

УДК 621.314.214

СУПРУН О. Д., к.т.н., доцент,

СЕМЕНЕНКО О. І., к.т.н., доцент,

ПАНЧЕНКО В. В., к.т.н., доцент,

СЕМЕНЕНКО Ю. О., асистент (Український державний університет залізничного транспорту)

Дослідження електромагнітних перехідних процесів у частотно-керованому електроприводі перемикальних пристроїв трансформаторів тягових підстанцій

У статті запропоновано граничні умови вибору ємності перетворювача, що забезпечують виключення режиму автоколивань і небезпечних перенапруг при регулюванні частоти обертання електропривода; запропоновано еквівалентні схеми заміщення системи ПЧ-АД для етапу комутації струмів у двох фазах навантаження, міжкомутаційного етапу і етапу лінійного перезаряду конденсаторів; набула подальшого розвитку математична модель системи ПЧ-АД, що враховує як циклічність роботи перетворювача частоти, так і різні етапи комутації його вентилів.

Ключові слова: трансформатор, система тягового електропостачання, регулятор напруги, частотно-керований електропривод, напруга, привідний механізм, перемикальний пристрій.

Вступ

Змінювати напругу в системах електричної тяги з метою забезпечення потрібної якості напруги на затискачах електроприймачів можна за допомогою трансформаторів, які поєднують функції перетворення та регулювання напруги.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

На рис. 1 зображена схема трансформатора з регулюванням напруги під навантаженням. Перемикальні пристрої приводяться в дію привідними механізмами, які працюють від електродвигуна. Сьогодні в трансформаторах використовуються перемикальні пристрої як вітчизняного, так і зарубіжного виготовлення [1 - 3], які комплектуються привідними механізмами різних типів.

Дотепер широко експлуатуються механізми постійного струму й у невеликій кількості випускаються заводами, однак вони витісняються механізмами змінного струму з асинхронним короткозамкненим двигуном.

Розвиток і вдосконалення сучасного автоматизованого електропривода визначається, перш за все, прогресивними рішеннями у галузі нових типів електромеханічних перетворювачів і вдосконаленням традиційних електричних машин, розвитком силової перетворювальної техніки і електроніки, новими досягненнями в теорії автоматичного керування. У частині алгоритмічного забезпечення системи регулювання електроприводом різних виробників розвиваються в одному напрямі, і якщо на першому

етапі розвитку [3] використовувалися, переважно, закони частотного керування типу закону М. П. Костенко з корекцією по напрузі в області низьких частот, то на другому етапі [4] визнання набули алгоритми векторного керування.

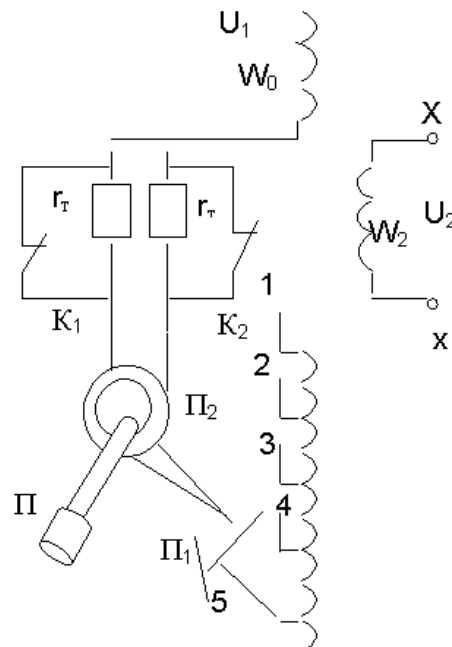


Рис. 1. Схема перемикального пристрою

Насьогодні ряд фірм і, перш за все, фірма АВВ поставляють на ринок перетворювачі частоти з алгоритмом «прямого керування моментом» (DTC), що забезпечує динамічні характеристики електроприводів змінного струму для важких умов експлуатації не гірше і навіть краще, ніж динамічні характеристики електроприводів постійного струму.

Серед усіх схем перетворювачів частоти, в яких роль ключів виконують тиристри, де комутація забезпечується конденсаторами, перевагу слід віддати схемам з відсічними діодами і схемам із відсічними тріодами. Єдина відмінність між автономними інверторами струму з відсічними діодами і автономними інверторами струму з відсічними тріодами полягає в тому, що в першій схемі можливе явище додаткового відкриття відсічних діодів. Аналіз цього явища становить окремий інтерес, оскільки: по-перше, подібного аналізу не існує. У роботах [2 - 4] описані фізичні умови існування даного явища, проте кількісні межі режиму додаткового відкриття відсічних діодів у схемі перетворювача частоти з відсічними діодами не визначені; по-друге, можна вважати дане явище аномальним, таким, що порушує роботу інвертора. Якісні висновки зазвичай зводяться до рекомендацій вибирати ємність комутуючих конденсаторів такою, щоб виключити додаткове відкриття відсічних діодів [4, 5].

Визначення мети та задачі досліджень

Обґрунтування рекомендацій щодо забезпечення при їх реалізації підвищення експлуатаційної надійності приводів перемикальних пристроїв силових трансформаторів.

Основна частина

Аналіз явища додаткового відкриття відсічних діодів побудований на використанні спрощеного аналітичного методу розрахунку електромагнітних процесів [5]. Основним завданням цього аналізу є вибір величини ємностей комутуючих конденсаторів. Запишемо основні кількісні співвідношення, що характеризують процеси в системі ПЧ-АД. Максимальне лінійне значення ЕРС двигуна дорівнює

$$\sqrt{3}E_2 = \frac{6}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot I_n \cdot \cos Q \cdot \alpha \quad (1)$$

Максимальне значення напруги на комутуючому конденсаторі визначається з виразу

$$U_{c0} = \sqrt{3}E_2 \cdot \cos Q + I_n \cdot \sqrt{2x_1' \cdot x_c} = \frac{6}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot I_n \cdot \cos^2 Q \cdot \alpha + I_n \sqrt{2x_1' \cdot x_c} \quad (2)$$

Відносна величина комутаційного перенапруження дорівнює відношенню напруги на конденсаторі до лінійної ЕРС двигуна:

$$\frac{U_{c0}}{\sqrt{3}E_2} = \cos Q + \frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} \cdot \frac{\sqrt{2x_1'} \cdot x_2}{x_0^2} \cdot \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{\cos Q} \quad (3)$$

Інтервал від початку розряду конденсаторів до початку комутації струмів у фазах асинхронного двигуна визначається як відношення максимального значення напруги на конденсаторі до напруги розряду конденсатора струмом перетворювача частоти:

$$\lambda = \frac{2\sqrt{3}E_2 \cdot \cos Q + I_n \sqrt{2X_1' X_c}}{I_n} \cdot C_K \cdot \alpha \cdot \omega_H = \frac{12}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cos^2 Q \cdot \frac{\alpha^2}{x_c} + \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}} \cdot \sqrt{2x_1'} \quad (4)$$

Час комутації в кутових одиницях, визначуваний другим доданком (4), дорівнює

$$\gamma = \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{2x_1'} \quad (5)$$

E_2 – максимальне значення фазної ЕРС двигуна; U_{c0} – максимальне значення напруги на комутуючому конденсаторі, що встановлюється в кінці комутаційного процесу; $\frac{U_{c0}}{\sqrt{3}E_2}$ – відношення, що

характеризує величину комутаційних перенапружень; I_n – струм на вході інвертора; Q – кут між векторами струму і потоку двигуна відповідно; ω і $\alpha = \frac{\omega}{\omega_H}$ – відповідно поточна частота в абсолютних і

відносних одиницях; $x_1' = x_1 - \frac{x_0^2}{x_2}$ – індуктивний

опір короткого замикання двигуна: $x_1 = x_2 = 3,1$;

$x_0 = 3,0$; $x_1' = 0,2$; $x_c = \frac{1}{\omega \cdot C_K}$ – реактивний опір

еквівалентного комутуючого конденсатора; $C_K = 1,5C$ – еквівалентна ємність контуру комутації;

λ – часовий інтервал (у кутових одиницях поточної частоти перетворювача частоти) від початку розряду конденсаторів до початку комутації струмів у фазах двигуна; γ – повний час (у кутових одиницях) комутації струмів у фазах двигуна.

Косинус кута Q між векторами струму і магнітного потоку зобразимо у вигляді

$$\cos Q = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_2^2}}, \quad (6)$$

де $\omega_2 = \omega \frac{x_2}{r_2}$ – частота ковзання ω_2 у відносних

одинацях, при цьому за базову одиницю часу прийнята постійна часу ланцюга ротора при розімкненому ланцюзі статора, тобто $t_{\delta} = \frac{L_2}{r_2} = \frac{x_2}{\omega_n \cdot r_2}$.

Можна зробити висновок, що характер комутаційних процесів у системі ПЧ-АД визначається:

параметром схеми $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha}$, що характеризує ємність

вузла комутації; параметрами двигуна x_1 і x'_1 ; параметром режиму роботи привода ω_2 , що характеризує зміну навантаження. Природно, що для конкретного двигуна, у якого відомі параметри x_1 і x'_1 ,

умова відсутності додаткового відкриття відсічних діодів визначається ємністю вузла комутації і параметрами режиму роботи привода. Для оцінки умов виникнення комутації використовуємо залежність

$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(\omega_2)$. Для різних параметрів двигуна

отримуємо сімейство таких залежностей. З цього сімейства можна знайти значення x_c , що забезпечує

надійну роботу ПЧ. При розв'язанні цієї задачі виходитимемо з того, що додаткове відкриття відсічного діода може відбутися, якщо напруга на комутуючому конденсаторі в контурі, що складається з цього закритого діода і провідного діода, стане меншою лінійної напруги двигуна.

Для виключення явища додаткового відкриття діодів необхідне виконання двох умов. Відповідно до першої з них величина напруги U_{c0} , що встановлюється на конденсаторі в кінці процесу комутації, має бути більшою максимального значення лінійної ЕРС двигуна, тобто

$$U_{c0} > \sqrt{3}E_2. \quad (7)$$

З урахуванням виразу (6) дану умову можна переписати у вигляді:

$$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} > \frac{6x_0^2}{\pi \cdot x_2 \cdot \sqrt{2x'_1}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_2^2}}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_2^2}}. \quad (8)$$

Залежність $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(\omega_2)$, яку розрахуємо

відповідно до виразу (8), для вказаних вище параметрів двигуна наведена на рис. 2 (крива 1). Відповідно до другої умови, величина комутаційного піка лінійної напруги двигуна в момент, віддалений на 60° від моменту закінчення комутації, не має перевищувати U_{c0} , тобто

$$\sqrt{3}E_2 \cdot \cos Q + I_n \cdot \sqrt{2x'_1 \cdot x_c} > \sqrt{3}E_2 \cdot \cos\left(Q - \frac{\pi}{3}\right) + I_n \sqrt{2x'_1 \cdot x_c} \cdot \cos \frac{\pi}{3}, \quad (9)$$

звідки з урахуванням виразу (8) після перетворень отримуємо результуючий вираз:

$$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} > \frac{6x_0^2}{\pi \cdot x_2 \cdot \sqrt{2x'_1}} \cdot \frac{(\sqrt{3}\omega_2 - 1)}{\sqrt{1 + \omega_2^2}}. \quad (10)$$

Залежність $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(\omega_2)$ побудована згідно з

виразом (10), показана на рис. 2 (крива 2). Співвідношення (10) є необхідним, але недостатньою

умовою відсутності першого (через 60°) додаткового відкриття відсічного діода. Дійсно, при існуванні

умови $\lambda + \gamma > \frac{\pi}{3}$ процеси комутації струмів у фазах у

даній групі інвертора і лінійний перезаряд конденсаторів в іншій групі накладаються, а тривалість інтервалу δ між закінченням процесу комутації в даній фазі і початком наступного процесу комутації стає меншою $\frac{\pi}{3}$.

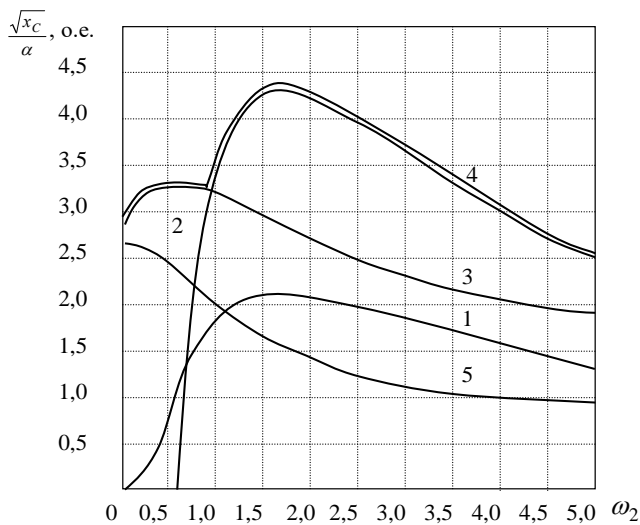


Рис. 2. Граничні залежності:

1-4 – за умови додаткового відкриття відсічних діодів;
5 – за умови завершеності комутаційних процесів

При цьому до даного моменту максимуму піка (через 60°) напруга на конденсаторі зменшиться на величину $\frac{I_n \cdot x_c}{2\alpha} \cdot \left(\frac{\pi}{3} - \delta\right)$.

У цьому випадку умова відсутності першого додаткового відкриття відсічних діодів набуде вигляду:

$$\sqrt{3}E_2 \cdot \cos Q + I_n \cdot \sqrt{2x'_1 \cdot x_c} - \frac{I_n \cdot x_c}{2\alpha} \cdot \left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) > \sqrt{3}E_2 \cos\left(Q - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{I_n}{2} \sqrt{2x'_1 \cdot x_c}. \quad (11)$$

Звідки з урахуванням виразу (4)

$$0 < \frac{\pi}{3} - \delta < \frac{12}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot \frac{\alpha^2}{x_c} \cdot \left[\cos^2 Q - \cos\left(Q - \frac{\pi}{3}\right) \right] + \sqrt{2x'_1} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}}. \quad (12)$$

Перетворимо вираз (12) до вигляду:

$$\frac{2\pi}{3} - \delta < \frac{\pi}{3} + \frac{12}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot \frac{\alpha^2}{x_c} \cdot \left[\cos^2 Q - \cos\left(Q - \frac{\pi}{3}\right) \right] + \sqrt{2x'_1} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}}. \quad (13)$$

Враховуючи, що

$$\frac{2\pi}{3} - \delta = \lambda + \gamma = \frac{12}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot \cos^2 Q \cdot \frac{\alpha^2}{x_c} + \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}} \cdot \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sqrt{2x'_1}, \quad (14)$$

отримаємо

$$\begin{aligned} & \frac{12}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot \cos^2 Q \cdot \frac{\alpha^2}{x_c} + \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}} \cdot \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sqrt{2x'_1} < \\ & < \frac{\pi}{3} + \frac{12}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot \frac{\alpha^2}{x_c} \cdot \left[\cos^2 Q - \cos\left(Q - \frac{\pi}{3}\right) \right] + \sqrt{2x'_1} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}}. \end{aligned} \quad (15)$$

З виразу (15) граничну умову зобразимо у вигляді рівняння

$$\frac{12}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot \left[\cos^2 Q - \cos\left(Q - \frac{\pi}{3}\right) \right] \cdot \left(\frac{\alpha}{\sqrt{x_c}} \right)^2 + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{2x_1'} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}} - \frac{\pi}{3} = 0. \quad (16)$$

Розв'язуючи рівняння (16) щодо величини $\frac{\alpha}{\sqrt{x_c}}$, отримуємо з урахуванням виразу (6) результуючий вираз у вигляді

$$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} > \frac{12x_0^2(\sqrt{3}\omega_2 - 1)}{\pi x_2 \sqrt{1 + \omega_2^2} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{2} x_1' + \frac{8x_0^2(\sqrt{3}\omega_2 - 1)}{x_2 \sqrt{1 + \omega_2^2}} - \frac{\pi}{2} \sqrt{2x_1'}}}. \quad (17)$$

Залежність $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(\omega_2)$ відповідно до виразу (17) показана на рис. 2 (крива 3). Оскільки умови (10) і (14) визначають відсутність одного і того самого явища – першого (через 60°) додаткового відкриття відсічного діода, то для того щоб виключити це явище, необхідно для кожного значення ω_2 приймати жорсткішу з двох умов. Дійсно, аналіз комутаційних процесів показує, що режим, при якому $\lambda + \gamma > \frac{\pi}{3}$ (тобто $\delta < \frac{\pi}{3}$),

виникає при значеннях ω_2 , менших величини, приблизно рівної одиниці.

Умова відсутності другого додаткового відкриття відсічного діода (через 120° після його виходу з роботи) можна сформулювати таким чином: напруга на комутуючому конденсаторі перед початком наступної комутації струмів у фазах у даній вентиляційній групі має бути більшою лінійної напруги двигуна у цей момент, тобто з урахуванням виразу (4)

$$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} > \frac{12x_0^2 \cdot \cos Q \cdot \cos\left(Q - \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{x_c}}{\pi \cdot x_2 \cdot \sqrt{2x_1'}} > \frac{6x_0^2}{\pi \cdot x_2 \cdot \sqrt{2x_1'}} \cdot \frac{\sqrt{3}\omega_2 - 1}{1 + \omega_2^2}. \quad (18)$$

Таким чином, умови (10) і (18) збігаються (крива 2 на рис. 2). Крива 4 на рис. 2 відповідає другому етапу відкриття відсічного діода з урахуванням зменшення інтервалу комутації. У випадку існування будь-якого режиму навантаження від холостого ходу ($\omega_2 = 0$) до перевантаження по струму ($\omega_2 = 5$) для виключення додаткового відкриття відсічних діодів необхідно вибирати значення $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha}$, не менше максимального значення з усіх кривих на рис. 2. Згідно з рис. 2, необхідно прийняти $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = 4,385$. Тоді вже при значенні $\omega_2 = 3$ (номінальне навантаження) отримуємо перенапруження близько 80% (рис. 3, крива 1), що неприпустимо на практиці. З наведеного вище аналізу для зниження перенапружень необхідно збільшувати ємність комутуючих конденсаторів у порівнянні із значенням, визначуваним величиною $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = 4,385$. При цьому необхідно визначити верхню межу значення ємності конденсаторів. Верхне

граничне значення ємності визначається умовою, яку можна сформулювати таким чином: сумарна тривалість інтервалу лінійного перезаряду конденсатора і тривалість інтервалу комутації струмів у фазах двигуна не мають перевищувати тривалості інтервалу повторюваності комутаційних процесів у даній (анодній або катодній) групі вентилів

перетворювача, тобто $\lambda + \gamma \leq \frac{2\pi}{3}$. Порушення даної умови викликає істотні зміни величини λ при щонайменшій зміні режиму, що у свою чергу обумовлює виникнення автоколивань у приводі, які принципово не можуть бути усунені системою регулювання. В результаті порушується нормальна робота ПЧ, тобто дана нерівність є визначальною умовою працездатності схеми. З урахуванням виразу (18) отримуємо:

$$\frac{12}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot \cos^2 Q \left(\frac{\alpha}{\sqrt{x_c}} \right)^2 + \left(1 + \frac{\pi}{2} \right) \cdot \sqrt{2x_1'} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{x_c}} - \frac{2\pi}{3} = 0 \quad (19)$$

Розв'язуючи рівняння щодо величини $\frac{\alpha}{\sqrt{x_c}}$, отримуємо з урахуванням виразу (10)

$$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} > \frac{24x_0^2}{\sqrt{\left(1 + \frac{\pi}{2}\right)^2 2x_1' + \frac{32x_0^2}{x_2} \cdot \frac{1}{1 + \omega_2^2} - \left(1 + \frac{\pi}{2}\right)\sqrt{2x_1'}} \cdot (1 + \omega_2^2)x_2\pi} \quad (20)$$

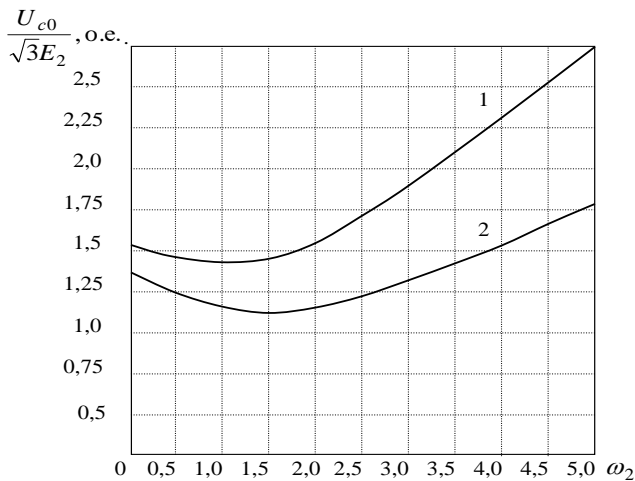


Рис. 3. Залежності $\frac{U_{c0}}{\sqrt{3}E_2} = f(\omega_2)$ при виборі x_c :

1 – за умови відсутності додаткового відкриття відсічних діодів; 2 – умова завершеності процесів

Залежність $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(\omega_2)$, побудована згідно з

виразом (20), подана на рис. 2 (крива 5). При визначенні ємності за даною умовою слід мати на увазі, що найбільш важким є режим холостого ходу ($\omega_2 = 0$), оскільки саме в цьому режимі перезаряд конденсатора малим струмом може затягнутися до тривалості інтервалу повторюваності $\frac{\pi}{3}$.

холостого ходу дає значення $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = 2,725$, що дає змогу істотно понизити перенапругу на двигуні (на рис. 3 крива 2).

Уточнимо вплив параметрів двигуна. Для цього побудуємо залежність $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(\omega_2)$ при $x_0 = var$. На

рис. 4 наведені залежності $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(\omega_2)$ за умовою (20) для таких значень $x_0 = 2,0; 2,5; 3,0$. Оскільки найбільш небезпечним є режим холостого ходу

($\omega_2 = 0$), наведемо залежність величини $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(x_0)$

для цього режиму (крива 1 на рис. 4). Крива 1 з високою точністю апроксимується залежністю

$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = 1,35(x_0) + 0,4$ (крива 2 на рис. 4). За

значеннями x_c , розрахованими із значень x_0 на рис. 4 можна знайти величину комутаційних перенапруг на двигуні $\frac{U_{c0}}{\sqrt{3}E_2}$.

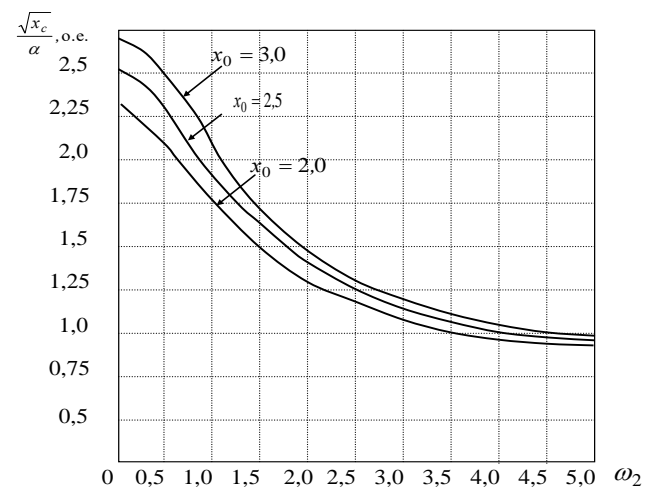


Рис. 4. Залежності граничних значень $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(\omega_2)$

для різних величин x_0

Відповідні залежності $\frac{U_{c0}}{\sqrt{3}E_2} = f(\omega_2)$ для різних

значень x_0 наведені на рис. 5 ($x_0 = 3,0$ – крива 1; $x_0 = 2,5$ – крива 2; $x_0 = 2,0$ – крива 3).

Для аналізу електромагнітних процесів у колі з ПЧ і асинхронним двигуном розглянемо варіант використання трифазної мостової схеми (рис. 6) перетворювача частоти на тиристорах VS1...VS6 із загальним вузлом комутації на діодах VDI-VD6 і конденсаторах C1...C6.

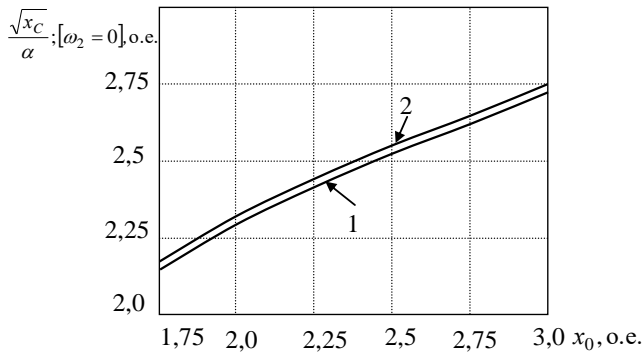


Рис. 5. Залежності $\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} = f(x_0)$ (крива 1) та апроксимуюча залежність (крива 2)

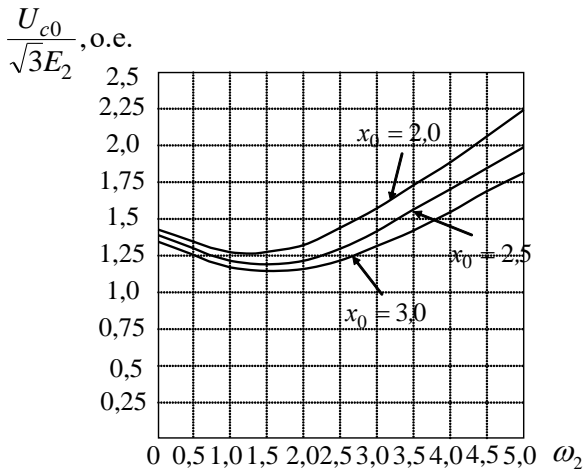


Рис. 6. Сімейство залежностей $\frac{U_{c0}}{\sqrt{3}E_2} = f(\omega_2)$ для різних значень x_0

Наведемо на початку якісний аналіз процесів, що відбуваються в перетворювачах частоти. Виходитимемо з допущення про можливість роздільного розгляду комутаційних і робочих процесів у перетворювачах частоти. Це допущення не призводить до помітних похибок в аналізі, оскільки тривалість робочого циклу і циклу комутації істотно різні. При використанні прийнятого допущення процеси в перетворювачах частоти можна розглядати для його схеми, що ідеалізується, в якій відсутні кола комутації і в якій тиристори представлені ідеальними повністю керованими ключами (рис. 7). Схему заміщення подано на рис. 8. У цій схемі асинхронний двигун представлено еквівалентною одиницею з параметрами x'_1, r_k, E_2 . Циклічність процесів у схемі в сталому режимі відповідає $\frac{\pi}{3}$. Проаналізуємо один цикл роботи даної схеми. Включені тиристори VS1 і

VS6, при цьому струм I_n протікає у фазах А і С ПЧ. Конденсатори заздалегідь заряджені з полярністю, вказану на рис. 7.

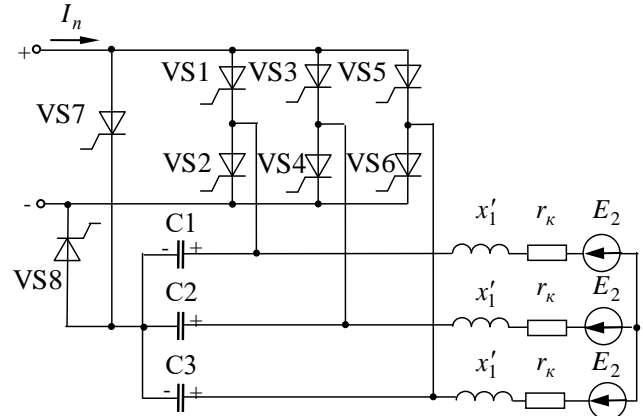


Рис. 7. Частотно-керований асинхронний електродвигун

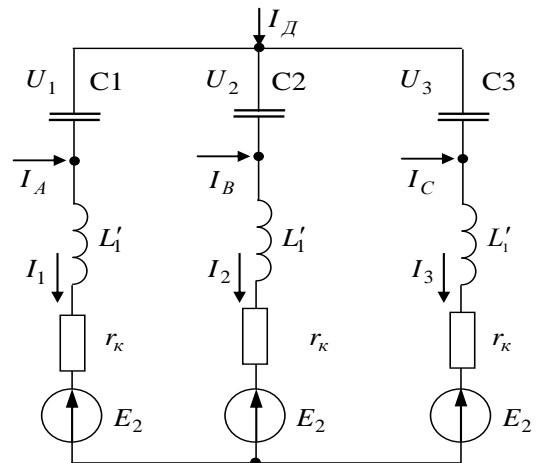


Рис. 8. Розрахункова схема заміщення

Для схеми, показаної на рис. 7, рівняння рівноваги струмів і напруги запишемо в такому вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 + C \cdot \frac{dU_1}{dt} = I_A; \\ I_2 + C \cdot \frac{dU_2}{dt} = I_B; \\ I_3 + C \cdot \frac{dU_3}{dt} = I_C; \\ I_A + I_B + I_C = 0; \\ U_1 + I_1 r_k + L'_1 \cdot \frac{dI_1}{dt} = U_2 + I_2 r_k + L'_1 \cdot \frac{dI_2}{dt}; \\ U_1 + I_1 r_k + L'_1 \cdot \frac{dI_1}{dt} = U_3 + I_3 r_k + L'_1 \cdot \frac{dI_3}{dt}. \end{array} \right. \quad (21)$$

Розв'язання даної системи необхідно проводити з використанням ПЕОМ. Перетворимо систему диференціальних рівнянь до вигляду, зручного для чисельної інтеграції на ПЕОМ. У системі струми I_A, I_B, I_C набувають трьох значень: I_n – якщо включені тиристори VS1, VS3, VS5; $-I_n$ – якщо включені VS2, VS4, VS6; 0 – якщо не проводять відповідно VS1, VS2, VS3, VS4, VS5, VS6.

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dU_1}{dt} &= \frac{I_A - I_1}{C}; \\ \frac{dU_2}{dt} &= \frac{I_B - I_2}{C}; \\ \frac{dU_3}{dt} &= \frac{I_C + I_1 + I_2 - I_n}{C}; \\ \frac{dI_1}{dt} &= \frac{U_2 - U_1 + r_k \cdot I_2 - r_K \cdot I_1}{L'_1} + \frac{dI_2}{dt}; \\ \frac{dI_2}{dt} &= \frac{U_3 - U_2 - 2 \cdot r_k \cdot I_2 - r_k \cdot I_1 + I_n \cdot r_k}{L'_1} - 2 \cdot \frac{dI_1}{dt}. \end{aligned} \right. \quad (22)$$

Розрахунок на ПЕОМ досить провести для одного періоду вихідної частоти, протягом 12 етапів, відповідних згідно з табл. 1 різним значенням струмів I_A, I_B і I_C . Розрахунок виконано за допомогою математичного пакета MATCAD при вихідній частоті $20\Gamma\text{ц}$, тривалості інтервалу $\gamma = \frac{\pi}{18}$ і таких параметрах перетворювача частоти:

$$K_1 = \frac{C}{L'_1} = 10; 25; 50; K_2 = \frac{r_K}{L'_1} = 0,35; L'_1 = 0,5.$$

Таблиця 1

Послідовність роботи тиристорів у схемі рис. 7

| Тиристори | $\frac{\pi}{3}$ | | $\frac{\pi}{3}$ | | $\frac{\pi}{3}$ | | $\frac{\pi}{3}$ | | $\frac{\pi}{3}$ | | $\frac{\pi}{3}$ | |
|-----------|--------------------------|----------|--------------------------|----------|--------------------------|----------|--------------------------|----------|--------------------------|----------|--------------------------|----------|
| | $\frac{\pi}{3} - \gamma$ | γ | $\frac{\pi}{3} - \gamma$ | γ | $\frac{\pi}{3} - \gamma$ | γ | $\frac{\pi}{3} - \gamma$ | γ | $\frac{\pi}{3} - \gamma$ | γ | $\frac{\pi}{3} - \gamma$ | γ |
| VS1 | + | | | | | | | | | | + | + |
| VS2 | | | | | + | + | + | | | | | |
| VS3 | | | + | + | + | | | | | | | |
| VS4 | | | | | | | | | + | + | + | |
| VS5 | | | | | | | + | + | + | | | |
| VS6 | + | + | + | | | | | | | | | |
| VS7 | | + | | | | + | | | | + | | |
| VS8 | | | | + | | | | + | | | | + |

Результати розрахунку наведені на рис. 8. Інтервал I починається з моменту відкриття тиристора 7. При цьому починається перезаряд конденсатора через тиристор 7 і діод I'. Інтервал I закінчується, коли струм у комутуючому контурі стає рівним нулю, тобто при $t_1 = \frac{\pi}{\beta}$, де $\beta = \sqrt{\omega^2 - \alpha^2}$ – власна кутова частота комутуючого контуру з урахуванням загасання; $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – те саме без урахування загасання;

$\alpha = \frac{r}{2L}$ – декремент загасання; r – еквівалентний опір контуру комутації.

На інтервалі II всі вентиля закриті, струм у комутуючому конденсаторі дорівнює нулю, а напруга на ньому залишається постійною. Інтервал III починається з моменту відкриття тиристора 2. В цей час конденсатор C дозаряджається через тиристори 7 і 2. Після дозарядження конденсатора C струми в контурі дорівнюють нулю і напруга на конденсаторі незмінна. Інтервал V починається з моменту відкриття

тиристора 8. Починається перезаряд конденсатора через вентиль 2' і тиристор 8. На інтервалі V, як і на інтервалі II, струм дорівнює нулю, а напруга на конденсаторі незмінна. Після відкриття тиристора 1 починається дозарядження конденсатора через тиристори 1 і 8.

Далі до моменту відкриття тиристора 7 струм у контурі дорівнює нулю, а напруга на конденсаторі незмінна.

У навантаженому перетворювачі частоти, на відміну від ненавантаженого варіанта роботи на I інтервалі при відкритті тиристора 7, тиристор 1 закривається не відразу, а залишається відкритим до тих пір, поки струм у комутуючому конденсаторі не досягає значення, рівного значенню струму навантаження. Тільки при цьому закривається тиристор 1 і відкривається вентиль 1', через який проходить струм, рівний різниці струму комутації і струму навантаження.

Характер протікання комутаційних процесів на інтервалі II залежить від величини напруги на конденсаторі в кінці інтервалу I, тобто залежить від

величини U_{c1K} . Тут можливі три режими роботи схеми (рис. 9). Перший режим виникає, якщо напруга на конденсаторі в кінці інтервалу I менша напруги джерела живлення за вирахуванням падіння напруги на активному опорі контуру комутації, тобто у разі, коли $U_{c1K} < E - I_n r$. У цьому випадку на інтервалі II відбуватиметься заряд конденсатора струмом навантаження I_n . Тиристор 2 відкривається через час Δt_{30} з моменту початку інтервалу I. На цьому і закінчується інтервал II. Другий режим роботи схеми також відбувається при $U_{c1K} < E - I_n r$. Проте в цьому режимі через великі струми навантаження комутаційний інтервал II закінчується до відкриття тиристора 2. Третій режим настає при $U_{c1K} > E - I_n r$. Цей режим відповідає максимальному струму навантаження, коли вентиль 2' відкривається відразу ж після закривання вентиля 1'. У цьому режимі комутаційний інтервал II відсутній.

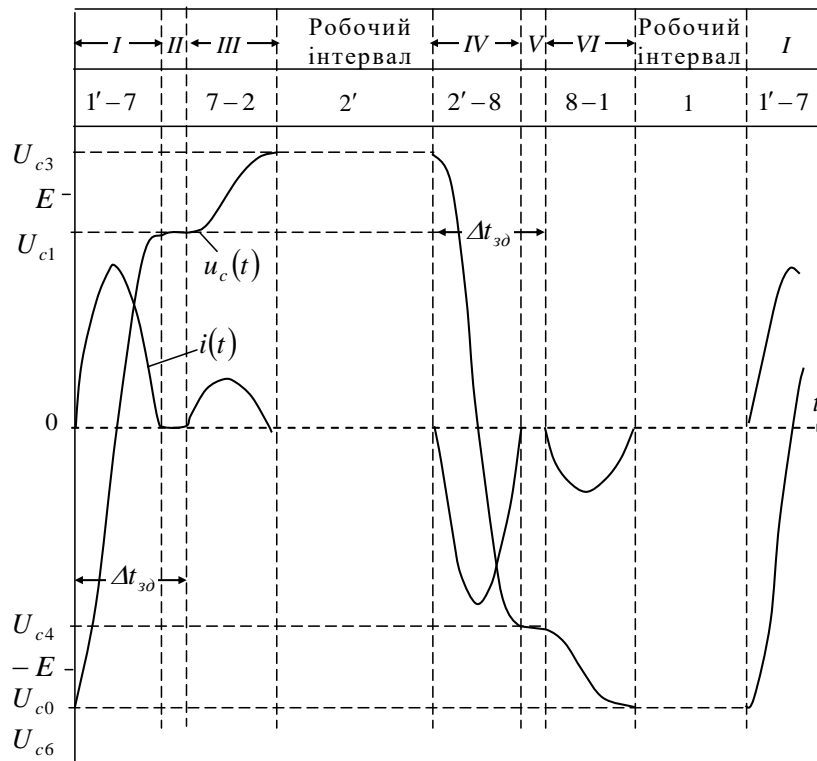


Рис. 9. Діаграма комутаційних процесів при роботі перетворювача частоти

Аналізуючи отримані тимчасові діаграми, можна зробити висновок про те, що напруга на конденсаторі досягає максимального значення до кінця інтервалу

III. Як правило, $U_{c3K} > E$. У зв'язку з цим максимальна пряма напруга на тиристорах 1 і 2 та максимальна зворотна напруга на вентилях – 1' 2'.

Максимальна пряма напруга, прикладена до тиристора 8, буде дорівнювати U_{c3K} . Максимальна зворотна напруга, прикладена до тиристора 7, буде дорівнювати $U_{c3K} - E$. Таким чином, у даному ПЧ силові тиристори і вентиля, що шунтують їх, мають бути вибрані на напругу джерела живлення E , а допоміжні тиристори – на пряму напругу U_{c3K} і зворотну напругу $U_{c3K} - E$.

Зі збільшенням струму навантаження величина U_{c3K} збільшується. При цьому час, що надається для відновлення замикаючих властивостей тиристора, зменшується і може знизитися до критичної величини, приблизно рівної $t = 30 \text{ мкс}$. Для забезпечення нормальної роботи перетворювача частоти слід вибирати час відновлення замикаючих властивостей не менше $60 - 120 \text{ мкс}$.

Слід звернути увагу також на те, що струм перетворювача частоти для даної схеми має явно виражений нелінійний характер. Як видно з наведених графіків, наявність вільної складової струму викликає істотне спотворення кривої вихідного струму, що викликає збільшення втрат у двигуні. Спотворюється також крива напруги на конденсаторі, що істотно збільшує втрати в конденсаторі. Для подавлення вільних коливань доцільно паралельно навантаженню включати так звані «комутаційний» випрямляч. У ряді випадків паралельно навантаженню доцільно включати додаткові фільтрові конденсатори [6 – 12]. Подібні рішення, забезпечуючи подавлення високочастотних коливань, роблять схему не тільки складнішою за її початковий варіант, але і складнішою за схеми перетворювача частоти з конденсаторами. Оскільки простота схемної реалізації є вирішальним доводом при визначенні базової схеми для перетворювачів частоти з покращеними технічними показниками, використання перетворювача частоти з відсічними від навантаження комутуючими конденсаторами є переважнішим.

Висновки

Проведено аналітичний аналіз електромагнітних перехідних процесів у частотно-керованому асинхронному електродвигуні, електромагнітних перехідних процесів статичних перетворювачів частоти. Запропоновані граничні умови вибору ємності перетворювача забезпечують виключення режиму автоколивань і небезпечних перенапруг при регулюванні частоти обертання електропривода. Набула подальшого розвитку математична модель системи ПЧ-АД, що враховує як циклічність роботи перетворювача частоти, так і різні етапи комутації його вентилів.

Обґрунтовано використання перетворювача частоти з відсічними від навантаження комутуючими конденсаторами.

Практичне значення дослідження полягає в тому, що вони можуть бути використані при модернізації існуючих чи при створенні нових систем частотно-керованого електропривода для перемикаючих пристроїв силових трансформаторів.

Список використаних джерел

1. Farrer W., Miskin I. D. Quasi-sine-wave fully regenerative inverter [Text] // Proceedings of IEE. – 1973. – Vol. 120. – N9. – P.
2. The Application of Active Filters Supported by Pulse Width Modulated Inverters in the Harmonic Simulation of the High Power Electric Traction: (INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER QUALITY ICREPQ'08) [Text] / P. Kiss, A. Balogh, A. Dán, I. Varjasi, 2008.
3. Joshi A., Dewan S. Modified steady-State Analysis of the Current-Source Inverter and Squirrel. Cage Motor Drive [Text] // IEEE Transact. On Industry Applications. – 1981. – Vol. IA 10. – № 1. – P. 50–57.
4. Горбань, Р. Н. Современный частотно-регулируемый электропривод [Текст] / Р. Н. Горбань, А. Т. Янукович; под ред. А. В. Гаврилова. – СПб.: СПЭК, 2001. – 150 с.
5. Веников, В. А. Электрические системы. Электрические сети [Текст] / В. А. Веников, А. А. Глазунов, Л. А. Жуков; под ред. В. А. Веникова, В. А. Строева. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1998. – 511 с.
6. Супрун, О. Д. Дослідження аварійних режимів роботи агрегатів безперебійного живлення блочно-модульних тягових підстанцій [Текст] / О. Д. Супрун, Ю. О. Семененко // 36. наук. праць Укр. держ. ун-ту залізнич. трансп. – Харків: УкрДУЗТ, 2016. – Вип. 165. – С. 77-83.
7. Offset-Free Model Predictive Control for Output Voltage Regulation of Three-Phase Inverter for Uninterruptible Power Supply Applications [Text] / Seok-Kyoon Kim, Chang Reung Park, Young Il Lee // IFAC Proceedings Volumes. – 2014. – Vol. 47. – P. 11129-11134.
8. Integrated modelling of variable renewable energy-based power supply in Europe [Text] / H. C. Gils [et al.] // Energy. – 2017, January. – Vol. 123. – P. 173-188.
9. Супрун, О. Д. Удосконалення пристроїв регулювання напруги тягових підстанцій [Текст] / О. Д. Супрун, С. А. Горецький // 36. наук. пр. Укр. держ. акад. залізнич. трансп. – Харків: УкрДАЗТ, 2011. – Вип. 126. – С. 191–196.

10. Bjaresten, N. A. The Statik Converter as a High-Speed Power Amplifier [Text] // Direct Current. – 1963. – Vol. 6. – P. 154-165.
11. Hajibeigy, M. A Modified structure of hybrid active dc filter in hvdc system [Text] / M. Hajibeigy, M. Farsadi, Kh. Behboudi Asl // Technical and Physical Problems of Engineering. – 2012. – Vol. 4. – №1. – P. 11-16.
12. Пристрій для компенсації пульсацій вихідної напруги перетворювача електричної енергії [Текст]: пат. 107897 Україна; МПК H02M 1/14 / Щербак Я. В., Семененко Ю. О., Івакіна К. Я.; заявник і власник патенту на винахід Укр. держ. ун-т залізнич. трансп. – № а201512718; заяв. 22.12.2015; опубл. 25.04.2017, Бюл. № 8.

Супрун А. Д., Семененко А. И., Панченко В. В., Семененко Ю. А. Исследование электромагнитных переходных процессов в частотно-управляемом электроприводе переключающих устройств трансформаторов тяговых подстанций. В статье предложены граничные условия выбора емкости преобразователя, обеспечивающие выключение режима автоколебаний и опасных перенапряжений при регулировании частоты вращения электропривода; предложены эквивалентные схемы замещения системы ПЧ-АД для этапа коммутации токов в двух фазах нагрузки межкоммутационного этапа и этапа линейного перезаряда конденсаторов; получила дальнейшее развитие математическая модель системы ПЧ-АД, учитывающая как цикличность работы преобразователя частоты, так и различные этапы коммутации его вентиляей.

Ключевые слова: трансформатор, система тягового электроснабжения, регулятор напряжения, частотно-управляемый электропривод, напряжение, приводной механизм, переключающее устройство.

Suprun O.D., Semenenko O.I., Panchenko V.V., Semenenko Y.O. Investigation of electromagnetic transients in a frequency controlled electric drive of switching devices of traction substation transformers. The study proposes the boundary conditions for selecting the capacitance of the converter to ensure the exclusion of the mode of self-oscillation and dangerous overvoltages in controlling the frequency of rotation of the electric drive, proposed equivalent schemes for replacing the system of the IF-DR for the phase switching of currents in two load phases, between the switching phase and the phase of linear recharge capacitors, received further the development of a mathematical model of the system of the IF-AD, which takes into account both the cyclicity of the frequency converter operation and the various stages of the switching of its valves.

An additional discovery of clipping diodes is not an anomaly, but a normal mode of operation of frequency converters at elevated frequencies, and, therefore, consideration of processes without taking into account this phenomenon is one of the significant assumptions of the approximate analytical method.

The development of a refined model of the IF-AD system, besides, is of independent interest for the following reasons: the regime of additional opening of the cut-off diodes may be absent, as for small values of the capacity of commutating capacitors (which, however, is due to the increase of overvoltages), and at low frequencies; a number of characteristics of electromagnetic processes can be with high precision calculated without taking into account this phenomenon. This allows, as shown in the study, to allocate a sufficiently limited number of possible configurations of the power circuit at switching intervals and to describe the processes by a small number of systems of differential equations. Thus, a significant simplification of the mathematical model and a reduction in the time of machine calculation are achieved.

Keywords: transformer, system traction power supply, voltage regulator, frequency controlled electric drive, voltage, actuating mechanism, switching device.

Надійшла 30.10.2017 р.

Супрун Олександр Данилович, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки Українського державного університету залізничного транспорту, к.т.н., доцент. E-mail: slider2012@i.ua ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8732-7609>

Семененко Олександр Іванович, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки Українського державного університету залізничного транспорту, к.т.н., доцент. E-mail: semenoi@i.ua ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8885-6783>

Панченко Владислав Вадимович, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки Українського державного університету залізничного транспорту, к.т.н., доцент. E-mail: vlad_panchenko@ukr.net ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4822-7151>

Семененко Юрій Олександрович, асистент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки Українського державного університету залізничного транспорту. E-mail: slider2012@i.ua ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9422-3528>

Suprun Oleksandr Danylovych, Associate Professor, chair of electric power industry, electrical engineering and electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport. E-mail: slider2012@i.ua ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8732-7609>

Semenenko Oleksandr Ivanovych, Associate Professor, chair of electric power industry, electrical engineering and electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport. E-mail: semenoi@i.ua ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8885-6783>

Panchenko Vladyslav Vadymovych, Associate Professor, chair of electric power industry, electrical engineering and electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport. E-mail: vlad_panchenko@ukr.net ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4822-7151>

Semenenko Yuriy Oleksandrovich, Assistant, chair of electric power industry, electrical engineering and electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport. E-mail: slider2012@i.ua ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9422-3528>