

ЕФЕКТИВНІ РЕКУРЕНТНІ ФОРМУЛИ ДЛЯ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

© Мороз В.І., 2007

Запропоновано для комп'ютерного моделювання електромеханічних систем прості та ефективні рекурентні рівняння, які отримані на підставі апроксимацій інтегралу згортки з ненульовими початковими умовами. Доведена теорема про їхню сильну стійкість. Порівняно з відомими формулами для числового розв'язування звичайних диференціальних рівнянь.

The simple but effective recurrent formulas based on the convolution integral approximation with nonzero initial conditions for electromechanical systems computer simulation are proposed in this article. The proof of the theorem of their strong stability is made. There are comparings with the popular formulas for ODEs.

Постановка проблеми. Важливим етапом комп'ютерного моделювання електромеханічних систем є створення цифрової моделі об'єкта шляхом дискретизації неперервного прототипу відповідним операторним чи, найчастіше, числовим методом. Внаслідок цієї операції відбувається перехід від опису в неперервній чи аналоговій формі (це може бути і передатна функція об'єкта, і система інтегральних чи диференціальних рівнянь) до опису системою моделювальних рекурентних рівнянь, на підставі яких і створюється програма для розрахунку часових процесів. Практично завжди цей етап повністю або частково автоматизується використанням готових стандартних програм розв'язування звичайних диференціальних рівнянь або використанням пакетів числової математики, наприклад, MATLAB (зокрема, з додатком Simulink) чи MathCAD. Така автоматизація процесу дискретизації неперервної системи значно спрощує для користувача (особливо, непідготовленого) процес створення комп'ютерної моделі, проте позбавляє його можливості контролювати деталі процесу і пропонує набір готових рішень принаймні 30-річної давності. Недоліками такого підходу є також залежність точності дискретизації неперервної моделі від використаного числового методу, що може спричинити проблеми зі стійкістю отриманої дискретизованої моделі та явище нагромадження у ній похибок на довгих проміжках розв'язування.

Додаткову проблему створює непридатність класичних числових методів розв'язування звичайних диференціальних рівнянь для моделювання сучасних автоматизованих електроприводів, які мають у своєму складі імпульсні елементи – релейні, гістерезисні регулятори чи силову частину за принципом широтно-імпульсної модуляції (ШИМ). Це пов'язано з тим, що координати таких систем описуються розривними функціями, а числові методи апроксимують функцію розв'язку обмеженим розкладом у ряд Тейлора, який існує лише для неперервних диференційованих функцій. Деякою мірою (але не завжди) цю проблему вирішує стратегія автоматичного вибору кроку інтегрування, яка дає змогу зменшенням кроку інколи “проскочити” точки розриву.

Аналіз останніх досліджень. Одним зі шляхів вирішення згаданих вище проблем під час використання числових методів для дискретизації моделі є застосування з цією метою аналітичних і числово-аналітичних підходів, зокрема, операторних методів. Одним з відомих операторних методів саме для дискретизації неперервних і опису дискретних систем є z-перетворення [1, 2]. За своєю суттю це є спосіб знаходження інтегралу згортки заданої функції з вхідним сигналом, який апроксимований прямокутниками (здебільшого) або трапеціями (відповідно, фіксатори нульового

та першого порядку в термінах теорії дискретних систем). Засобом дискретизації в цьому разі є рекурентні рівняння, що отримані з дискретної передатної функції та розв'язуючи які, знаходять інтеграл згортки [3].

Стосовно операторних методів склалася усталена думка про їхню придатність лише для аналізу лінійних систем. Проте деякі автори [2, 4, 5] показали, зокрема й на прикладах, можливість застосування цих методів також і до аналізу нелінійних задач.

Спільним недоліком для усіх операторних методів є необхідність досить значної попереднього пророблення математичної моделі. У багатьох, найчастіше складних, випадках аналітичного вирішення проблеми може і не існувати, що змушує вдаватися до штучних прийомів, щоб пристосувати задачу до розв'язування операторним методом. Іншим недоліком є необхідність ґрунтовної теоретичної підготовки та глибокого розуміння проблеми дослідником, без чого практичне застосування операторних методів є проблематичним [2].

Задачею досліджень є розробка простих і водночас ефективних та стійких за будь-якого кроку рекурентних формул на підставі числово-аналітичних методів для комп'ютерного моделювання електромеханічних систем.

Виклад основного матеріалу. З погляду формального математичного опису методи дискретизації неперервних систем, зокрема й числові методи розв'язування задач динаміки, зводяться до знаходження інтегралу згортки з ненульовими початковими умовами:

$$y(t) = y_0(t) + \int_0^t w(t - \tau) \cdot x(\tau) d\tau,$$

де $y(t)$ – вихідна координата (реакція) системи; $y_0(t)$ – реакція системи на ненульові початкові умови; $w(t)$ – імпульсна перехідна характеристика системи (реакція на δ -імпульс Дірака); $x(t)$ – вхідний сигнал (збурення) системи.

У загальному випадку аналітичне знаходження такого інтегралу неможливе з кількох причин, кожна з яких може бути визначальною:

- для складних систем аналітичний вираз для інтегралу згортки може бути відсутнім;
- для знаходження реакції системи $y(t)$ повинні бути відомі аналітичні вирази для обох складових інтегралу згортки:
 - імпульсної перехідної характеристики $w(t)$ – зазвичай вона відома і якимось чином задається, наприклад, системою звичайних диференціальних рівнянь, передатною функцією тощо (*потрібно зауважити, що для складних систем знаходження аналітичного виразу для імпульсної перехідної характеристики може виявитися нетривіальною задачею*);
 - вхідний сигнал (збурення) $x(t)$ – найчастіше, зокрема, у замкнених системах автоматичного керування, він є довільним, через що аналітично не визначений.

Допомогти у розв'язанні цієї задачі може сумісне застосування двох підходів:

1) розкладання імпульсної перехідної характеристики системи на елементарні експоненційні складові – це відповідає математичному запису у вигляді системи звичайних диференціальних рівнянь, таким чином відбувається істотне спрощення підінтегрального виразу в інтегралі згортки зведенням його до суми інтегралів згорток значно простіших виразів;

2) апроксимація поліномом невисокого порядку вхідного сигналу (збурення) $x(t)$, отже, вирішується проблема його аналітичного опису.

Потрібно зазначити, що апроксимацію довільного сигналу $x(t)$ можна здійснювати поліномом довільного порядку, проте існує певний компроміс між точністю апроксимації (*вищий порядок полінома забезпечує вищу точність*) і складністю отриманої рекурентної формули (*нижчий порядок апроксимаційного полінома продукує простіший вираз*). Додатковим фактором у виборі виступають фазні похибки [6] і числова стійкість поліноміальної апроксимації, яка знижується зі

зростанням порядку апроксимаційного полінома [7, 8]. Не вдаючись у подробиці, які виходять за межі статті, можна вважати раціональною апроксимацію сигналу $x(t)$ поліномом першого порядку, яка має ще й таку позитивну рису, як відсутність фазного зсуву вхідного сигналу [6].

Зручним інструментом для знаходження інтегралу згортки з ненульовими початковими умовами є використання прямого та оберненого перетворення Лапласа [9], яке широко використовується в теорії автоматичного керування (ТАК). Для цього задача розбивається на дві частини:

- 1) знаходження відображення вхідного сигналу або збурення $x(t)$;
- 2) знаходження реакції системи на ненульові початкові умови.

1. Поліноміальна апроксимація сигналу $x(t)$ є відомою процедурою, яку показано нижче на прикладі апроксимації поліномом першого порядку $x^*(t) = b \cdot t + a$:

- Коефіцієнти апроксимації a , b знаходяться для визначених полінома першого порядку $x^*(t) = b \cdot t + a$ та інтервалу дискретності h :

$$\begin{cases} b \cdot h + a = x_{i+1}; \\ a = x_i; \end{cases} \quad \text{звідки матимемо} \quad \begin{cases} a = x_i; \\ b = \frac{x_{i+1} - x_i}{h}. \end{cases}$$

- Отримані значення коефіцієнтів апроксимації дають змогу знайти відображення за Лапласом $X^*(s)$ апроксимації сигналу $x^*(t)$:

$$X^*(s) = \mathbf{L}(x^*(t)) = \mathbf{L}(b \cdot t + a) = \frac{x_{i+1} - x_i}{h \cdot s^2} + \frac{x_i}{s}.$$

Примітка. Розглядаючи в інтегралі згортки апроксимації вхідного сигналу поліномом довільного порядку, можна дійти до ширшого кола рекурентних формул, які дають змогу проводити дискретизацію неперервної системи із заданою точністю.

2. Знаходження реакції (вільної складової) системи для ненульових початкових умов – $y_0(t)$ спрощується використанням операторного методу [9] як показано нижче. Підставою для цього є відображення за Лапласом реакції системи $y(t)$ на дві складові: на ненульові початкові умови $y'_0 \neq 0, y''_0 \neq 0, \dots, y_0^{(n-2)} \neq 0, y_0^{(n-1)} \neq 0$ та сигнал збурення [10]:

$$\mathbf{L}(y(t)) = Y(s) = \frac{C_0(s)}{A(s)} + \frac{B(s)}{A(s)} \cdot X(s) = Y_0(s) + \frac{B(s)}{A(s)} \cdot X(s), \quad (1)$$

де $W(s) = \frac{B(s)}{A(s)}$ – передатна функція системи, відповідає її імпульсній перехідній характеристиці;

$A(s)$ – характеристичний поліном передатної функції; $C_0(s)$ – відображення ненульових початкових умов; $Y_0(s)$ – відображення вільної складової $y_0(t)$ для ненульових початкових умов.

Перша складова загального виразу $\frac{C_0(s)}{A(s)}$ є відображенням за Лапласом розв'язку для

ненульових початкових умов однорідного диференціального рівняння, яке пов'язане з характеристичним поліномом $A(s)$. Відображення $Y_0(s)$ вільної складової $y_0(t)$ знаходиться застосуванням до цього диференціального рівняння теореми диференціювання оригіналу [9]:

$$\mathbf{L}(a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + a_2 y'' + a_1 y' + a_0 y).$$

Використовуючи згадані правила диференціювання матимемо відображення за Лапласом однорідного диференціального рівняння з початковими умовами:

$$\begin{aligned} & a_n (s^n Y_0(s) - y_0 s^{n-1} - y'_0 s^{n-2} - \dots - y_0^{(n-2)} s - y_0^{(n-1)}) + \dots + \\ & + a_{n-1} (s^{n-1} Y_0(s) - y_0 s^{n-2} - y'_0 s^{n-3} - \dots - y_0^{(n-3)} s - y_0^{(n-2)}) + \dots + \\ & + a_2 (s^2 Y_0(s) - y_0 s - y'_0) + a_1 (s Y_0(s) - y_0) + a_0 Y_0(s), \end{aligned}$$

звідки після алгебричних перетворень і спрощень отримаємо

$$Y_0(s) = \frac{\sum_{j=1}^n \left(y_0^{(j-1)} \sum_{i=j}^n a_i s^{i-j} \right)}{A(s)} = \frac{C_0(s)}{A(s)}, \quad (2)$$

де $y_0' \neq 0, y_0'' \neq 0, \dots, y_0^{(n-2)} \neq 0, y_0^{(n-1)} \neq 0$ – ненульові початкові умови системи, відповідають початковим умовам однорідного диференціального рівняння; $a_n, a_{n-1}, \dots, a_2, a_1, a_0$ – коефіцієнти характеристичного полінома системи $A(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0$ і відповідного однорідного диференціального рівняння.

Застосовуючи замість відображення за Лапласом сигналу $X(s)$ відображення його апроксимації $X^*(s)$, отримаємо:

$$Y(s) = \frac{C_0(s)}{A(s)} + \frac{B(s)}{A(s)} \cdot X^*(s), \quad (3)$$

що після застосування оберненого перетворення Лапласа є основою для створення відповідних рекурентних формул для опису часових процесів у системі.

Отримані таким чином моделюючі рекурентні рівняння, оскільки знайдені аналітично, є стійкими для будь-якого кроку розв'язування і належать до сильно стійких формул.

Теорема. Отримані на підставі апроксимацій інтегралу згортки з ненульовими початковими умовами моделюючі рекурентні формули, що описують динаміку стійких електромеханічних систем, які задані правильними дробово-раціональними функціями, є сильно стійкими формулами.

Означення. Різницєва формула називається сильно стійкою, якщо всі її сторонні корені лежать всередині одиничного кола [11].

Доведення. Нехай вихідна координата стійкої динамічної системи описується інтегралом згортки з ненульовими початковими умовами та апроксимацією вхідного сигналу $x^*(t)$:

$$y(t) = \mathbf{L}^{-1} \left(\frac{C_0(s)}{A(s)} \right) + \int_0^t x^*(\tau) \cdot w(t-\tau) d\tau, \quad (4)$$

де $y(t)$ – шукана вихідна координата; $w(t)$ – імпульсна перехідна характеристика системи; \mathbf{L}^{-1} – оператор оберненого перетворення Лапласа; $x^*(t)$ – апроксимація вхідного сигналу.

Перейдемо до її відображення в операторній формі Лапласа:

$$Y(s) = \frac{C_0(s)}{A(s)} + \frac{B(s)}{A(s)} \cdot X^*(s) = \frac{\sum_{j=1}^n \left(y_0^{(j-1)} \sum_{i=j}^n a_i s^{i-j} \right)}{A(s)} + X^*(s) \cdot W(s). \quad (5)$$

Для стійкої електромеханічної системи стійкість є її внутрішньою властивістю, що визначається лише передатною функцією, яка обумовлює розміщення нулів та полюсів на комплексній площині, і тому не залежить від виду вхідного сигналу чи збурення $x(t)$. Отже, для полегшення доведення теореми сигнал $x(t)$ або його апроксимація $x^*(t)$ можуть бути прийняті нульовими, що дає змогу спростити вираз для відображення вихідної координати:

$$Y(s) = \frac{C_0(s)}{A(s)} = \frac{\sum_{j=1}^n \left(y_0^{(j-1)} \sum_{i=j}^n a_i s^{i-j} \right)}{A(s)}. \quad (6)$$

Властивість стійкості лінійної системи також не залежить від її початкових умов, тому їх можна прийняти довільними, що дає змогу спростити їхнє відображення за Лапласом до вигляду $C_0(s) = 1$, внаслідок чого матимемо

$$y(t) = \mathbf{L}^{-1}(Y(s)) = \mathbf{L}^{-1}\left(\frac{1}{A(s)}\right).$$

Стійкість такої системи зумовлюється винятково її характеристичним поліномом

$$A(s) = a_n s^n + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0.$$

Після дискретизації отриманої передатної функції шляхом z-перетворення [1–4] матимемо характеристичне рівняння дискретної системи:

$$\sum_{i=1}^n (s + p_i) \xrightarrow{\text{операція дискретизації}} \sum_{i=1}^n (z + P_i^*),$$

де p_i – i -й корінь характеристичного полінома $A(s)$; P_i^* – i -й корінь дискретизованого характеристичного полінома в z-площині, що визначається із залежності $P_i^* = e^{p_i \cdot h}$.

Оскільки для стійкої динамічної системи всі корені характеристичного рівняння лежать у лівій комплексній півплощині ($p_i < 0$), то, відповідно до застосованого відображення, всі дискретні корені, згідно з вказаною залежністю, містяться в одиничному колі – $|P_i^*| < 1$. Отже, всі сторонні корені дискретизованого характеристичного рівняння, яке отримане на підставі апроксимації інтегралу згортки з ненульовими початковими умовами, лежать в одиничному колі, що є ознакою сильно стійкої формули.

Теорему доведено.

Наслідок з теореми. Числові похибки, які вносяться в рекурентні рівняння, що отримані на підставі апроксимації інтегралу згортки з ненульовими початковими умовами, мають тенденцію до загасання зі швидкістю загасання імпульсної перехідної функції системи.

Цей наслідок випливає з формули (6) – внесена на попередньому кроці розв’язування похибка виступає як додаткові початкові умови для наступного кроку. Реакція системи на таку зміну початкових умов є імпульсною перехідною характеристикою системи з передатною функцією $\frac{1}{A(s)}$, яка відповідно масштабована до величини внесеного збурення.

Для найпростіших випадків – нульового полюса (*інтегральна ланка* – в термінах ТАК) і одиничного дійсного полюса (*аперіодична ланка* – в термінах ТАК) – нижче показано шлях отримання моделювальних рекурентних формул згідно з формулами (4) і (5). Зведення моделі до суми найпростіших складових, як зазначено раніше, відповідає її запису у формі системи звичайних диференціальних рівнянь першого порядку.

Інтегральна ланка. Для інтегральної ланки імпульсна перехідна характеристика описується виразом $w(t) = \frac{1}{T}$. Тоді, згідно з формулами (4) і (5), реакцію інтегральної ланки на ненульові початкові умови і збурення запишемо у вигляді

$$y(t) = \mathbf{L}^{-1}\left(\frac{T}{T \cdot s} \cdot y_0\right) + \frac{1}{T} \int_0^t x^*(\tau) d\tau \xrightarrow{\text{відображення}} Y(s) = \frac{T}{T \cdot s} \cdot y_0 + X^*(s) \cdot \frac{1}{T}$$

Аперіодична ланка першого порядку. Для аперіодичної ланки характеристичний поліном має вигляд $A(s) = Ts + 1$, а імпульсна перехідна характеристика описується виразом $w(t) = \frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}}$.

Тоді, згідно з формулами (4) і (5), реакцію аперіодичної ланки на ненульові початкові умови і збурення можна записати так:

$$y(t) = \mathbf{L}^{-1}\left(\frac{T}{T \cdot s + 1} \cdot y_0\right) + \frac{1}{T} \int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T}} x^*(\tau) d\tau \quad \text{відображення} \quad \Rightarrow \quad Y(s) = \frac{T}{T \cdot s + 1} \cdot y_0 + X^*(s) \frac{1}{T \cdot s + 1}.$$

Виконавши для проміжку часу $t_i \leq t < t_{i+1}$ почергово такі дії:

- підставляємо в отримані формули вираз для відображення за Лапласом апроксимації сигналу збурення $X^*(s) = \frac{x_{i+1} - x_i}{h \cdot s^2} + \frac{x_i}{s}$;
- встановлюємо нижню межу інтегрування для інтегралу згортки такою, що дорівнює моменту часу t_i , таким чином стан системи для моменту часу t_i стає початковими умовами для наступного кроку;
- встановлюємо верхню межу інтегрування для інтегралу згортки такою, що дорівнює кроку розв'язування $t = t_{i+1} = t_i + h$;

після алгебричних спрощень знаходимо реакції на зовнішнє збурення для кожної з елементарних ланок у вигляді рекурентних рівнянь.

Інтегратор – для проміжку часу $t_i \leq t < t_{i+1}$ отримаємо:

$$y(t) = \mathbf{L}^{-1}\left(\frac{T}{T \cdot s} \cdot y_0 + \left(\frac{x_{i+1} - x_i}{h \cdot s^2} + \frac{x_i}{s}\right) \cdot \frac{1}{T}\right) = y(t_i) + \frac{h}{2T}(x_i + x_{i+1}),$$

звідки матимемо рекурентне рівняння

$$y_{i+1} = y_i + \frac{h}{2T}(x_i + x_{i+1}).$$

Аперіодична ланка – для проміжку часу $t_i \leq t < t_{i+1}$ отримаємо:

$$y(t) = \mathbf{L}^{-1}\left(\frac{T \cdot y_0}{T \cdot s + 1} + \left(\frac{x_{i+1} - x_i}{h \cdot s^2} + \frac{x_i}{s}\right) \frac{1}{T \cdot s + 1}\right) = y(t_i)e^{-\frac{t}{T}} + x_{i+1} - x_i e^{-\frac{t}{T}} - \frac{T}{h}(x_{i+1} - x_i)(1 - e^{-\frac{t}{T}}).$$

звідки матимемо рекурентне рівняння

$$y_{i+1} = y_i e^{-\frac{h}{T}} + x_{i+1} - x_i e^{-\frac{h}{T}} - \frac{T}{h}(x_{i+1} - x_i)(1 - e^{-\frac{h}{T}}).$$

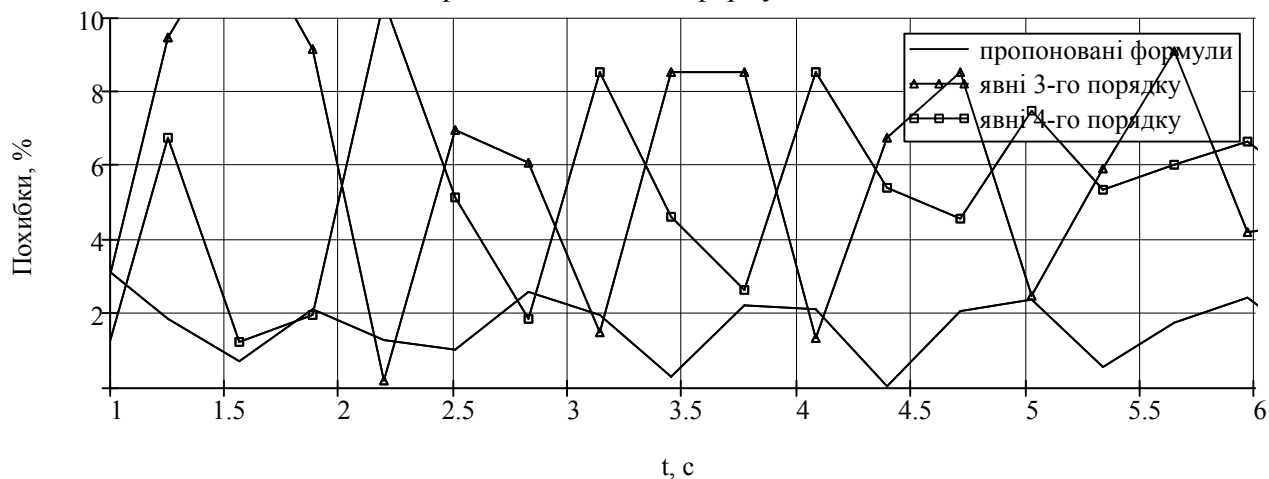
Для перевірки ефективності запропонованих рекурентних формул комп'ютерним моделюванням був здійснений простий, але достатньо інформативний експеримент: на вхід дискретної моделі аперіодичної ланки (аналог диференціального рівняння першого порядку) зі сталою часу $T = 1$ с та одиничним коефіцієнтом посилення подавався тестовий синусоїдний сигнал одиничної амплітуди з кутовою частотою π рад/с. Отримані результати порівнювали з аналітичним розв'язком.

Для порівняння проведені аналогічні експерименти з відомими числовими інтеграторами:

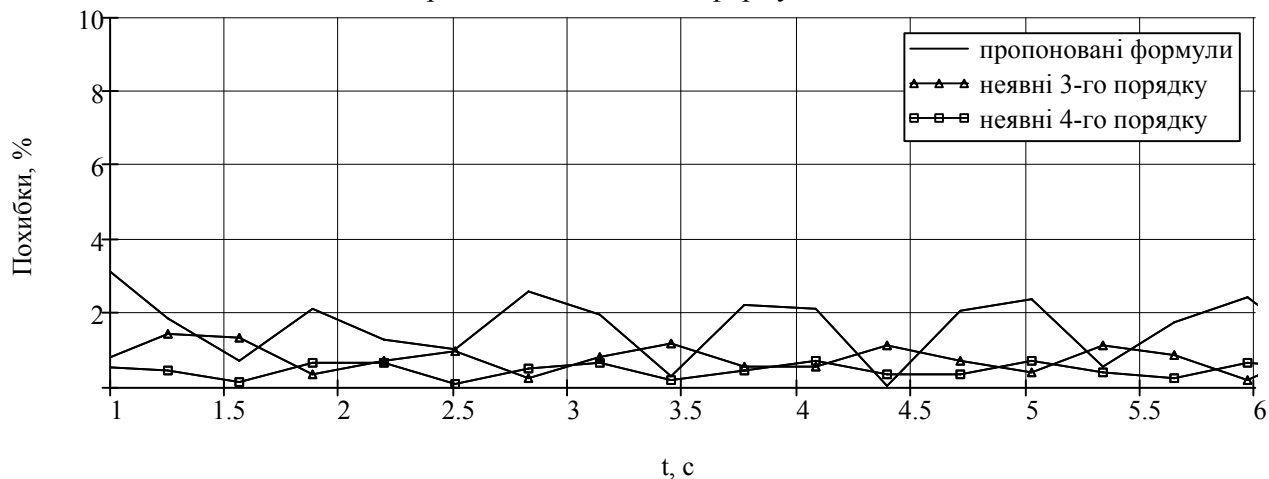
- явними формулами Адамса, які ще відомі як формули Адамса-Бешфорта (*Adams-Bashforth*), третього і четвертого порядків;
- неявними формулами Адамса, які ще відомі як формули Адамса-Малтона (*Adams-Moulton*), третього і четвертого порядків;
- формулами Гіра (*Gear*), які ще відомі як формули диференціювання назад (*ФДН*), третього і четвертого порядків.

Результати експериментів показані на графіках для двох значень кроку, що відповідають 10 відлікам за період тестової синусоїди (рис. 1) і 20 відлікам за період тестової синусоїди (рис. 2). Для кроку, що відповідає десяти відлікам за період, розв'язок за допомогою явних методів Адамса не лише найменш точний, але є ще й нестійким.

Порівняння з явними формулами Адамса



Порівняння з неявними формулами Адамса



Порівняння з формулами Гіра (ФДН)

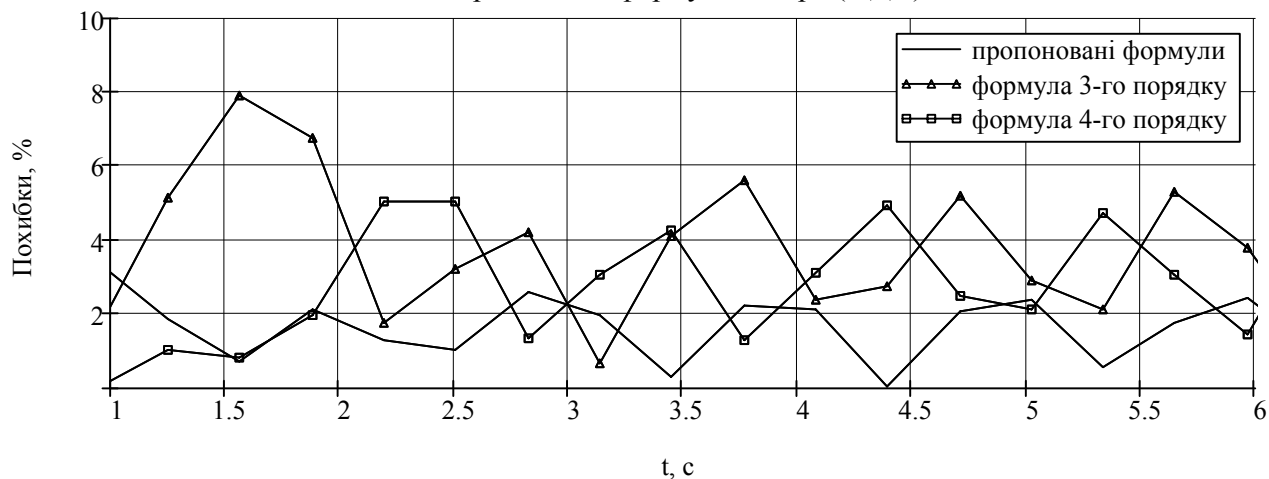


Рис. 1. Похибки різних формул для 10 відліків на період синусоїди

Додаткові дослідження підтвердили стійкість формул Гіра та пропонувананих для будь-якого кроку розв'язування. Стосовно неявних формул Адамса потрібно відзначити їхню вищу точність порівняно з іншими формулами, проте обмежену область стійкості [11].

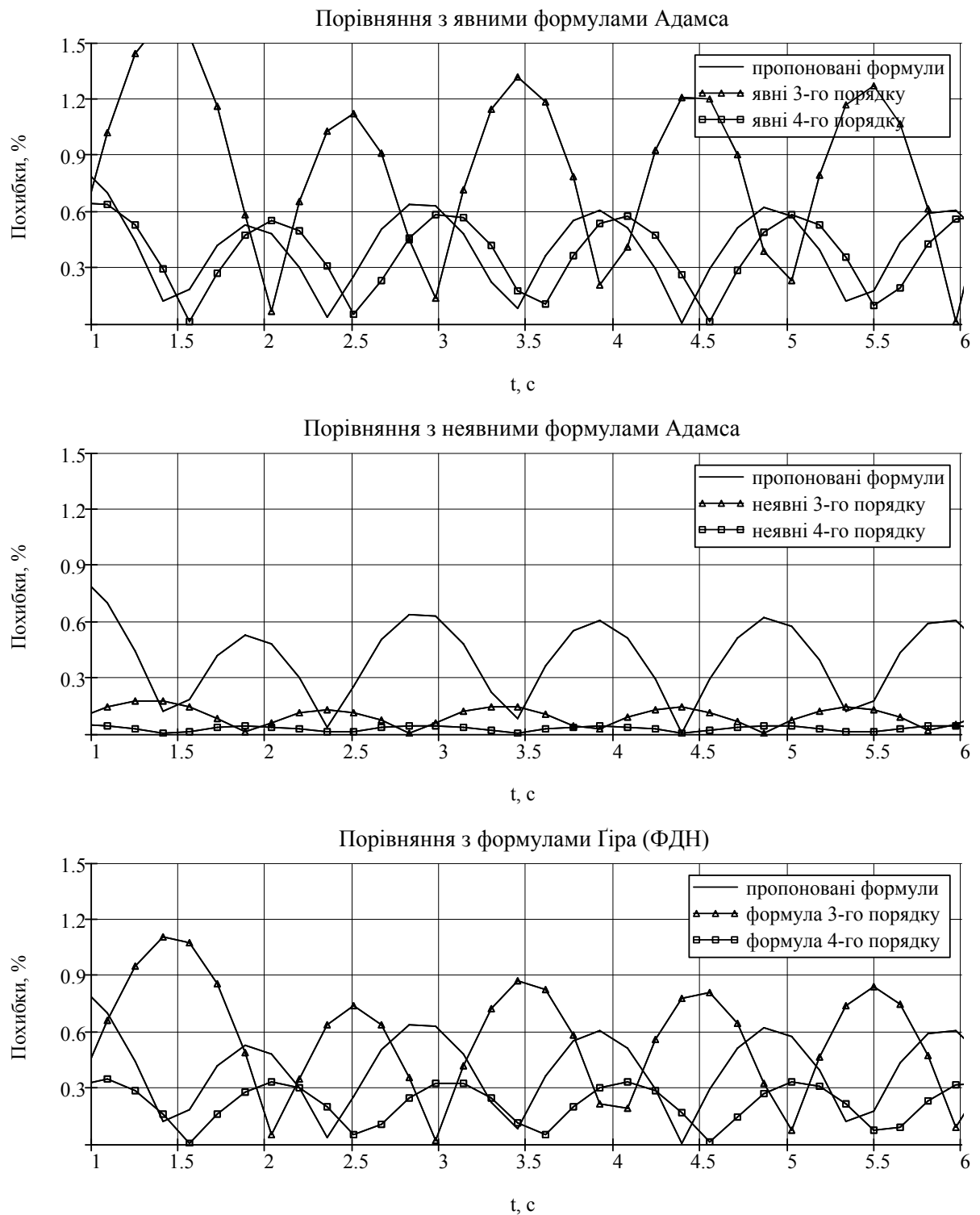


Рис. 2. Похибки різних формул для 20 відліків на період синусоїди

Висновки. Пропонований підхід на підставі апроксимації інтегралу згортки з ненульовими початковими умовами дає змогу отримати моделювальні рекурентні формули з низкою переваг:

- математично доведена стійкість для будь-якого кроку розв'язування;
- відсутність нагромадження похибок на довгих інтервалах розв'язування;
- застосування різного порядку поліноміальних апроксимацій вхідного сигналу чи збурення дає змогу отримати рекурентні формули заданого порядку точності;

- висока точність отриманих рекурентних рівнянь – навіть для першого порядку апроксимаційного полінома точність формули еквівалентна традиційним числовим методам третього-четвертого порядків.

1. Джури Э. *Импульсные системы автоматического регулирования*. – М.: Физматгиз, 1963. – 456 с. 2. Смит Дж.М. *Математическое и цифровое моделирование для инженеров и исследователей / Пер. с англ.* – М.: Машиностроение, 1980. 3. Ким Д.П. *Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы*. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с. 4. Jury E.I. *Theory and Application of the Z-Transform Method*. – New York: John Wiley & Sons, Inc. – 1964. – 327 p. 5. Шупилло В.П. *Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем*. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 312 с. 6. Мороз В. *Аналіз числових методів для моделювання керованих електромеханічних систем // Вісн. Держ. ун-ту “Львівська політехніка”*. – 2000. – № 403. – С. 111–113. 7. Форсайт Дж., Малькольм М., Моулер К. *Машинные методы математических вычислений / Пер. с англ.* – М.: Мир, 1980. – 280 с. 8. *The MathWorks, Inc. Numerical Computing with MATLAB*. – 2004. – <http://www.mathworks.com/moler>. 9. Дёч Г. *Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и z-преобразования*. – М.: Наука, 1971. – 288 с. 10. Зайцев Г.Ф., Костюк В.И., Чинаев П.И. *Основы автоматического управления и регулирования*. – К.: Техніка, 1977. – 472 с. 11. Арушанян О.Б., Залёткин С.Ф. *Численное решение обыкновенных дифференциальных уравнений*. – 2002. – http://www.srcc.msu.su/num_anal/list_wrk/sb3_doc/part6.htm.

УДК 62.50:658.012.378.1

В.І. Коруд, Н.П. Мусихіна

Національний університет “Львівська політехніка”, м. Львів

Вплив інформаційних технологій навчання на якість навчального процесу

© Коруд В.І., Мусихіна Н.П., 2007

Розглянуто вплив інформаційних технологій навчання на якість навчального процесу й особливості їхнього використання за умови отримання ефективних показників навчання. Показано взаємозв’язок таких технологій з класичними засобами підтримання процесу навчання.

The influence of information technologies on quality of teaching process and peculiar properties of their usage under conditions of obtaining effective teaching activities are considered. The relation of such technologies with classic supporting teaching tools is given.

Постановка проблеми. Активне впровадження інформаційних технологій навчання (ІТН) наприкінці минулого століття зумовило різкий спад якості навчального процесу та його ефективності. Нині уже відомо, що розвинуті країни світу (США, Японія, Канада тощо) обмежують використання комп’ютерних засобів у навчальному процесі. Чому так? Адже за всіма дидактичними параметрами (наочність, проблемність тощо) використання ІТН мало би покращувати навчальний процес, а реальні показники цього не підтверджують [1].

Отож, після ейфорійного захоплення комп’ютерними методами навчання, постало питання: Чому в такому разі знижується рівень знань?

За класичним визначенням “навчання” – процес пізнання, що характеризується усвідомленням нових понять і їх взаємозв’язків. Як відомо, цей процес є консервативним і непродумане втілення нових методів навчання зумовлює неочікувані результати.