

В.В. Самотий^{1,2}, У.Ю. Дзелендзяк¹, А.Г. Павельчак¹¹Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра комп'ютеризованих систем автоматики²Politechnika Krakowska, katedra automatyki, Polska

КОМП'ЮТЕРНА СИМУЛЯЦІЯ ПРОЦЕСУ КЕРУВАННЯ МОТОРОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З НЕЗАЛЕЖНИМ ЗБУДЖЕННЯМ

© Самотий В.В., Дзелендзяк У.Ю., Павельчак А.Г., 2010

Наведено математичну модель системи: трифазний однопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням, а також запропоновано метод аналізу перехідних та усталених режимів її роботи.

Mathematical model of the system: the three-phase half-wave rectifier – motor of direct-current with independent excitation is resulted and method for transient and steady-state analysis of it operational modes is suggested.

Вступ. Електричні мотори широко застосовуються в народному господарстві. Їх поділяють на два типи залежно від напруги живлення – на мотори постійного та змінного струму. В моторах постійного струму нерухоме магнетне поле статора взаємодіє зі струмами в обмотках ротора. Для отримання неперервного крутильного моменту під час обертання ротора мотора відбувається комутація його обмоток. Мотори постійного струму класифікуються залежно від способу генерування магнетного поля. Якщо основне магнетне поле генерується постійними магнетами, то такі мотори називають магнетоелектричними. В моторах з незалежним збудженням обмотка збудження підмикається до окремого джерела постійної напруги. У цій статті досліджується саме такий мотор.

Мотор постійного струму має явнополюсну конструкцію, тому тут виникають усі труднощі математичного опису, притаманні явнополюсному синхронному мотору. Вдаючись до методів теорії електромагнетних кіл, треба будувати розрахункові схеми з розподіленими параметрами. Розглянемо лише відому спрощену модель, що не враховує насичення та вищих просторових гармонік магнетного поля.

У статті описано нелінійну математичну модель системи: трифазний однопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням. Робота тиристорів подана за схемою ідеального ключа. Аналіз усталених режимів здійснюється екстраполяційним ϵ -алгоритмом. Математичне моделювання таких об'єктів є необхідним, бо воно дає можливість визначити залежність швидкості обертання якоря мотора постійного струму від характеру моменту опору навантаження на валу якоря мотора.

Аналіз публікацій. Об'єкт нашого дослідження містить два типи елементів: електромагнетний пристрій зі змінною структурою електричного кола (трифазний однопівперіодний випрямляч) та електромеханічний об'єкт керування (мотор постійного струму з незалежним збудженням). Для дослідження перехідних і усталених процесів системи достатньо обмежитись методами аналізу нелінійних електромагнетних кіл. У роботі [2] для розв'язування цієї задачі застосовуються колові методи, які є доволі громіздкими. Методика, запропонована в [1], обмежена лінійними електричними колами, що значно звужує сферу її застосування. Математичні моделі нелінійних електромагнетних кіл наведені у багатьох роботах. Здійснивши їх аналіз, ми взяли за

основу моделі, подані в роботах [5–7, 9], де рівняння динаміки записані у фізичних координатах і зведені до нормальної форми Коші. Це дає можливість використати явні методи розв’язування систем нелінійних диференціальних рівнянь.

Ще однією особливістю розв’язуваної задачі є наявність керованих напівпровідникових вентилів, які вносять додаткову нелінійність в електричну частину кола. Одним з підходів до моделювання вентилів була *RLC*-модель [4]. Головним її недоліком є те, що вона породжує додаткові жорсткі диференціальні рівняння, що ускладнює алгоритм їх розв’язування. Другий, перспективніший підхід – це моделювання вентиля за схемою ідеального ключа, запропонований вперше в роботах [7–9]. Така модель дає змогу усунути дублювання рівнянь стану.

Для розрахунку ustalених режимів роботи системи скористаємося екстраполяційним методом [3] з використанням відомого ϵ -алгоритму [8], який не залежить від природи системи диференціальних рівнянь і має квадратичну збіжність ітераційного процесу.

Рівняння динаміки трифазного однопівперіодного випрямляча.

Трифазний однопівперіодний випрямляч реалізується на трьох вентилях, а навантаження вмикається в нульовому провіднику (рис. 1). Розглянемо рівняння динаміки трифазного однопівперіодного випрямляча, що працює на активне навантаження. Параметри вторинної обмотки вважаємо приведеними за кількістю витків до первинної. Тобто рівняння трифазного однопівперіодного випрямляча зводяться до рівнянь трифазного трансформатора з нульовим провідником, через який протікає струм навантаження. Як і в попередніх випадках, для запису рівнянь стану необхідно визначити загальну кількість комбінацій відкритих і закритих вентилів. Записати рівняння для кожної комбінації і за допомогою додаткових логічних змінних узагальнити їх до однієї системи алгебро-диференціальних рівнянь.

У цій схемі можлива досить значна кількість таких комбінацій. Необхідно перебрати всі варіанти, коли відкритими є один або два вентиля. Отже, існує три комбінації, коли відкритим залишається один вентиль, а також три комбінації, коли відкриті два вентиля, а саме: 1) T_A – відкритий, T_B , T_C – закриті; 2) T_B – відкритий, T_A , T_C – закриті; 3) T_C – відкритий, T_A , T_B – закриті; 4) T_B , T_C – відкриті, T_A – закритий; 5) T_A , T_C – відкриті, T_B – закритий; 6) T_A , T_B – відкриті, T_C – закритий. Можлива ще сьома комбінація, коли всі вентиля закриті.

Закривання того чи іншого вентиля буде приводити до обриву відповідної фази. При виведенні рівнянь трифазного трансформатора обриви фаз можна промодельовати, прирівнявши до нуля обернену індуктивність розсіяння відповідної фази або помноживши її на додаткову логічну змінну, що набуває значень 0, 1. Можна зробити висновок, що нема необхідності для цього перетворювача записувати рівняння всіх комбінацій відкритих і закритих вентилів. Достатньо записати рівняння для випадку, коли всі вентиля відкриті:

$$\frac{d\psi}{dt} = D(U - RI), \quad D = (D_1, D_2). \quad (1)$$

$$\frac{dI_2}{dt} = A_2(U - RI), \quad A_2 = (-K\alpha_2 D_1, K\alpha_2 (E - D_2)). \quad (2)$$

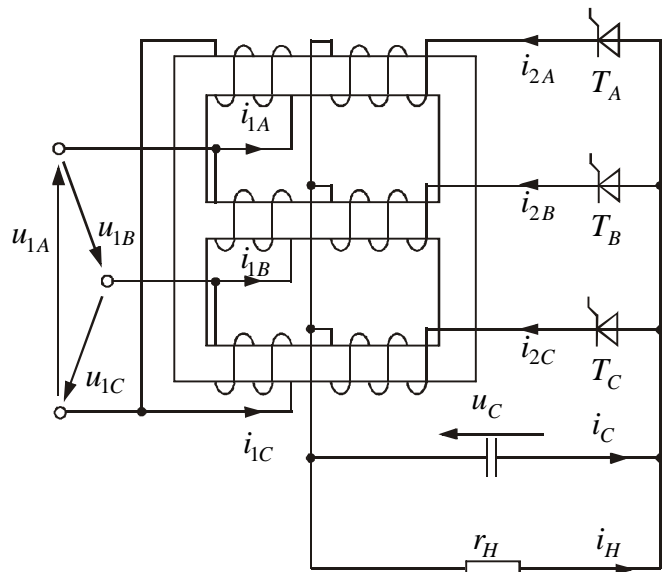


Рис. 1. Принципова схема трифазного однопівперіодного випрямляча

$$\frac{du_C}{dt} = C^{-1}(H_C^T I_2 - u_C / r_H). \quad (3)$$

де $D_1 = G\alpha_1$, $D_2 = GK\alpha_2$, $G = (P + \alpha_0 E_1 + \alpha_1 + K\alpha_2)^{-1}$; $K = \text{diag}(k_A, k_B, k_C)$ – діагональна матриця додаткових логічних змінних, що набувають значень 0, 1; $\Psi = (\Psi_1, \Psi_2)^T$ – матриця-стовпчик повних поточкозчеплень; $I = (I_1, I_2)^T$ – матриця-стовпчик струмів; $U = (U_1, -H_C u_C)^T$ – матриця-стовпчик напруг; $R = \text{diag}(R_1, R_2)$ – діагональна матриця активних опорів; $R_1 = \text{diag}(r_{1A}, r_{1B}, r_{1C})$; $R_2 = \text{diag}(r_{2A}, r_{2B}, r_{2C})$; $H_C = (1, 1, 1)^T$ – структурна матриця; $\psi = (\psi_A, \psi_B, \psi_C)^T$ – матриця-стовпчик робочих поточкозчеплень фаз; $\alpha_1 = \text{diag}(\alpha_{1A}, \alpha_{1B}, \alpha_{1C})$, $\alpha_2 = \text{diag}(\alpha_{2A}, \alpha_{2B}, \alpha_{2C})$ – діагональні матриці обернених індуктивностей розсіяння обмоток первинної та вторинної сторін трансформатора; α_0 – обернена індуктивність розсіяння нульової послідовності; E_1 – матриця розмірності 3×3 , всі елементи якої дорівнюють 1; $P = \text{diag}(\alpha''_A, \alpha''_B, \alpha''_C)$ – діагональна матриця обернених диференціальних індуктивностей.

Рівняння (1), (2) та (3) запишемо єдиним виразом

$$\frac{dX}{dt} = B(\psi)Z(t), \quad Z(t) = (U - RI, H_C^T I_2 - u_C / r_H)^T, \quad (4)$$

де $X = (\psi, I_2, u_C)^T$ – вектор змінних стану; $B = \text{diag}(M, C^{-1})$ – матриця коефіцієнтів; $M = (D, A_2)^T$.

Первинні струми визначаємо із співвідношення

$$I_1 = \Phi(\psi) + \alpha_0 E_1 \psi - I_2, \quad (5)$$

де $\Phi(\psi) = (\Phi_A(\psi_A), \Phi_B(\psi_B), \Phi_C(\psi_C))^T$ – матриця-стовпчик магнетних напруг в осердях трансформатора, які визначаються за їх кривими намагнення.

Лінійні струми визначаємо як різницю двох суміжних фазних

$$i_A = i_{1A} - i_{1B}, \quad i_B = i_{1B} - i_{1C}, \quad i_C = i_{1C} - i_{1A}, \quad (6)$$

Отримані рівняння необхідно доповнити умовами закривання і відкривання вентилів. При закритому вентилі j -ї фази ($k_j = 0$) справедливою буде залежність $\Psi_j = \psi_j$, $j = A, B, C$, тому умова його відкривання буде визначатися прикладеною до нього додатною напругою, а саме

$$-d\psi_j / dt - u_C > 0. \quad (7)$$

Якщо виконується умова (7), відкриваємо ventиль T_j і логічній змінній присвоюємо значення $k_j = 1$. Закриваємо ventилі за їх струмами

$$i_{2j} = 0, \quad di_{2j} / dt < 0. \quad (8)$$

Якщо виконана умова (8), закриваємо ventиль T_j і логічній змінній присвоюємо значення $k_j = 0$.

Розрахунок перехідних процесів зводиться до інтегрування рівнянь динаміки трифазного однопівперіодного випрямляча (4) за заданих початкових умов змінних стану $X(0)$. Зауважимо, що на кожному кроці інтегрування необхідно контролювати умови перемикання вентилів (7), (8). Усталений режим отримуємо за початкових умов $X(0)$, що задовольняють умову періодичності.

Рівняння динаміки системи. Щоб записати рівняння динаміки усієї системи, потрібно додати диференціальні рівняння, що описують динаміку роботи мотора постійного струму з незалежним збудженням. Спочатку запишемо рівняння електромагнетного стану мотора постійного струму з незалежним збудженням в нормальному вигляді

$$\frac{di_a}{dt} = S_a u_a + T_a u_f + E_a, \quad \frac{di_f}{dt} = T_f u_a + S_f u_f + E_f, \quad (9)$$

де $S_a = 1/(L_a + L_{af}L_{fa}/L_{ff})$, $T_a = -S_a L_{af}/L_{ff}$, $T_f = -S_a L_{fa}/L_{ff}$,

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

де 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 ротора мотора; Φ – магнетний потік мотора; c – конструктивна стала якоря мотора; Δu – падіння напруги в щітковому контакті.

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

$$\Phi = \Phi(i_f), \quad L_{ff} = L_{ff}(i_f). \quad (10)$$

У ненасиченому моторі

$$\Phi = ki_f, \quad L_{ff} = \text{const}. \quad (11)$$

Урахування 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 квазістаціонарного електромагнетного поля в часткових похідних.

Рівняння руху запишемо згідно з рівнянням Даламбера

$$\frac{d\omega}{dt} = (c\Phi i_a - M_O) / J, \quad (12)$$

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. Вважатимемо, що мотор має незалежне збудження, тобто обмотка збудження живиться від окремого автономного джерела постійної напруги, а обмотка якоря – від напруги конденсатора випрямляча. Тоді рівняння конденсатора (3), записане для активного навантаження трифазного однопівперіодного випрямляча, слід подати з урахуванням увімкнення обмотки якоря мотора, а саме

$$\frac{du_C}{dt} = (i_{2A} + i_{2B} + i_{2C} - i_a) / C, \quad (13)$$

Оскільки обмотка якоря мотора під'єднана безпосередньо до конденсаторного фільтра, у рівняннях стану мотора (9) необхідно прийняти $u_a = u_C$.

Результати комп'ютерного симулювання. Метою розрахунків було дослідження впливу моменту опору на валу якоря мотора на його динамічні характеристики. Досліджено вплив як постійного моменту опору, так і змінного. Змінний момент опору має два види: нелінійна залежність від швидкості обертання якоря мотора; періодична часова залежність.

На рис. 2 – 5 наведено розрахункові криві перехідних і стаціонарних процесів системи. Усталений процес розраховувався з використанням екстраполяційного ϵ -алгоритму. Амплітуда напруги живлення прийнята $U_m=311$ В.

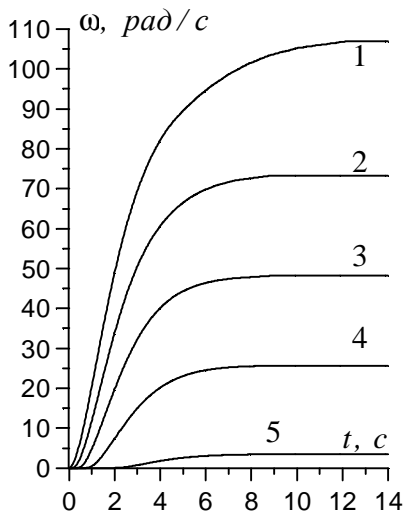


Рис. 2. Розгін якоря мотора при різних значеннях моменту опору: 1 – 0 Нм; 2 – 1 Нм; 3 – 2 Нм; 4 – 3 Нм; 5 – 4 Нм

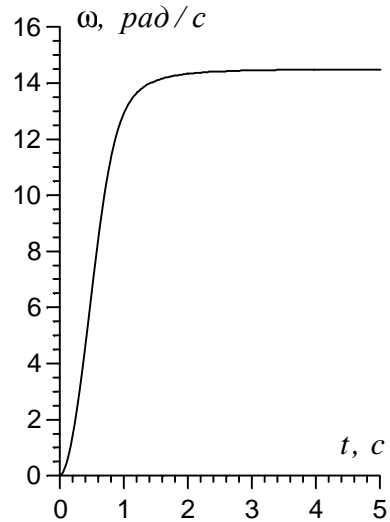


Рис. 3. Розгін якоря мотора при нелінійній залежності моменту опору від швидкості обертання якоря мотора

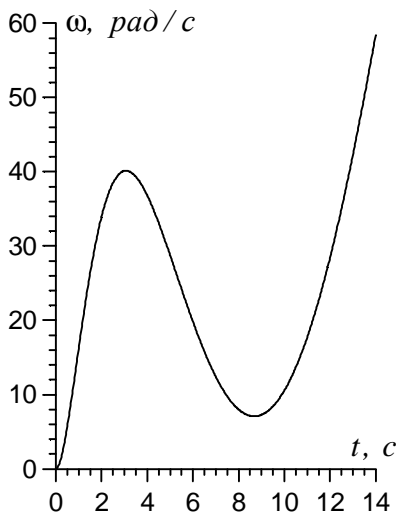


Рис. 4. Розгін якоря мотора при гармонічній залежності моменту опору від швидкості обертання якоря мотора

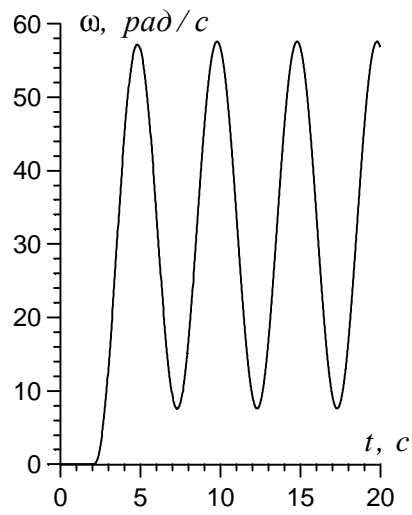


Рис. 5. Розгін якоря мотора при гармонічній залежності з постійною складовою моменту опору від швидкості обертання якоря мотора

Розрахунки виконувалися за таких параметрів: $r_{1j}=0.75$ Ом; $r_{2j}=1.5$ Ом; $r_H=10$ Ом; $\alpha_{1j}=\alpha_{2j}=142$ Гн⁻¹; $j=A, B, C$; $\alpha_0=167$ Гн⁻¹; $C=10$ 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; $c=70.8$ Н·м/(Вб·А); $J=0.2$ Н·м·с²/рад.

Крива намагнення апроксимована кубічним сплайном. На рис. 2 наведено розрахункові криві перехідного процесу швидкості обертання якоря мотора постійного струму з незалежним збудженням для різних значень моменту опору на валу якоря мотора постійного струму з незалежним збудженням. Так, крива 1 відповідає моменту опору 0 Нм, крива 2 – 1 Нм, крива 3 – 2 Нм, крива 4 – 3 Нм, крива 5 – 4 Нм. При подальшому збільшенні моменту опору мотор зупиняється, тобто він стає більшим від рушійного моменту мотора. Залежність усталеного значення швидкості

обертання якоря від моменту опору має майже лінійний характер. Така характеристика дістала назву механічної. Час перехідного процесу не перевищує 12 с, причому зі зростанням моменту опору навантаження він дещо зменшується. Всі залежності мають чисто аперіодичний характер і не містять перерегулювань. Максимальна швидкість за відсутності моменту опору навантаження становить 107 рад/с.

На рис. 3 наведено розрахункову криву перехідного процесу швидкості обертання якоря мотора постійного струму з незалежним збудженням при нелінійній залежності моменту опору від швидкості обертання якоря мотора. Ця залежність була задана кубічним поліномом

$$M_O(\omega) = a_0 + a_1\omega + a_2\omega^2 + a_3\omega^3, \quad (14)$$

де $a_0=0.004$, $a_1=0.003$, $a_2=0.002$, $a_3=0.001$.

Такий характер навантаження зменшив час перехідного процесу порівняно з попередніми режимами в 3–4 рази. Це пояснюється тим, що при малих швидкостях момент опору теж достатньо малий і якір мотора швидко набирає обертів. Проте такий розгін відразу збільшує момент опору, що приводить до різкого падіння кутового прискорення якоря мотора.

На рис. 4 наведено розрахункову криву перехідного процесу швидкості обертання якоря мотора постійного струму з незалежним збудженням за параметричної залежності моменту опору від швидкості обертання якоря мотора. Ця залежність була задана виразом

$$M_O(t) = a_0 + a_4 \sin(a_5 t), \quad (15)$$

де $a_0=0$, $a_4=4.4$, $a_5=0.22$.

Фактично таке динамічне навантаження є додатною півхвилею синусоїдальної залежності, тому на початку синусоїди момент опору навантаження незначний і мотор розганяється. Зростання опору приводить до різкого падіння швидкості (часова ділянка від 4 до 8 с). Далі знову відбувається зменшення моменту опору до нуля і мотор знову набирає обертів. Імовірно, що при такому навантаженні може виникнути резонанс коливань і мотор може вийти з ладу.

На рис. 5 наведено розрахункову криву перехідного процесу швидкості обертання якоря мотора постійного струму з незалежним збудженням при параметричній синусоїдальній залежності моменту опору від швидкості обертання якоря мотора за наявності постійної складової. Ця залежність також була задана виразом (15), де $a_0=2.7$, $a_4=2.7$, $a_5=1.257$. По суті, це синусоїда з амплітудою 2.7 та з постійною складовою цієї самої величини. Характер кривої швидкості обертання якоря мотора періодичний, а перехідний процес можна вважати вже завершеним на 5-й секунді роботи мотора.

Висновок. Розроблено нелінійну математичну модель системи: трифазний однопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням. Для моделювання роботи тиристорів використана модель ідеального ключа, що значно спростило алгоритм розрахунку, усунуло жорсткість системи диференціальних рівнянь стану та підвищило збіжність числових методів. Для аналізу вимушених періодичних режимів системи застосований екстраполяційний метод. Його перевага полягає в тому, що він не залежить від природи рівнянь динаміки досліджуваного об'єкта. Досліджено вплив моменту опору навантаження на перехідні характеристики мотора, зокрема, коли цей момент є функцією швидкості обертання якоря мотора. Результати числових експериментів свідчать про ефективність запропонованого підходу.

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. Васильковский Ю.Н. Перспектива моделирования динамических режимов электромеханических преобразователей на основе цепно-полевых методов // Электротехника і електромеханіка. – 2003. – № 1. – С. 23 – 25. 3. Самотий В.В., Дзелендзяк У.Ю. Дискретна математична модель трифазного однопівперіодного випрямляча // Вісник ВПІ. – 2005. – № 5. –

С. 67 – 71. 4. Мерабишвили П.Ф., Вадачкорія Г.В. Аналіз динаміки мостових випрямачів при синусоїдальному тоці на вході // *Електричество*. – 1992. – № 2. – С. 30 – 35. 5. Самотий В.В. Аналіз стаціонарних режимів трифазних однопівперіодних випрямачів методом Ньютона // *Вимірювальна техніка та метрологія: міжвідомчий наук.-техн. зб.* – Львів, 1996. Вип. 52. – С. 95 – 97. 6. Самотий В.В., Гаранюк П.І. Математична модель трифазно-однофазного перетворювача частоти при активно-емнісному навантаженні // *Доповіді Національної академії наук України*. – 1997. – № 11. – С.38–42. 7. Самотий В.В. Математичне моделювання стаціонарних процесів електроматнетних пристроїв систем керування. – Львів: Фенікс, 1997. – 170 с. 8. McLeod. A note on the e-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)*. – Т. II. – Kościelisko (Polska). – 2005. – S. 69 – 76.

УДК 004.7

В.Б. Дудикевич¹, Ю.Р. Гарасим¹, Г.В. Микитин^{1,2}

¹Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра захисту інформації;

²Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка

КОНЦЕПТУАЛЬНІ МОДЕЛІ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ ТЕХНОЛОГІЙ СТАЦІОНАРНОГО, СТІЛЬНИКОВОГО, СУПУТНИКОВОГО ЗВ’ЯЗКУ

© Дудикевич В.Б., Гарасим Ю.Р., Микитин Г.В., 2010

Розроблено концептуальні моделі захисту інформації для технологій стаціонарного, стільникового, супутникового зв’язку на фізичному, каналному, мережевому, системному рівнях. Відповідно до запропонованої моделі проаналізовано аспекти захисту інформації в корпоративних мережах.

The conceptual models of information security for fixed, cellular, satellite communication technologies on physical, data link, network and system level were designed. Within the suggested model enterprise networks information security aspect were examined.

Вступ. Створення сучасних систем безпеки інформації, зокрема на рівні корпоративних мереж зв’язку (КМЗ), які є провідними в сучасній інфраструктурі функціонування суспільства, ґрунтується на комплексному підході, що охоплює принципи системного аналізу предметної сфери. Структура комплексного підходу орієнтована на створення захищеного середовища оброблення інформації на основі методів і засобів протидії відповідним загрозам. Методологічною основою комплексного підходу є: законодавчі, нормативно-правові, морально-етичні, організаційні, апаратно-програмні способи функціонального забезпечення інформаційної безпеки цифрових систем, каналів, мереж зв’язку.

Комплексний підхід ефективно використовується в сучасних концепціях інформаційної безпеки засобів передавання/приймання сигналів, фізичних каналів і мереж зв’язку. Принципи побудови інформаційної безпеки цифрової системи зв’язку (ЦСЗ) ґрунтуються на:

– концептуальній моделі захисту інформації для відповідної технології зв’язку з урахуванням аспектів передавання/приймання фізичного сигналу, самого фізичного середовища – каналу, мережі, апаратно-програмних засобів цифрових систем зв’язку;