

УДК 621.327

МОДЕЛЬ ЛЮМІНЕСЦЕНТНОЇ ЛАМПИ ЯК ОБ'ЄКТА РЕГУЛЮВАННЯ

А. Лупенко

*Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя
вул. Руська, 56, Тернопіль 46001, Україна
e:mail kaf_et@tu.edu.te.ua*

Розглянуто нову малосигнальну модель люмінесцентної лампи, справедливої на високих частотах. Модель є диференціальним імпедансом лампи. Параметри моделі визначені за динамічними вольт-амперними характеристиками лампи. Модель добре узгоджується з результатами експерименту.

Ключові слова: люмінесцентна лампа, малосигнальна модель, моделювання, електронний пускорегулювальний апарат.

Сучасні високочастотні електронні пускорегулювальні апарати (ЕПРА) для люмінесцентних ламп (ЛЛ) з регулюванням світлового потоку виконують за замкненою структурою, в якій ЛЛ є об'єктом регулювання. Одне з головних питань побудови таких структур – забезпечення стабільної роботи комплексу ЕПРА-ЛЛ в умовах дії зовнішніх збурень та керівних впливів. Для цього необхідно знати передавальні функції всіх структурних вузлів ЕПРА та ЛЛ.

Математичні моделі ЛЛ [1–2, 4] у вигляді диференціальних рівнянь є корисними для розуміння фізичних процесів у ЛЛ, однак надто складними для практичного використання з метою аналізу та проектування ЕПРА у комплекті з ЛЛ.

Модель [6] описує динамічні властивості ЛЛ у вигляді комплексного диференціального імпедансу, який пов'язує обвідні високочастотних напруги і струму лампи. Ця модель зображає ЛЛ як елемент електричного кола з резистивністю та інерційністю. Проте в цій моделі не враховано нелінійності динамічних вольт-амперних характеристик (ВАХ) лампи, що суттєво, більше ніж удвічі, занижує модуль комплексного диференціального імпедансу. Значна похибка такої моделі зменшує її придатність до аналізування стійкості ЕПРА.

Ми розробили модель ЛЛ як об'єкта керування в режимі малого сигналу з урахуванням динамічної нелінійності ЛЛ, що дає змогу використовувати методи теорії автоматичного керування для аналізу та проектування замкнутих структур ЕПРА в комплекті з ЛЛ. У цій роботі розвинуті результати, отримані в [3].

Прототип моделі. На ділянці високочастотного (ВЧ) дугового розряду ВАХ ЛЛ поводить себе як резистор із від'ємним диференціальним опором. Опір ЛЛ залежить від діючого значення струму I лампи, тобто від її потужності. В разі зміни потужності ЛЛ у межах 100–30% від номінальної статичну ВАХ лампи із достатньою для моделювання точністю можна апроксимувати прямою лінією.

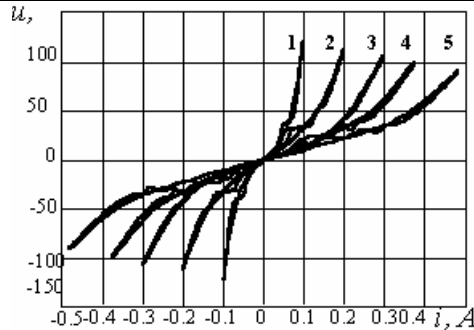


Рис. 1. Динамічні ВАХ лампи PHILIPS TLD 18W/54 для п'яти потужностей, Вт: 1 – 4,8; 2 – 8,5; 3 – 12,5; 4 – 15; 5 – 18.

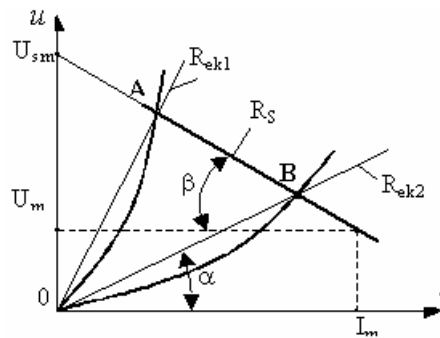


Рис. 2. Апроксимація динамічних ВАХ ЛЛ: АВ – обвідна ВАХ; прямі ОА, ОВ – ВАХ лінійної моделі; параболи ОА, ОВ – ВАХ параболічної моделі.

З аналізу динамічних ВЧ ВАХ ЛЛ PHILIPS TLD 18W/54, показаних на рис. 1, випливає, що в тому ж діапазоні потужностей амплітудні значення напруги U_m та струму I_m , тобто обвідна сім'я ВАХ є прямою. Це показано на рис. 2 прямою АВ. Нахил прямої визначений від'ємним диференціальним опором R_s . Ця пряма задовольняє рівняння:

$$I_m(R_{ek} + R_s) = U_{sm}, \quad (1)$$

де $R_{ek} = U_m / I_m$ – еквівалентний опір ЛЛ заданої потужності; U_{sm} – напруга в точці перетину апроксимаційної прямої із віссю напруг. Диференціальний опір R_s визначають з ВАХ (див. рис. 2):

$$R_s = \frac{U_{sm} - U_m}{I_m} = \operatorname{tg} \beta. \quad (2)$$

Приймемо U_{sm} і R_s за параметри ЛЛ. Тоді

$$R_{ek} = \frac{U_{sm}}{I_m} - R_s = \operatorname{tg} \alpha. \quad (3)$$

Сприймаємо лампу в першому наближенні в ділянці ВЧ як лінійний об'єкт, тоді її спрощені динамічні ВАХ можна зобразити прямими лініями OA, OB, нахил яких визначено опором $R_{ек}$. Однак у цьому випадку втрачені нелінійні ефекти лампи на ВЧ. У разі побудови моделі ці ефекти треба враховувати для підвищення її адекватності. На підставі детального розгляду різноманітних варіантів апроксимації ВЧ ВАХ, наведеного в [6], можна вважати компромісним варіантом за точністю та складністю апроксимації параболічну залежність між миттєвими значеннями напруги u і струму i :

$$|u| = \kappa i^2, \tag{4}$$

де κ – апроксимаційний коефіцієнт, який є параметром лампи; $|u|$ – модуль u .

Коефіцієнт κ визначають через амплітуди з (3) і (4):

$$\kappa = \frac{R_{ек}}{I_m} = \frac{U_{sm} - I_m R_s}{I_m^2}. \tag{5}$$

Тоді динамічну ВАХ можна описати виразом

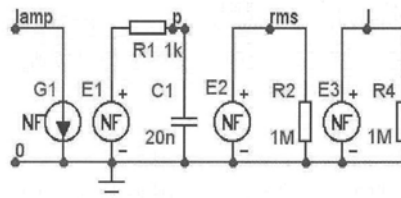
$$|u| = \frac{U_{sm} - I_m R_s}{I_m^2} i^2, \tag{6}$$

або

$$i = \text{sign}(u) \sqrt{\frac{2I^2 |u|}{U_{sm} - \sqrt{2} I R_s}}. \tag{7}$$

Інерційні властивості ЛЛ на ВЧ можна врахувати в імітаційній моделі шляхом уведення інтегрувальної RC-ланки, параметри якої визначають за часами релаксації в газовому розряді ЛЛ [5] або експериментально (див. нижче). Ланка RC включена в коло утворення діючого значення струму. В запропонованому підході є дефект, бо амплітуда струму I_m обчислена через діюче значення струму I за формулою $I_m = \sqrt{2} I$, що правильно лише для синусоїдних струмів. Однак під час роботи ЛЛ на ВЧ цей дефект, як свідчить порівняння результатів моделювання з експериментальними даними, незначно погіршує точність моделі.

Модель лампи (рис. 3) виконана в системі схемотехнічного моделювання Мікросар-6.



$$\begin{aligned} G1 &= V(I); & E1 &= (i(G1)f2; & E2 &= \text{sqrt}(V(p)); \\ E3 &= \text{Sgn}(V(\text{lamp})) * \text{sqrt}(\text{Abs}(V(\text{lamp}))) * \\ & & & & & 2 * V(p) / (135 - V(\text{rms}) * 1.41^4 * 100) \end{aligned}$$

Рис. 3. Схема моделі ЛЛ.

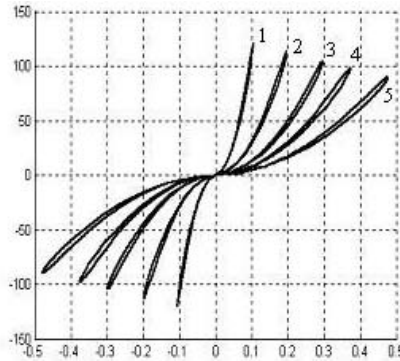


Рис. 4. Динамічні ВАХ моделі для п'яти потужностей, Вт:
 1 – 4,8; 2 – 8,5; 3 – 12,5; 4 – 15; 5 – 18,0.

ЛЛ зображено у вигляді функціонального генератора струму $G1$. Керівний сигнал генератора $G1$ утворений функціональними генераторами напруги $E1$, $E2$, $E3$. Генератор $E1$ утворює напругу, яка дорівнює квадрату миттєвого струму лампи i^2 . Ця напруга прикладена до інтегрувальної RC -ланки, на виході якої для частот $\omega > 1/RC$ і часу $t > RC$ утворюється напруга $V(p)$ вузла p , що дорівнює квадрату діючого значення струму лампи I^2 :

$$V(p) = \frac{1}{T} \int_0^T [i(G1)]^2 dt. \quad (8)$$

На виході генератора напруги $E2$ (вузол rms) формується напруга, що дорівнює діючому значенню струму I . Генератор $E3$ формує напругу вузла I відповідно до виразу (7), значення якої є струмом генератора $G1$, що відповідає миттєвому струму ЛЛ. В моделі ЛЛ (див. рис. 3) використано параметри ЛЛ, визначені за динамічними ВАХ (див. рис. 1), а саме: $U_{sm}=135$ В та $R_s=100$ Ом. На рис. 4 зображено результати моделювання динамічної ВАХ, які добре узгоджуються з результатами експерименту (див. рис. 1).

Математична модель у режимі малого сигналу. Для побудови моделі ЛЛ у режимі малого сигналу вважаємо, що керування потужністю ЛЛ зумовлює зміни амплітуд її струму і напруги. Ці зміни не залежать від способу керування (амплітудного, частотного чи широтно-імпульсного), оскільки коливний контур, який є невід'ємною складовою вихідного каскаду ЕПРА, трансформує керівні впливи в зміни амплітуди струму і напруги ЛЛ. Крім того, наявність коливного контура з добротністю, більшою від одиниці, дає підстави вважати, що “несуча” високочастотного живлення близька до синусоїди. Отже, керівна дія ЕПРА виконує низькочастотну амплітудну модуляцію (АМ) ВЧ живлення ЛЛ.

У разі синусоїдної модуляції співвідношення між амплітудами та фазами обвідних напруги і струму ЛЛ та фазовий зсув між цими обвідними зі зміною частоти модуляції можна описати комплексним опором стосовно обвідних, тобто диференціальним імпедансом. Диференціальний імпеданс відповідає частотній передатній функції ЛЛ і є її математичною моделлю в режимі малого сигналу для

заданої робочої точки ЛЛ. Диференціальний імпеданс ЛЛ можна виразити через його нулі і полюси.

Для визначення диференціального імпедансу ЛЛ надамо невеликі відхилення \hat{u} та \hat{i} , відповідно, амплітудам напруги U_m і струму I_m лампи на робочій частоті ω_s шляхом амплітудної модуляції з коефіцієнтом модуляції $m \ll 1$:

$$u = (U_m + \hat{u}) \sin \omega_s t, \quad (9)$$

$$i = (I_m + \hat{i}) \sin \omega_s t. \quad (10)$$

У випадку синусоїдної модуляції

$$\hat{u} = |\hat{u}| \sin \omega_m t, \quad (11)$$

$$\hat{i} = |\hat{i}| \sin(\omega_m t - \varphi_m), \quad (12)$$

де ω_m – частота модулювального сигналу; φ_m – зсув фаз між обвідними напруги і струму ЛЛ.

Диференціальний імпеданс лампи визначають як співвідношення амплітуд напруги і струму повільно змінюваного модулювального сигналу з урахуванням фазового зсуву між ними:

$$Z(j\omega) = \frac{|\hat{u}|}{|\hat{i}|} e^{j\varphi_m}. \quad (13)$$

Знайдемо диференціальний імпеданс ЛЛ, скориставшись виразом (6) та алгоритмом формування сигналів у моделі (див. рис. 3).

Повний диференціал напруги лампи

$$du = 2i \frac{U_{sm} - I_m R_s}{I_m^2} di + i^2 \frac{-R_s I_m^2 - 2I_m (U_{sm} - I_m R_s)}{I_m^4} dI_{m_0}. \quad (14)$$

Використання позначення dI_{m_0} замість dI_m у другому доданку виразу (14) засвідчує, що в алгоритмі моделі формування амплітудного значення струму відбувається через діюче значення, яке, відповідно, формується за допомогою RC-ланки і визначає інерційні властивості моделі.

Оскільки при АМ із $m \ll 1$ низькочастотні зміни сигналів сконцентровані на рівні амплітуд “несучої”, то прийемо в останньому виразі $i = I_m$, $di = dI_m$. З урахуванням співвідношення для еквівалентного опору (3) вираз (14) має вигляд

$$du = 2R_{ek} dI_m - (R_{ek} - \frac{U_{sm}}{I_m}) dI_{m_0}. \quad (15)$$

Перейдемо від диференціалів до приростів, позначивши $du = \hat{u}$; $dI_m = \hat{i}_m$; $dI_{m_0} = \hat{i}_{m_0}$:

$$\hat{u} = 2R_{ek}\hat{i}_m - (R_{ek} - \frac{U}{I_m})\hat{i}_{m0}. \quad (16)$$

Відповідно до запропонованого алгоритму формування амплітуди I_m струму (7), на відхилення \hat{i}_{m0} впливає RC -ланка із передавальною характеристикою фільтра низької частоти (ФНЧ):

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (17)$$

Доведемо, що відхилення \hat{i}_m та \hat{i}_{m0} пов'язані між собою співвідношенням

$$\hat{i}_{m0}(j\omega) = \hat{i}_m \cdot H(j\omega). \quad (18)$$

Для випадку АМ можна записати

$$|\hat{i}_m| = mI_m. \quad (19)$$

У разі синусоїдної АМ струм лампи змінюється за законом

$$i = I_m(1 + m \sin \omega_m t) \sin \omega_s t. \quad (20)$$

Оскільки $m \ll 1$, то вираз для сигналу генератора E_1 (квадратора) має вигляд

$$\begin{aligned} E_1 &\approx I_m^2 (1 + 2m \sin \omega t) \sin^2 \omega_s t = \\ &= \frac{I_m^2}{2} (1 + 2m \sin \omega_m t) + \frac{I_m^2}{2} (1 + 2m \sin \omega_m t) \cos 2\omega_s t. \end{aligned} \quad (21)$$

Після ФНЧ стала складова сигналу генератора E_1 залишається без змін, низькочастотна складова із частотою модуляції ω_m буде "зважена" передавальною характеристикою ФНЧ, а високочастотна складова із частотою $2\omega_s$ відфільтрується. Тому напруга в точці p моделі (див. рис. 3)

$$U(p) = \left[\frac{I_m^2}{2} + \frac{I_m^2}{2} \cdot 2m \sin(\omega_m t + \varphi_m) \right] |H(j\omega)|, \quad (22)$$

де φ_m – фазовий зсув ФНЧ на частоті ω_m .

Після добування кореня за умови $m \ll 1$ (точка rms на рис. 3) маємо наближений вираз для діючого значення струму ЛЛІ:

$$U(rms) \approx \frac{I_m}{\sqrt{2}} [1 + m \sin(\omega_m t + \varphi_m)] |H(j\omega)|. \quad (23)$$

У ньому, крім сталої, є низькочастотна модуляційна складова. Амплітуду змінної складової діючого значення в (23) описує вираз

$$|\hat{i}_0| = \frac{I_m}{\sqrt{2}} m |H(j\omega)|. \quad (24)$$

Цю величину генератор E_3 (див. рис. 3) трансформує у модуляційну складову амплітуди „несучої” шляхом множення на $\sqrt{2}$:

$$|\hat{i}_{m0}| = mI_m |H(j\omega)|, \quad (25)$$

або з урахуванням (19)

$$|\hat{i}_{m0}| = |\hat{i}_m| \cdot |H(j\omega)|. \quad (26)$$

З урахуванням фазових зсувів ФНЧ правильним є вираз (18). Тоді вираз (16) можна записати так:

$$\hat{u}(j\omega) = 2R_{ek} \hat{i}_m - \left(R_{ek} - \frac{U_{sm}}{I_m} \right) \hat{i}_m \cdot H(j\omega), \quad (27)$$

або, скориставшись (17), –

$$\hat{u}(j\omega) = \frac{2R_{ek}(1+j\omega T) - \left(R_{ek} - \frac{U_{sm}}{I_m} \right)}{1+j\omega T} \hat{i}_m = \frac{2R_{ek}j\omega T - R_s}{1+j\omega T} \hat{i}_m. \quad (28)$$

Позначимо $\omega_0 = 1/(RC)$ та врахуємо, що вихідний сигнал ФНЧ має лише модуляційну складову з ω_m . Тоді вираз для диференціального імпедансу ЛЛ:

$$Z(j\omega) = R_s \frac{2 \frac{j\omega_m}{\omega_0} \frac{R_{ek}}{R_s} - 1}{\frac{j\omega_m}{\omega_0} + 1}. \quad (29)$$

Із виразу (29) випливає, що диференціальний імпеданс ЛЛ має нуль у правій половині комплексної площини. Тому модель ЛЛ є немінимально-фазового типу. Наявність нуля в правій півплощині підтверджує той факт, що ЛЛ не може безпосередньо жити від джерела напруги, оскільки цей режим є нестійким. На відміну від [6], значення нуля удвічі більше, бо у виразі (29) він визначений не статичним опором R_{ek} , як у [6], а динамічним опором, значення якого дорівнює $2R_{ek}$ внаслідок квадратичної апроксимації динамічної ВАХ. Такий підхід є коректнішим і точнішим, оскільки відхилення \hat{u} та \hat{i} пов'язані між собою не статичним, а динамічним опором.

Крім того, із виразу (29) чітко видно поведінку лампи в разі низькочастотних і високочастотних дій. Наприклад, у разі повільних змін керівних впливів ЛЛ ($f_m \rightarrow 0$) диференціальний імпеданс є від'ємний ($Z \rightarrow -R_s$) і зумовлений диференціальним опором лампи. У разі швидких змін керівних впливів ЛЛ ($f_m \rightarrow \infty$) диференціальний імпеданс є суто активним і за значенням удвічі більше від еквівалентного опору лампи в її робочій точці.

Методика визначення параметрів моделі. Для практичного використання моделі необхідно знати її параметри R_s , R_{ek} , та f_0 , які є у виразі (29). Щоб визначити диференціальний опір R_s та еквівалентний опір R_{ek} в робочій точці ЛЛ,

треба виміряти експериментальну сім'ю динамічних ВАХ ЛЛ. З цієї сім'ї визначають параметр U_{sm} і за виразами (2) й (3) розраховують R_s та $R_{ек}$.

Для визначення параметра інерційності f_0 запишемо вираз (29) в алгебричній формі і, взявши відношення його уявної частини до дійсної, знайдемо тангенс кута зсуву фаз:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{F(k+1)}{kF^2 - 1}, \quad (30)$$

де $k = 2R_{ек} / R_s$ – проміжний коефіцієнт; $F = f_m / f_0$ – відносна частота; f_m – частота модуляції; $f_0 = 1 / (2\pi RC)$. Розв'яжемо рівняння (30) відносно F і відкинемо від'ємний розв'язок. Тоді одержимо вираз для параметра інерційності f_0 , який також слугує для вибору параметрів ФНЧ:

$$f_0 = f_m \frac{k+1 + \sqrt{(k+1)^2 + 4k \operatorname{tg} \varphi}}{2k \operatorname{tg} \varphi}. \quad (31)$$

Пару значень φ та f_m для виразу (31) вибирають за вимірною залежністю диференціального імпедансу від частоти модуляції (рис. 5).

Одержані параметри дають змогу описати диференціальний імпеданс конкретної ЛЛ виразом (29).

Експериментальні дослідження моделі. Щоб оцінити адекватність запропонованої моделі, виконано експериментальні дослідження диференціального імпедансу трубчастих люмінесцентних ламп типів ЛБ8 та TLD 18W/54, TLD36W/54 фірми Philips, а також компактних люмінесцентних ламп OSRAM DULUX EL 21W/41-827 фірми OSRAM та GE Biax T/E 13W фірми General Electric.

Дослідження виконані на експериментальному стенді з низькочастотним генератором амплітудно-модульованого сигналу Г6-34, підсилювачем потужності, баластним опором, осцилографом. Вимірювання проводили на частоті 25 кГц, частота модуляції була в межах від 100 до 8 000 Гц.

На рис. 5 показано експериментальну залежність диференціального імпедансу лампи TLD 18/54 та результати, отримані за допомогою математичної моделі (29), а також результати моделі, описаної в [6].

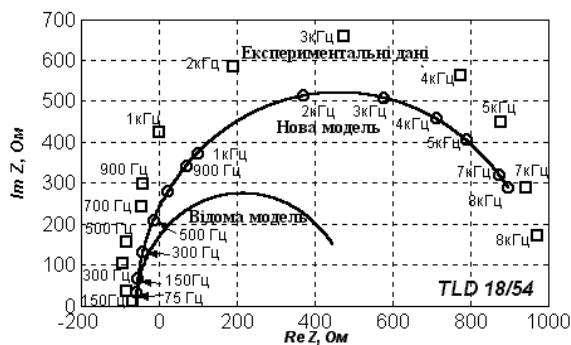


Рис. 5. Диференціальний імпеданс ЛЛ TLD 18W/54: експериментальні дані та результати моделювання.

Порівняння результатів засвідчує суттєво вищий ступінь адекватності запропонованої моделі. Це зумовлено врахуванням нелінійності ВАХ люмінесцентної лампи. Наприклад, у відомій моделі [6] добре узгоджується з експериментом лише фазово-частотна залежність диференціального імпедансу, тоді як у новій моделі добре узгоджуються як фазова, так і амплітудно-частотна залежності.

Отже, на основі PSpice-сумісної нелінійної інерційної моделі люмінесцентної лампи запропоновано нову малосигнальну модель люмінесцентної лампи як об'єкта регулювання. Модель має вигляд комплексного диференціального імпедансу, який характеризує зв'язок між обвідними високочастотних напруги і струму в робочій точці лампи. Наведено методику визначення параметрів моделі. Результати експериментальних досліджень засвідчують високий ступінь адекватності моделі.

1. *Клыков М.Е., Краснопольский А.Е., Соколов В.Б.* Расчеты электрических цепей с разрядными лампами // Светотехника. 2002. №2. С. 2–4.
2. *Краснопольский А.Е., Соколов В.Б., Троицкий А.М.* Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп. М.: Энергоатомиздат, 1988. 208 с.
3. *Лупенко А.* Високочастотна динамічна PSpice-сумісна модель люмінесцентної лампи // Вісн. Терноп. техн. ун-ту. 2004. Т. 9. №1. С. 98–107.
4. *Намитокоев К.К., Пахомов П.Л., Харин С.Н.* Математическое моделирование процессов в газоразрядной плазме. Алма-Ата: Наука, 1988. 208 с.
5. *Рохлин Г.Н.* Разрядные источники света. М.: Энергоатомиздат, 1991. 720 с.
6. *Ben-Yaakov S., Shvartsas M., Glozman S.* Statics and Dynamics of Fluorescent Lamps Operating at High Frequency: Modeling and Simulation // Proceeding IEEE APES'99. 1999. P. 467–472.
7. *Ribarich T.J., Ribarich J.J.* A New High-Frequency Fluorescent Lamp Model // IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 1998.

THE MODEL OF FLUORESCENT LAMP AS OBJECT OF CONTROL

A. Lupenko

*Ternopil state Ivan Pul'uj technical university
Ruska Str., 56, Ternopil 46001, Ukraine
e:mail kaf_et@tu.edu.te.ua*

The new dynamic small-signal model of fluorescent lamp operating at high frequency is considered. The model is presented in term of lamp incremental impedance. The model parameters may be simply obtained from lamp dynamic V-A characteristics. The model can be useful for stability analysis of open and closed-loop high frequency lamp/electronic ballast systems. The model is in a good agreement with experimental results.

Key words: fluorescent lamp, small-signal model, simulation, electronic ballast.

Стаття надійшла до редколегії 20.06.2005

Прийнята до друку 01.09.2005