційних систем (КІС) великих підприємств [1, 2, 3] недостатньо висвітлюють цю задачу та способи її вирішення.

Стаття присвячена опису технологічних проблем, які можуть виникнути внаслідок неузгодженості версій програмного забезпечення на робочих станціях корпоративних інформаційних