

**ЗАХИСТ ЕЛЕКТРОСПОЖИВАЧІВ ВІД ВИСОКОВОЛЬТНИХ ІМПУЛЬСНИХ ЗАВАД  
МІКРОСЕКУНДНОГО ДІАПАЗОНУ ТРИВАЛОСТЕЙ У ПОЛЕГШЕНОМУ  
РЕЖИМІ НАВАНТАЖЕННЯ**

**В.О. Павловський<sup>1\*</sup>**, канд. техн. наук, **П.Ю. Герасименко<sup>1\*\*</sup>**, канд. техн. наук,  
**В.К. Гурін<sup>1\*\*\*</sup>**, канд. техн. наук, **О.М. Юрченко<sup>1\*\*\*\*</sup>**, докт. техн. наук, **Д.Д. Мугенов<sup>2\*\*\*\*\*</sup>**

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
просп. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: [vuon@ied.org.ua](mailto:vuon@ied.org.ua).

<sup>2</sup> НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,  
просп. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

*Розглянуто особливості захисту електроспоживачів від мікросекундних високовольтних імпульсних перенапруг з електромережі за умов роботи споживача в режимі часткового навантаження. Проаналізовано типову схему захисту, що містить каскадно з'єднаний обмежувач напруги та двоступеневий LC-фільтр нижніх частот (НЧ-фільтр). Проведено теоретичні розрахунки та моделювання реакції L-подібного НЧ-фільтра на вхідний імпульс перенапруги за часткового навантаження електроспоживача, які показали збільшення амплітуди вихідної реакції. Задля зменшення реакції НЧ-фільтра запропоновано ввести резистори послідовно з кожним конденсатором фільтра. Результати моделювання та експериментальної перевірки підтвердили ефективність запропонованого доповнення – максимальна перенапруга на вхідних АС-клеммах споживача зменшилася до 2 разів. Бібл. 17, рис. 12.*

**Ключові слова:** мікросекундна високовольтна перенапруга, завадостійкість, варистор, супресор.

**Вступ.** Завадостійкість радіоелектронного та електротехнічного обладнання до дії мікросекундних високовольтних імпульсних перенапруг і наносекундних швидкоперехідних електричних завад з електромережі є важливим показником надійності та якості такого обладнання. Ця здатність регламентується міжнародними стандартами з електромагнітної сумісності [1, 2].

Високовольтні перенапруги мають значну руйнівну здатність і становлять серйозну небезпеку для відповідальних електроспоживачів. Вони виникають унаслідок аварій у мережі або грозової активності [3]. Також їх можуть спричиняти навмисні дії (так званий «електромагнітний тероризм» [4]). Ще однією причиною таких імпульсів у мережі є потужне електромагнітне випромінювання, що виникає в атмосфері після ядерного вибуху [5].

Складність зменшення амплітуди залишкового імпульсу перенапруги на АС-вході споживача до рівня, за якого обладнання фактично «не відчуває» впливу цього імпульсу, полягає в тому, що його пікова величина може досягати 4 кВ і більше, а тривалість фронту становити лише кілька мікросекунд [1]. Тому останніми десятиліттями цьому питанню приділяють значну увагу, зокрема наукові дослідження [6–9]. Сучасні транзисторні перетворювачі енергії [10, 11], якщо вони не обладнані спеціальними мережами захисту від таких високоенергетичних імпульсів, виявляють високу чутливість до збоїв або навіть до катастрофічних відмов.

© Павловський В.О., Герасименко П.Ю., Гурін В.К., Юрченко О.М., Мугенов Д.Д., 2026  
ORCID: \* <https://orcid.org/0000-0001-5768-101X>; \*\* <https://orcid.org/0000-0001-6244-1133>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-2541-216X>; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>;  
\*\*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0001-7780-3416>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2026



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0  
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

У роботах [3, 9, 12–14] показано, що ефективними засобами обмеження амплітуди перенапруги є двополосні елементи з нелінійними вольт-амперними характеристиками: варистори, супресори та газові розрядники. Зазвичай їх встановлюють безпосередньо на АС-вході обладнання. Кожен із цих засобів має свої недоліки: для газових розрядників – це інерційність спрацювання; для варисторів і супресорів – високий залишковий рівень перенапруги (500...900 В) на виході схеми обмеження.

Для подальшого зниження амплітуди перенапруги в [5] запропоновано встановлювати між обмежувачем амплітуди та АС-входом споживача  $LC$ -фільтр нижніх частот ( $LC$ -ФНЧ), а в [15] описано пристрій захисту трифазного споживача від електромагнітного імпульсу, що виникає в атмосфері після ядерного вибуху. Пристрій складається з двох основних функціональних блоків: схеми обмеження на варисторах і супресорах та  $LC$ -ФНЧ. Схема обмеження підключена між мережею живлення і входом  $LC$ -ФНЧ.

У [16] досліджено роботу обмежувача напруги в умовах, коли джерело перенапруги має низький внутрішній опір на високих частотах. Показано, що застосування варистора або супресора разом із  $LR$ -ланкою дає змогу зменшити кінцеву амплітуду імпульсу у 1,5 рази порівняно з використанням одного лише варистора чи супресора.

У [17] проведено теоретичний аналіз і комп'ютерне моделювання (середовище PSPICE) проходження імпульсу перенапруги через ланцюг «обмежувач напруги –  $LC$ -ФНЧ – електроспоживач». Аналіз підтвердив ефективність використання  $LC$ -ФНЧ між виходом обмежувача амплітуди та АС-входом споживача, а також виявив пряму залежність між частотою зрізу  $LC$ -ФНЧ, що визначається номіналами його елементів, та амплітудою залишкової перенапруги.

Необхідно зазначити, що в наведених роботах ефективність  $LC$ -ФНЧ була підтверджена для режиму роботи за повного навантаження споживача та відповідності еквівалентного вхідного імпедансу ( $Z_{in}$ ) характеристичному імпедансу фільтра ( $Z_c$ ) на нульовій частоті. Тут  $Z_{in} = U_{rd}^2 / P_{rd}$ , де  $U_{rd}$  – номінальна діюча напруга змінного струму,  $P_{rd}$  – номінальна активна потужність споживача;  $Z_c = \sqrt{L_{LPF} / C_{LPF}}$ ,  $L_{LPF}$ ,  $C_{LPF}$  – індуктивність та ємність елементів  $L$ -подібної ланки  $LC$ -ФНЧ відповідно.

Однак на практиці часто виникає ситуація, коли фактична активна потужність  $P_{act}$  споживача менша за  $P_{rd}$ , тобто  $Z_{in}$  перевищує  $Z_c$ . Це означає, що  $LC$ -ФНЧ працює в режимі невідповідності і це може спричинити збільшення залишкової перенапруги на АС-вході споживача, викликаній дією імпульсу. Тому важливо дослідити реакцію  $LC$ -ФНЧ на вхідну перенапругу за умов часткового навантаження ( $Z_{in} > Z_c$ ).

**Метою роботи** є вдосконалення схеми захисту електроспоживача від імпульсів великої амплітуди мікросекундного діапазону з мережі електроживлення, зокрема для випадку, коли електроспоживач працює у полегшеному режимі навантаження.

**Математичний аналіз реакції  $LC$ -ФНЧ на одиночний стрибок вхідної напруги  $1(t)$ .** Розглянемо реакцію  $L$ -подібного  $LC$ -ФНЧ (рис. 1) на одиночний стрибок вхідної напруги  $u_{in}$  (рис. 2) з нульовою тривалістю фронту та амплітудою  $U_m$ , який може бути описаний як

$$u_{in}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ 1, & t \geq 0. \end{cases} \quad (1)$$

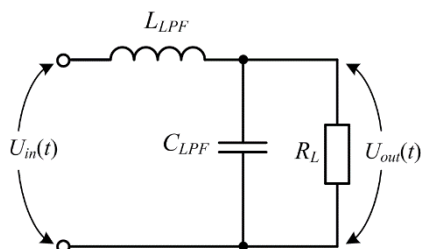


Рис. 1

На рис. 1  $R_L$  – вхідний активний опір споживача.

У лапласовій області передавальну функцію напруги  $K(s)$  для схеми, поданої на рис. 1, можна записати таким чином:

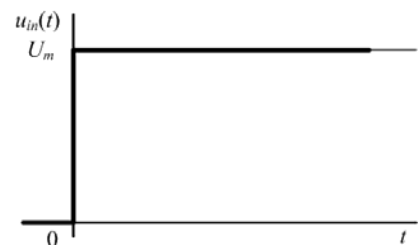


Рис. 2

$$K(s) = \left( s^2 L_{LPF} C_{LPF} + s \frac{L_{LPF}}{R_L} + 1 \right)^{-1}. \quad (2)$$

Позначимо

$$Z_{in} = \frac{\left( L_{LPF} / C_{LPF} \right)^{1/2}}{r_{pwr}}, \quad \Omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{LPF} C_{LPF}}} \quad (3)$$

де  $\Omega_c$  – кутова частота послідовно з'єднаних  $L_{LPF}$  і  $C_{LPF}$ , а  $r_{pwr}$  – коефіцієнт, що показує відношення між  $P_{act}$  та  $P_{rtd}$  ( $P_{act} \leq P_{rtd}$ ), який визначається як

$$r_{pwr} = \frac{P_{act}}{P_{rtd}}. \quad (4)$$

Враховуючи (3), вираз (2) можна переписати у вигляді

$$K(s) = \frac{\Omega_c^2}{s^2 + r_{pwr} \Omega_c s + \Omega_c^2}. \quad (5)$$

У подальшому аналізі розглядаються чотири практично важливі значення  $r_{pwr}$  (0.1, 0.2, 0.5 та 1). Вихідна напруга  $U_{out}(s)$  LC-ФНЧ у лапласовій області визначається як

$$U_{out}(s) = U_{in}(s) \cdot K(s) \quad (6)$$

де  $U_{in}(s)$  – це вхідна напруга у лапласовій області. Тоді вхідна напруга є одиночним стрибком напруги  $\mathbf{1}(t)$  (рис. 2), який у лапласовій області задається так

$$U_{in}(s) = U_m / s \quad (7)$$

Знаменник (7) має три корені

$$s_1 = 0, s_{2,3} = -\frac{\Omega_c}{2} \left( r_{pwr} \pm \sqrt{r_{pwr}^2 - 4} \right). \quad (8)$$

Враховуючи, що  $r_{pwr} \leq 1$ ,  $s_{2,3}$  є комплексно-спряженими і можуть бути представлені у вигляді

$$s_{2,3} = -\frac{\Omega_c}{2} \left( r_{pwr} \pm j \sqrt{4 - r_{pwr}^2} \right). \quad (9)$$

З цими коренями  $u_{out}$  у часовій області можна визначити як

$$u_{out}(t) = U_m + 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{2U_m}{r_{pwr}^2 - 4 - jr_{pwr} \sqrt{4 - r_{pwr}^2}} e^{-\frac{r_{pwr} \Omega_c}{2} \left( 1 - j \frac{\sqrt{4 - r_{pwr}^2}}{r_{pwr}} \right) t} \right\} = U_m \left\langle 1 - e^{-\frac{\Omega_c r_{pwr}}{2} t} \cdot \left\{ \cos \left[ \left( \frac{\Omega_c}{2} \sqrt{4 - r_{pwr}^2} \right) t \right] + \frac{r_{pwr}}{\sqrt{4 - r_{pwr}^2}} \cdot \sin \left[ \left( \frac{\Omega_c}{2} \sqrt{4 - r_{pwr}^2} \right) t \right] \right\} \right\rangle. \quad (10)$$

Рівняння (6) можна записати у такому вигляді

$$U_{out}(s) = \frac{U_m \Omega_c^2}{s(s^2 + r_{pwr} \Omega_c s + \Omega_c^2)}. \quad (11)$$

Рівняння (11) дає наступний вираз для вихідної напруги  $u_{out}$  у часовій області

$$u_{out}(t) = U_m \left\langle 1 - e^{-\frac{\Omega_c r_{pwr}}{2} t} \cdot \left\{ \cos \left[ \left( \frac{\Omega_c}{2} \sqrt{4 - r_{pwr}^2} \right) t \right] + \frac{r_{pwr}}{\sqrt{4 - r_{pwr}^2}} \cdot \sin \left[ \left( \frac{\Omega_c}{2} \sqrt{4 - r_{pwr}^2} \right) t \right] \right\} \right\rangle. \quad (12)$$

Рис. 3 показує результат розрахунку  $u_{out}$  за формулою (12) для чотирьох значень  $r_{pwr}$ , згаданих вище. Для розрахунку були використані такі параметри  $LC$ -ФНЧ:  $L_{LPF} = 1,6$  мГн,  $C_{LPF} = 16$  мкФ,  $Z_{in} = 10$  Ом для  $r_{pwr} = 1$ ;  $U_m = 1$  В.

Як видно з графіків  $u_{out}$  на рис. 3, зі зменшенням значення  $r_{pwr}$  пікове значення  $u_{out}$  зростає, а загальна тривалість перехідного процесу на виході  $LC$ -ФНЧ також збільшується. З наведених кривих також видно, що пікове значення при  $r_{pwr} = 0,1$  значно перевищує його усталене значення, що може мати вкрай негативні наслідки для споживача, аж до його виходу з ладу.

**Моделювання реакції  $LC$ - та  $RLC$ -ФНЧ на одиночний стрибок вхідної напруги  $1(t)$ .** Для перевірки правильності рівняння (11) була змодельована реакція  $LC$ -ФНЧ на стрибок вхідної напруги  $1(t)$  за допомогою PSPICE. Результати моделювання наведено на рис. 4. Реакція  $LC$ -ФНЧ на вхідний стрибок напруги  $1(t)$  отримана з моделювання.

Порівняння результатів розрахунку та моделювання показує відхилення не більше 1%, що підтверджує достовірність рівняння (11).

Як видно з графіків  $u_{out}$  на рис. 3 і 4, пік вихідної напруги та тривалість перехідного процесу зростають зі зменшенням  $r_{pwr}$ . Так, для  $r_{pwr} = 1$  пікове значення найбільшого імпульсу менше 20% від усталеного значення, а для  $r_{pwr} = 0,1$  зазначене пікове значення перевищує усталене майже в 2 рази.

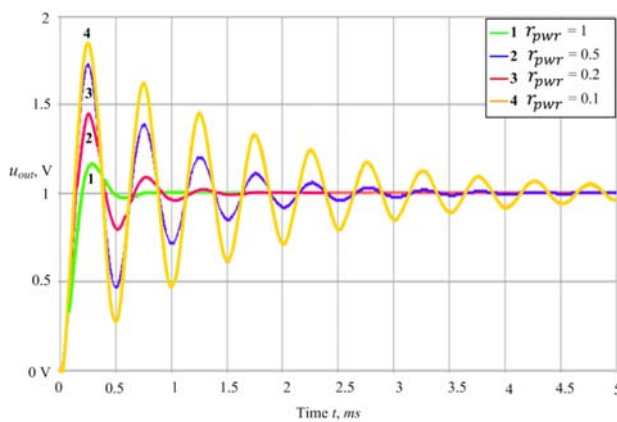


Рис. 3

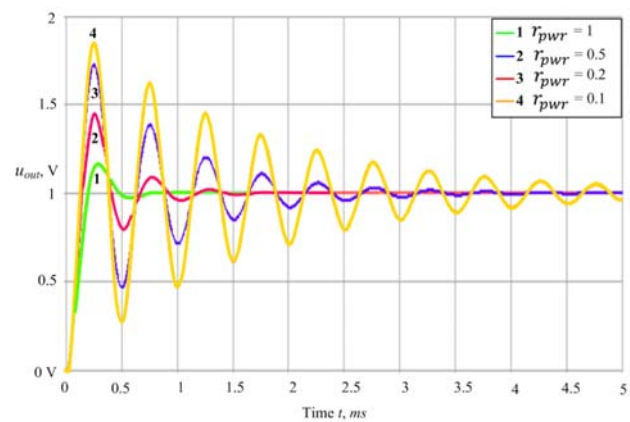


Рис. 4

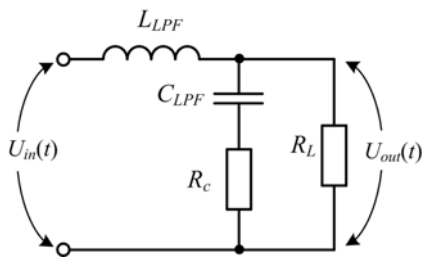


Рис. 5

Задля зменшення пікового значення найбільшої напруги пропонується доповнити схему  $LC$ -ФНЧ резистором  $R_c$ , який підключається послідовно з конденсатором  $C_{LPF}$  (рис. 5).

Результати моделювання показують позитивний ефект такого рішення, тобто зменшення як пікового значення напруги, так і тривалості перехідного процесу за умови правильного підбору  $R_c \geq Z_c = \sqrt{L_{LPF} / C_{LPF}}$ . На рис. 6 наведено графіки  $u_{out}$  для  $RLC$ -ФНЧ та чотирьох значень  $R_c$ : 0,1 Ом, 10 Ом, 20 Ом, 30 Ом у випадку, коли  $Z_{in} = 10Z_c = 100$  Ом ( $r_{pwr} = 0,1$ ).

Як видно з рис. 6, зі збільшенням  $R_c$  спостерігається значне зменшення пікового значення напругового імпульсу та суттєве скорочення тривалості перехідного процесу. Так для  $R_c = 30$  Ом пікове значення найбільшої напруги зменшується більш ніж у 40 разів.

#### Експериментальні результати.

Експериментальні дослідження були проведені на макеті  $L$ -подібного  $RLC$ -ФНЧ. Схему вимірювань наведено на рис. 7. Індуктивність  $L_{LPF} = 1,6$  мГн, ємність  $C_{LPF} = 16,8$  мкФ, реалізована підключенням трьох конденсаторів EPCOS B23924 (5,6 мкФ, X2, 305 В змінного струму) паралельно. Дросель LLPF намотаний на чотирьох тороїдальних сердечниках Magnetics

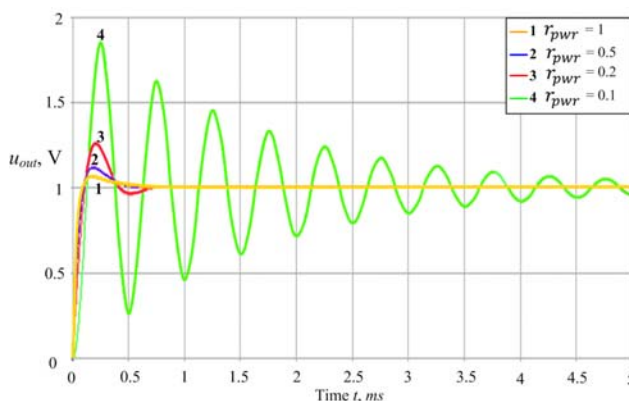


Fig. 6

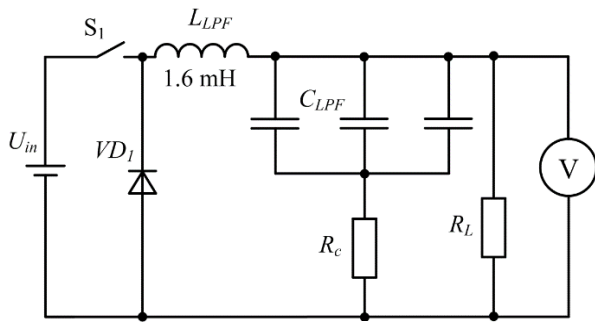


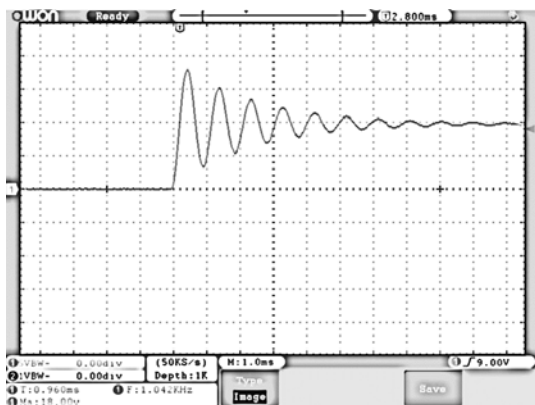
Рис. 7

для  $R_c = 0,1 \text{ Ом}$  та  $R_c = 30 \text{ Ом}$  показує їхній практично повний збіг, що підтверджує достовірність результатів моделювання.

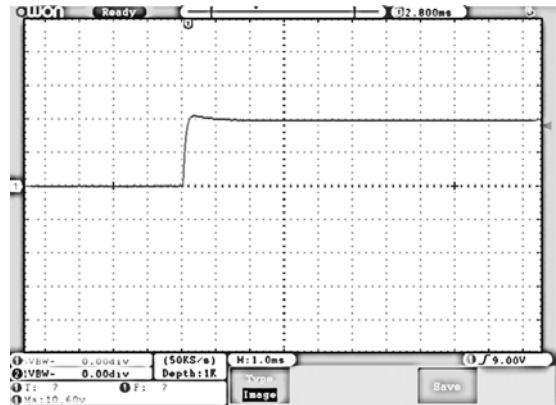
0077192A7 по 56 витків. За ключ  $S1$  використовується MOSFET IPP034NE7N3 ( $V_{ds} = 75 \text{ В}$ ,  $I_{ds} = 100 \text{ А}$ ). Швидкість наростання напруги після включення  $S1$  до рівня вхідної напруги  $U_{in} = 10 \text{ В}$  постійного струму з активним навантаженням  $1 \text{ кОм}$  становила  $70 \text{ нс}$ .

На рис. 8 наведено графіки  $U_{out}$ , отримані під час вимірювань:  $a - R_c = 0,1 \text{ Ом}$ ;  $b - R_c = 30 \text{ Ом}$ .

Графіки  $U_{out}$  за  $R_L = 100 \text{ Ом}$  зображено на рис. 8,  $a$ , а для  $R_c = 30 \text{ Ом}$  – на рис. 8,  $b$ . Порівняння кривих на рис. 8 з відповідними кривими на рис. 6



*a*



*b*

Рис. 8

### Стандартизований імпульс напруги та його застосування до випробовуваного пристрою.

Відповідно до вимог [1], стандартизований високовольтний імпульс великої енергії від генератора комбінаційних хвиль 1,2/50 (CWG) подається на змінний вхід випробовуваного пристрою (DUT) через конденсатор  $18 \text{ мкФ}$ . Амплітуда стандартизованого імпульсу обирається в діапазоні  $0,5 \text{ кВ}$ ;  $1 \text{ кВ}$ ;  $2 \text{ кВ}$ ;  $4 \text{ кВ}$  залежно від заданого рівня суворості випробування. Схему подачі імпульсу від CWG на змінний вхід DUT та розв'язуючий пристрій, який не дає можливості стандартизованому імпульсу проникнути у загальну мережу змінного струму, наведено на рис. 9.

Задля генерації імпульсу CWG був виготовлений відповідно до рекомендацій стандарту [1]. У разі роботи в режимі холостого ходу тривалість наростання імпульсу CWG становила  $1,3 \text{ мкс}$ , тривалість півамплітуди –  $52 \text{ мкс}$ , а амплітуда імпульсу на виході генератора –  $500 \text{ В}$ . У разі короткого замикання тривалість наростання імпульсу струму становила  $7 \text{ мкс}$ , тривалість півамплітуди струму –  $18 \text{ мкс}$ , а амплітуда імпульсу струму –  $260 \text{ А}$ . Таким чином, відповідно до правил розрахунку вихідного опору CWG, наведених у стандарті [1], внутрішній опір  $R_i$  одиниці CWG становив  $500/260 \approx 1,92 \text{ Ом}$ , що відповідає вимозі  $R_c \leq 2 \text{ Ом}$ .

Задля спрощення вимірювань та аналізу  $U_{out}$  під дією імпульсу від CWG, імпульс подавався на вхід DUT із замкнутими провідниками «L» і «N» та відключеними від мережі живлення (рис. 9).

Як DUT використовувався типовий пристрій, наведений у [13], для захисту електричного споживача від дії високовольтного імпульсу великої енергії з мережі. Зразок DUT, показаний на рис.

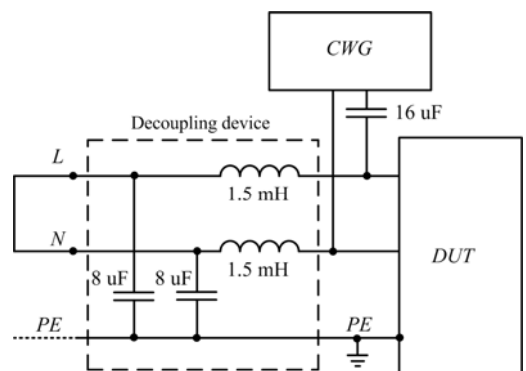
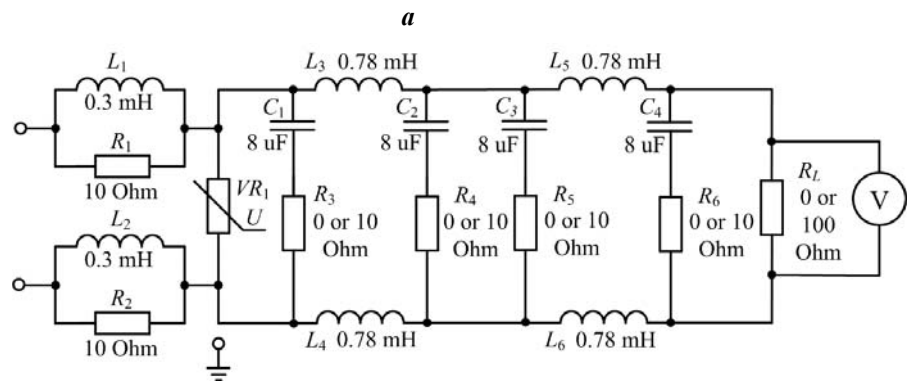


Рис. 9

10, *a*, містить обмежувач напруги на основі варистора у поєднанні з  $LR$ -ланцюгом [14] та двоступеневий  $LPF$ . Повна схема DUT наведена на рис. 10, *б*.

Кожен із конденсаторів  $C_1...C_4$  у схемі на рис. 10, *б* складається з чотирьох поліпропіленових конденсаторів МКР-Х2 по 2 мкФ, 310 В змінного струму, з'єднаних паралельно. Індуктивність повітряних дроселів  $L_1$  та  $L_2$  становить 0,3 мГн. Дроселі  $L_3...L_6$  намотані на тороїдальних сердечниках Magnetics 0077192A7, їх індуктивність – 0,78 мГн. Значення  $Z_c$  двоступеневого ФНЧ дорівнює 10 Ом за нульової частоти ( $f = 0$ ), опір резисторів  $R_1...R_6$  становить 10 Ом,  $R_L = 10$  Ом для випадку  $R_{pwr} = 1$  і  $R_L = 100$  Ом для випадку  $r_{pwr} = 0,1$ . Для обмежувача напруги використовується варистор VR1 типу 20D361K.

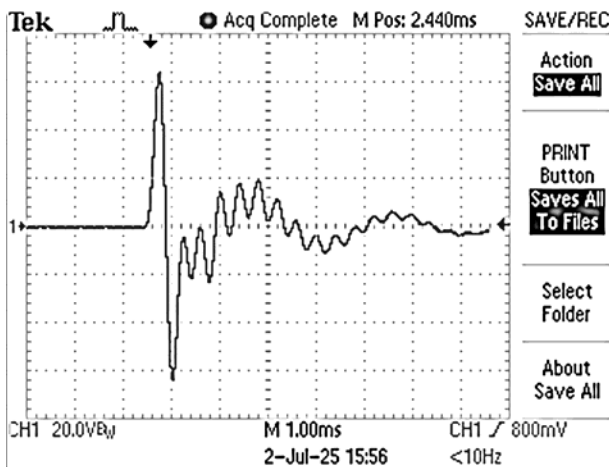


**Рис. 10**

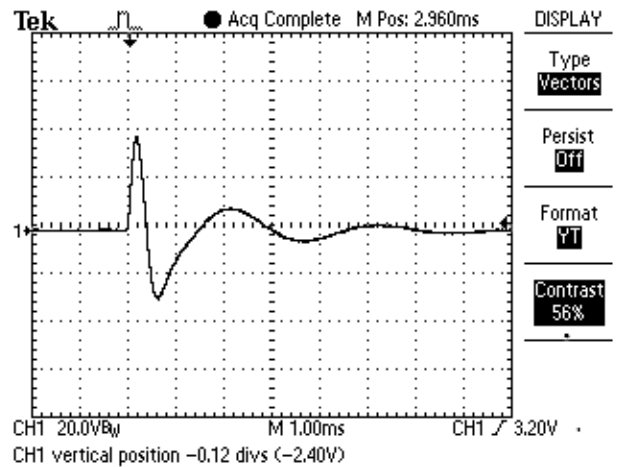
На рис. 11 наведено графіки  $U_{out}$  для  $R_L=100$  Ом та амплітуди імпульсу  $U_m^{srg} = 500$  В для двох випадків:  $R_3...R_6$  замкнені ( $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 0$ );  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = Z_c = 10$  Ом.

Графіки залишкової напруги на виході ФНЧ за  $R_L=100$  Ом для випадку 1 наведено на рис. 11, *a*, а для випадку 2 – на рис. 11, *б*. Як видно з цих графіків, введення резисторів послідовно з кожним конденсатором ФНЧ зменшує пікове значення напруги на  $R_L$  з 64 В до 40 В, тобто у 1,6 рази.

Щоб переконатися, що включення зазначених резисторів послідовно з конденсаторами ФНЧ не погіршує роботу пристрою в режимі номінального навантаження, на рис. 12 наведено графіки напруги на резисторі  $R_L = 10$  Ом для тих самих випадків.



*a*



*б*

**Рис. 11**

Графіки залишкової напруги на виході ФНЧ за  $R_L=10$  Ом для випадку 1 наведено на рис. 12, а, а для випадку 2 – на рис. 12, б. Як видно з цих графіків, введення резисторів послідовно з кожним конденсатором ФНЧ у режимі номінального навантаження також зменшує пікове значення напруги на  $R_L$  з 42 В до 23 В, тобто майже вдвічі.

Таким чином, експериментальні дослідження реакції макету DUT на вплив стандартизованого імпульсу підтвердили результати теоретичного аналізу та комп'ютерного моделювання.

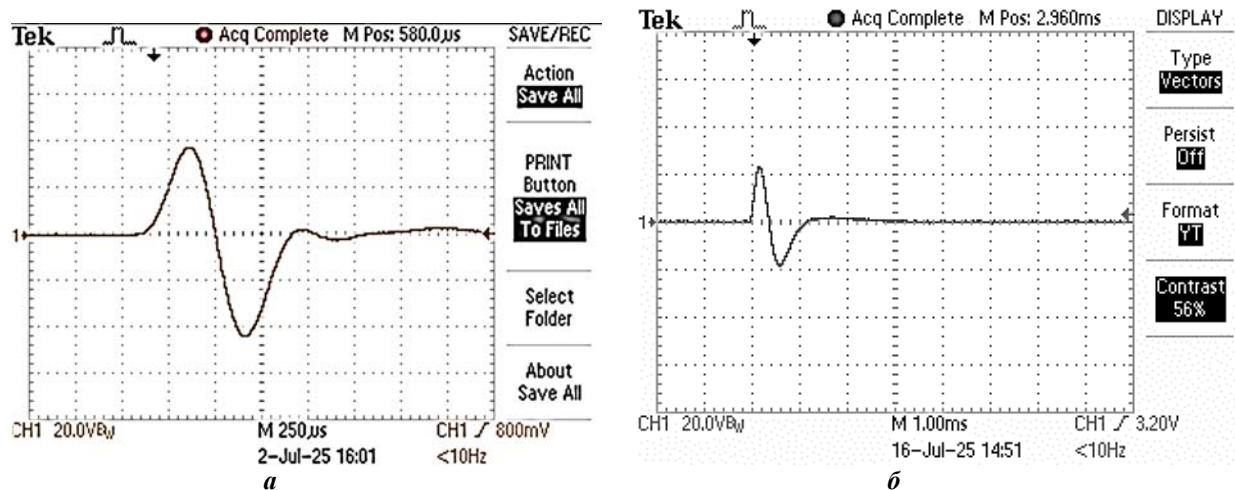


Рис. 12

**Висновки.** Теоретичний аналіз та комп'ютерне моделювання показали, що вдосконалення схеми захисту електроспоживача від імпульсів великої амплітуди мікросекундного діапазону з мережі електроживлення шляхом введення резисторів послідовно з конденсаторами  $LC$ -ФНЧ схеми захисту суттєво зменшує амплітуду імпульсу перенапруги на електромережному вході споживача як у полегшеному, так і у номінальному режимах навантаження. Опір резисторів, доданих в схему захисту, має бути співрозмірним із характеристичним опором  $LC$ -ФНЧ на нульовій частоті.

Експериментальні дослідження реакції макета вдосконаленої схеми захисту на дію імпульсу від генератора мікросекундних імпульсних завад (згідно з ДСТУ 61000-4-5) підтвердили результати теоретичного аналізу та комп'ютерного моделювання. Введення згаданих резисторів зменшує амплітуду імпульсу перенапруги на електромережному вході споживача в 1,6 раз для полегшеного режиму (10% від номінальної потужності споживача), і майже вдвічі для номінального режиму (100% потужності споживача), порівняно із типовою схемою захисту.

*Роботу частково виконано за бюджетною темою: «Розвиток теорії високочастотних транзисторних перетворювачів на основі резонансних інверторів для систем електроживлення технологічного обладнання (Частота-4)».*

1. EN 61000-4-5:2014/A1:2017. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-5: *Testing and measurement techniques. Surge immunity test*. 2017.
2. EN 61000-4-4:2012 Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-4: *Testing and measurement techniques. Electrical fast transient/burst immunity test*. 2012.
3. Ott H.W. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. 843 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9780470508510>.
4. Gurevich V. *Electromagnetic Terrorism: New Hazards. Electrical Engineering and Electromechanics*. 2005. No 4. Pp. 81-83.
5. Ricketts L.W., Bridges J.E., Myletta J. *Electromagnetic pulse and protection methods*. Moskva: Atomizdat, 1979. 328 p. (Rus).
6. Tao Liang, Yan-zhao Xie. Maximizing Radiated High-Power Electromagnetic Threat to Transmission Line System Under the Constraints of Bounded Bandwidth and Amplitude. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2021. Vol. 63. Issue 3. Pp. 840-847. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2020.3040271>.
7. William A.R., Richard H. Recent Developments in High Power EM (HP-EM) Standards With Emphasis on High Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and Intentional Electromagnetic Interference (IEMI). *IEEE Letters on*

- Electromagnetic Compatibility Practice and Applications*. 2020. Vol. 2. Issue 3. Pp. 62-66. DOI: <https://doi.org/10.1109/LEMCPA.2020.3009236>.
8. Marian L., Michael S., Holger H. HPEM - Based Risk Assessment of Substations Enabled for the Smart Grid. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2020. Vol. 62. Issue 1. Pp. 173-185. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2019.2893937>.
  9. Giri D.V., Hoad R., Sabath F. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*. 2020. Vol. 9. Issue 2. Pp. 37-44. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEMC.2020.9133238>.
  10. Martynov D.V., Rudenko Yu.V., Martynov V.V. Research of a bidirectional converter using an asymmetric inverter with a magnetically coupled two-winding inductor in an energy storage system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 3. Pp. 15-21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.03.015>. (Ukr).
  11. Martynov D.V., Rudenko Yu.V., Martynov V.V. Improving the operation of an asymmetric inverter with magnetically coupled inductors for energy storage systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2025. No 4. Pp. 53-58. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.4.07>.
  12. Ozenbauch R.L., Pullen T.M. EMI Filter Design. CRC Press, 2001. 348 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9780203910313>.
  13. Tihanyi L. Electromagnetic Compatibility in Power Electronics. IEEE Press, 1995. 403 p.
  14. Kularatna N., Ross A.S., Fernando J., James S. Design of Transient Protection Systems. Elsevier Inc., 2018. 282 p.
  15. Liu Dejun. Wu Fei. Nuclear electromagnetic pulse protection device. Patent USA No CN118352980(A), 2024.
  16. Pavlovskiy V.O., Gurin V.K., Yurchenko O.M. Increasing of electrical and radioelectronic equipment immunity against high voltage short-duration pulse disturbances in the mains. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 34-37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.034>. (Ukr).
  17. Pavlovskiy V.O., Gurin, V.K., Yurchenko, O.M. Analysis of electromagnetic processes in the “voltage limiter-low-frequency filter” circuit during the influence of high-voltage surge from the power supply network. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 4. Pp. 37-42. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.037>. (Ukr).

## PROTECTION OF ELECTRICAL CONSUMERS AGAINST MICROSECOND HIGH-VOLTAGE SURGES UNDER PARTIAL LOAD OPERATION

V.O. Pavlovskiy<sup>1\*</sup>, P.Yu. Herasymenko<sup>1\*\*</sup>, V.K. Gurin<sup>1\*\*\*</sup>, O.M. Yurchenko<sup>1\*\*\*\*</sup>, D.D. Muhenov<sup>2\*\*\*\*\*</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
56, Beresteiskiy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine,  
E-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua).

<sup>2</sup>National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,  
37, Beresteiskiy Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.

*The paper considers features of consumer protection against microsecond high-voltage surges from the power grid under consumer's partial load operation. A typical protection circuit containing a cascade-connected voltage limiter and a two-stage LC low-pass filter (LPF) is analyzed. Theoretical calculations and simulation studies of the response of the L-shaped LPF to an input voltage surge under the partial load operation of the electrical consumer were carried out, which showed an increase in the response amplitude. To reduce the response of the LPF, it is proposed to introduce resistors in series with each capacitor of the LPF. The results of simulation and experimental verification confirmed the effectiveness of the proposed addition – the maximum voltage surge at the consumer's AC input decreased by up to 2 times. References 17, figures 12.*

**Key words:** microsecond high-voltage surge, immunity, varistor, suppressor.

Надійшла 27.10.2025  
Прийнята 16.02.2026