

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

Голубєв В.В., д.т.н., ст. наук співробітник

Інституту електродинаміки НАН України

Грудська В.П., к.т.н., доц.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедри теоретичної електротехніки

Сіренко О.О., Кучинська К.А. студенти

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедри автоматизації теплоенергетичних процесів

Вступ. Поширене на даний час імпульсне регулювання (стабілізація) змінної напруги за допомогою ключових і трансформаторно-ключових структур забезпечує точність і швидкість регулювання, високий ККД, а також гарні масо-габаритні показники перетворювача у випадках підвищеної робочої частоти. Разом з тим, за такого регулювання виникають негативні побічні ефекти у вигляді несинусоїдності споживаного перетворювачем струму і його вихідної напруги [1, 2]. Зменшити вплив перетворювача на мережу і навантаження у певних межах можна шляхом використання вхідних і вихідних електричних фільтрів, побудови раціональних структур пристрою і вибору оптимальних параметрів (глибини, частоти, фази) регулювання змінної напруги.

Мета роботи: аналіз можливостей підвищення ефективності трансформаторно–тиристорних перетворювачів змінної напруги за використання двох найбільш поширених способів імпульсного регулювання: широтно-імпульсного (ШІР) і частотно-імпульсного (ЧІР).

Матеріал досліджень. Робота виконувалася за умов, наведених нижче.

1. Трансформаторно–тиристорні регулятори напруги працюють без фільтрів на найбільш поширене активно–індуктивне навантаження.

2. Використовується двоступінчасте регулювання з відповідними амплітудними коефіцієнтами K_1 , K_2 , які визначаються структурою силової частини перетворювача та схемою з'єднання трансформаторних і ключових елементів. Ці коефіцієнти можуть набувати будь-яке незмінне на певному ступеню регулювання значення (додатне, від'ємне або нульове).

3. Алгоритм роботи кожного ключового елемента і пристрою в цілому визначається відносною частотою регулювання $k_p = \omega_p / \omega_m$ (ω_m – кутова частота мережі), кутом регулювання кожного ступеню β_1 , β_2 , причому ($\beta_1 + \beta_2 = 2\pi$) і описується комутаційними функціями Φ .

Ефективність і якість перетворення змінної напруги оцінювалася частотно-залежними характеристиками: коефіцієнтам спотворення k_{c1} вхідного струму перетворювача і коефіцієнтом гармонік $k_{г2}$ струму навантаження. Розрахунки виконувалися за методикою, викладеною в [1] з використанням програми MathCad.

Результати досліджень у випадку широтно-імпульсного регулювання (ШІР).

За вказаного способу частота слідування імпульсів (пауз) у вихідній напрузі залишається незмінною, а змінюється коефіцієнт заповнення (шпаруватість). У [2] показано, що при використанні ШІР фаза регулювання не впливає на діюче значення споживаного перетворювачем струму, діючі значення напруги і струму навантаження, а також на фази і значення їх основних гармонік. Отже, фаза регулювання не впливає на показники ефективності перетворення змінної напруги. Коефіцієнт потужності і коефіцієнт гармонік $k_{Г2}$ вихідного струму регулятора не залежить, а коефіцієнт спотворень струму мережі $k_{С1}$ практично не залежить від відносної частоти регулювання $k_P = \omega_P / \omega_M$. Вони можуть бути покращені тільки шляхом зменшення глибини регулювання $m = K_1 - K_2$, що потребує використання вольтододатних трансформаторів, автотрансформаторів або тих та інших одночасно. Це призводить до збільшення маси і габаритів перетворювача пропорційно глибині регулювання m . У випадку широкодіапазонного регулювання ($m > 0,5$) встановлену потужність трансформатора можна суттєво зменшити, якщо його первинну обмотку включити у протитакт з навантаженням, як показано на рис. 1. У такій схемі встановлена потужність трансформатора пропорційна K_2 , а спотворення, що вносяться у вихідну напругу, пропорційні глибині регулювання m . Усунути це протиріччя при регулюванні у діапазоні $u_2 = (0 \dots 1) u_1$ можна, якщо доповнити схему тиристорними ключами VS_3 і VS_4 (рис. 2).

На рис. 3 показано діаграми комутаційних функцій $\Phi_1 - \Phi_4$ ключів $VS_1 - VS_4$ і вихідної напруги у відносних одиницях U_2 / U_m , де U_m – амплітуда напруги мережі. З діаграми видно, що схема на рис. 2 забезпечує чотири рівня дискретного і три зони ВЧ-регулювання. Найкращі показники якості та масо-габаритні показники досягаються за співвідношення витків обмоток трансформатора $w_2/w_1 = 1/3$. Якщо у схему на рис. 2 ввести реверсувальні ключі VS_5 і VS_6 (рис. 4), то отримаємо ще ширший діапазон $(-1,3 \div + 4,3)$, додатково два рівня і дві зони ВЧ-регулювання (рис. 3) за тих самих показників.

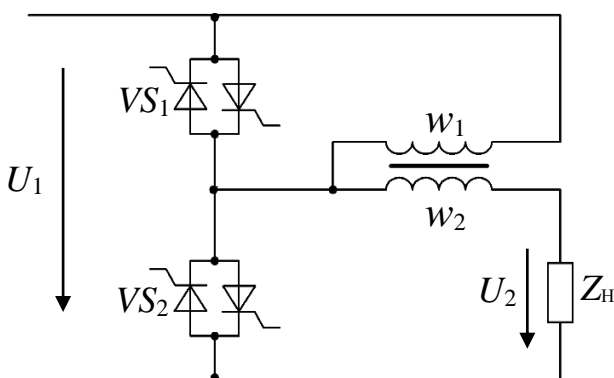


Рисунок 1 – Двוזонний регулятор змінної напруги

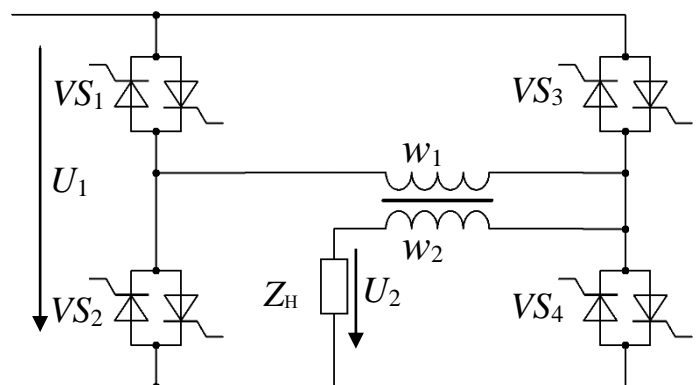


Рисунок 2 – Тризонний ВЧ регулятор змінної напруги

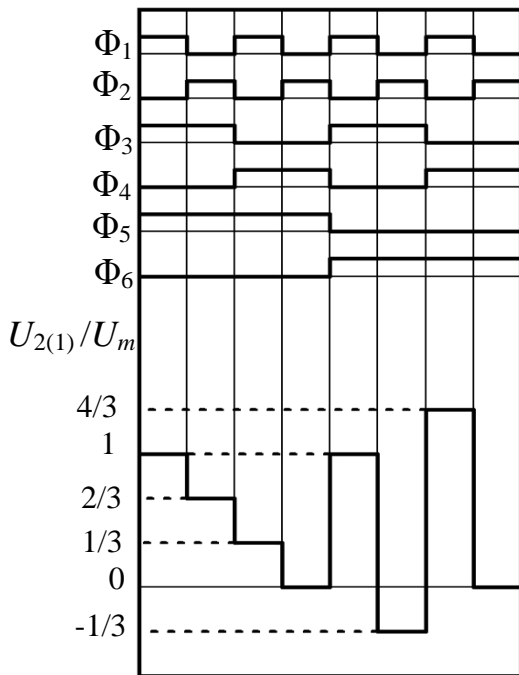


Рисунок 3 – Діаграми комутаційних функцій і вихідної напруги $U_{2(1)}/U_m$

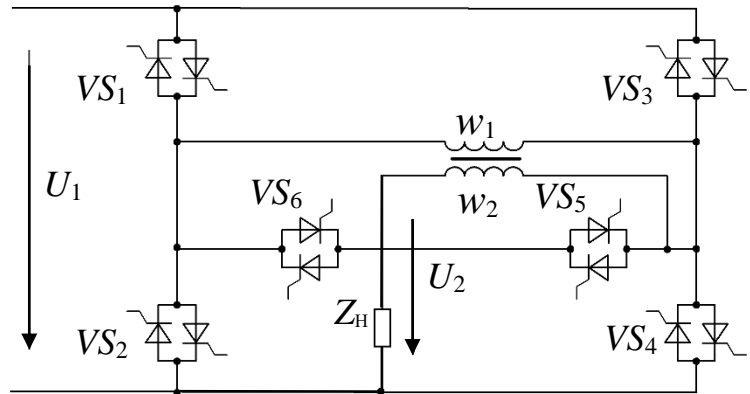


Рисунок 4 – Імпульсний регулятор змінної напруги з додатковими реверсувальними ключами і п'ятьма зонами ВЧ регулювання

Результати досліджень останньої схеми подано на рис. 5 і рис. 6 у вигляді графіків залежності коефіцієнта спотворень k_{C1} вхідного струму і коефіцієнта гармонік $k_{Г2}$ вихідного струму від основної гармоніки вихідної напруги $U_{2(1)}/U_m$. На рис.5,а наведено графіки коефіцієнтів k_{C1} , $k_{Г2}$, отримані за незмінної частоти регулювання $k_p = 10$ і глибини регулювання $m = 1,3$ відносно вхідної напруги у двох випадках: 1) $\cos \varphi = 0,5$; 2) $\cos \varphi = 0,9$. Якщо ступені трансформатора розрахувати так, щоб глибина регулювання залишалась незмінною відносно робочої частини обмотки при переході із зони у зону, тоді максимальні значення коефіцієнтів k_{C1} , $k_{Г2}$ практично залишаються на одному рівні, як це показано на рис.5,б для $\cos \varphi = 0,9$.

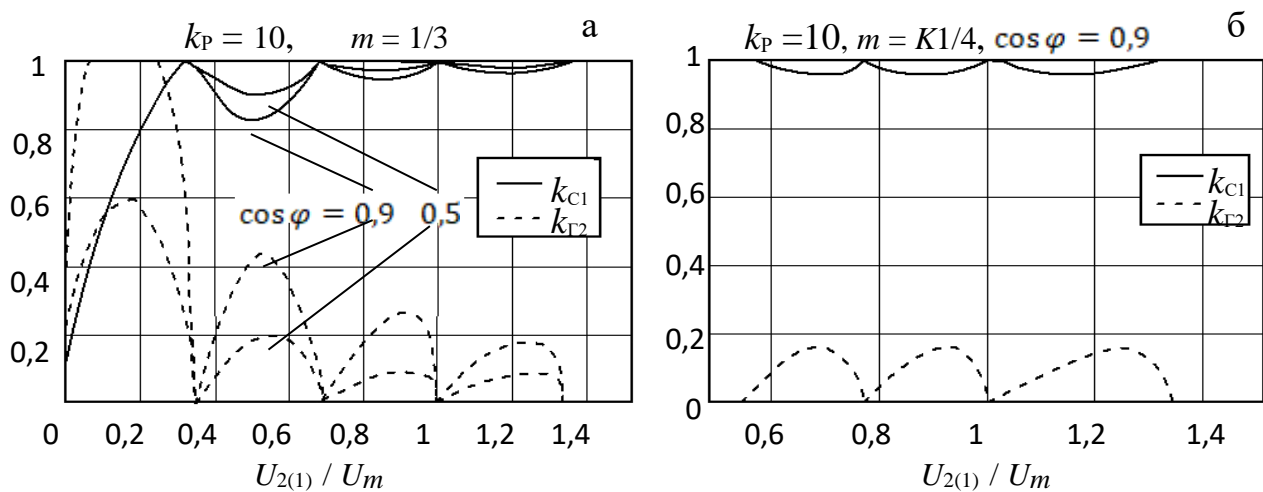


Рисунок 5 – Графік залежності коефіцієнтів k_{C1} і $k_{Г2}$ від вихідної напруги $U_{2(1)}/U_m$ за глибини регулювання: а) $m = 1/3$; б) $m = 1/4$.

На рис. 6,а і рис.6,б зображено графіки залежності коефіцієнта гармонік $k_{Г2}$ струму навантаження від напруги $U_{2(1)} / U_m$ відповідно за глибокого ($m = 1$) і вузькодіапазонного ($m = 0,5$) регулювання з незмінною відносною частотою регулювання $k_p = 6; 12; 24; 48$. З графіків видно, що за активно – індуктивного навантаження коефіцієнт гармонік $k_{Г2}$ зменшується майже пропорційно підвищенню k_p . Цю властивість широко використовують при високочастотному ШПР змінної напруги.

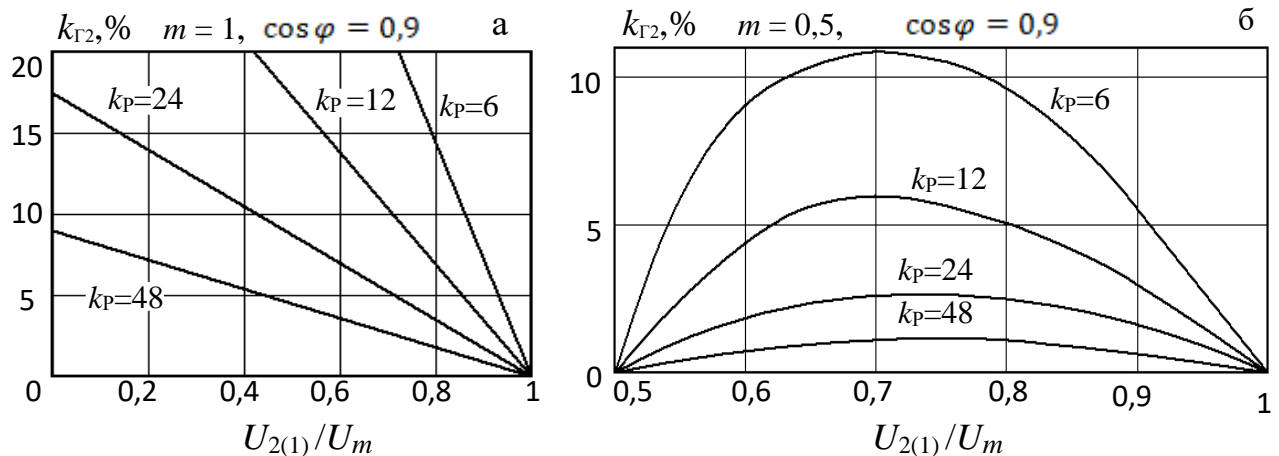


Рисунок 6 – Графіки залежності коефіцієнта гармонік $k_{Г2}$ вихідного струму від вихідної напруги $U_{2(1)} / U_m$ за різних частот k_p регулювання:
а) широкодіапазонне, б) вузькодіапазонне регулювання.

Результати досліджень у випадку частотно-імпульсного регулювання (ЧІР).

За такого способу ширина імпульсів або пауз залишається незмінною, а змінюється частота слідування імпульсів (пауз).

Використовуючи вказаний спосіб регулювання, можна зменшити втрати на комутацію, зберігаючи високими точність і якість вихідної напруги на активно-індуктивному навантаженні [3].

У випадку глибокого регулювання напруги з постійною шириною пауз ($\beta = 2\pi - \pi k_p / 24$) за зміни частоти регулювання $k_p = \omega_p / \omega$ від 3 до 48 коефіцієнт гармонік $k_{Г2}$ струму навантаження підтримується на рівні 8,75%, як показано на рис. 7. Діапазон регулювання обмежується у верхній частині однією паузою, у нижній – 48 імпульсами.

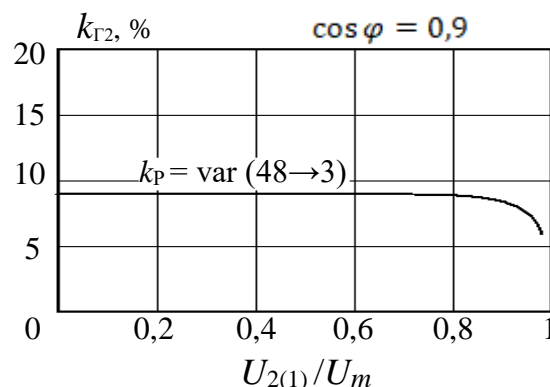


Рисунок 7 – Широкодшазонне ЧІР з постійною шириною пауз

У разі частотного регулювання напруги з постійною шириною імпульсів ($\beta = \pi k_p / 24$), навпаки, знижується верхня межа діапазону, що неприпустимо для вузькодіапазонного та багатозонного ЧІР вихідної напруги.

Для усунення цього недоліку діапазон регулювання ділять на дві області, необов'язково рівні за вихідною напругою [4].

Перша область – регулювання з постійною шириною імпульсів (PW) за глибокого або пауз за вузькодіапазонного регулювання з амплітудним коефіцієнтом K_1 :

$$PW = \frac{\beta_1 \operatorname{ctg} \theta_1}{2\pi k_{p1}} = \operatorname{const},$$

де β_1 – сумарна за період ширина першого ступеню, яка змінюється лінійно і пропорційно частоті регулювання, коефіцієнту заповнення γ та основній гармоніці вихідної напруги $U_{2(1)}$; θ_1 – постійний у даному режимі кут нахилу характеристики (рис.8,а). Відповідно закон зміни частоти регулювання у першій області можна записати у вигляді:

$$k_{p1} = f[U_{2(1)}] = f(\gamma) = \frac{\beta_1 \operatorname{ctg} \theta_1}{2\pi PW}, \quad k_{p1} = 1 \dots k_{\max}.$$

Друга область-регулювання з постійною шириною пауз (WP) за глибокого регулювання або імпульсів за вузькодіапазонного регулювання з амплітудним коефіцієнтом K_2 .

Аналогічно попередньому

$$WP = \frac{\beta_2 \operatorname{ctg} \theta_2}{2\pi k_{p2}} = \operatorname{const},$$

звідки

$$k_{p2} = f[U_{2(1)}] = f(\gamma) = \frac{\beta_2 \operatorname{ctg} \theta_2}{2\pi WP}, \quad k_{p2} = k_{\max} \dots 1.$$

На рис. 8,а показано графіки зміни частоти регулювання $k_p = \omega_p / \omega_m$ від основної гармоніки вихідної напруги у відносних одиницях $U_{2(1)} / U_m$ для $k_{p \max} = 12$ і $k_{p \max} = 24$ за глибини регулювання $m=0,5$ і $\cos \varphi = 0,9$. На рис. 8,б зображено графіки зміни коефіцієнта гармонік $k_{\Gamma 2}$ вихідного струму регулятора від $U_{2(1)}$ у відносних одиницях, коли глибина регулювання $0,5 < m < 0,7$ забезпечується ЧІР з постійною шириною імпульсів, а глибина $0,7 < m < 1$ – ЧІР з постійною шириною пауз. Точка переходу з однієї області в іншу обирається так, щоб максимальні значення коефіцієнта гармонік $k_{\Gamma 2}$ правої і лівої частин кривої були приблизно однаковими. Якщо цю точку перемістити на середину діапазону регулювання, то ліва частина кривої зсунеться вгору, а права – конгруентно вниз, внаслідок чого погіршиться рівномірність зміни вихідних

характеристик. З графіків видно, що значення коефіцієнтів гармонік не перевищують потрібний рівень.

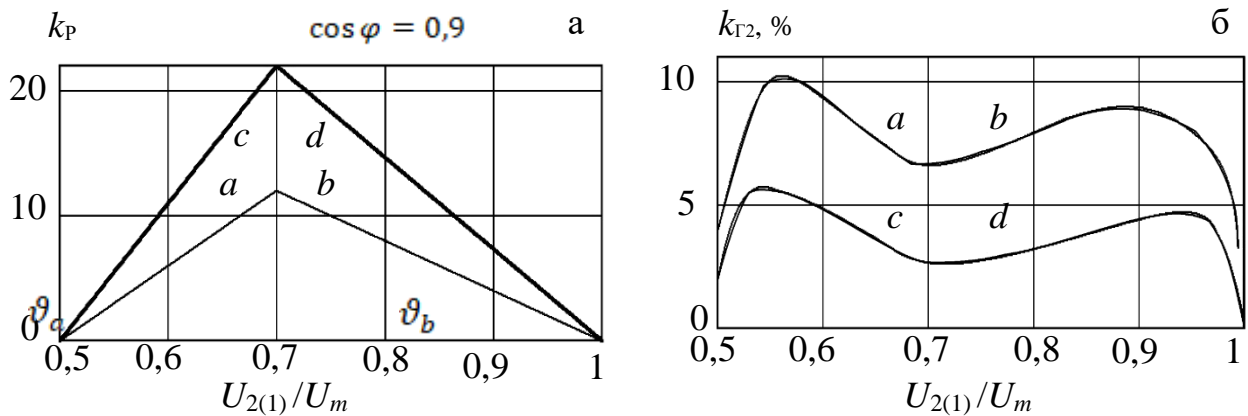


Рисунок 8 – Графіки залежності частоти регулювання k_p (рис.8, а) і коефіцієнта гармонік $k_{Г2}$ (рис.8, б) від основної гармоніки вихідної напруги $U_{2(1)}/U_m$ для вузькодіапазонного ЧПР

Висновки. На даний час для підвищення ефективності імпульсних перетворювачів змінної напруги використовують наступні можливості.

1. Нові схемні рішення, які ще далеко не вичерпані. Так, у розглянутих схемах (рис.2, рис.4) трансформатори можуть працювати як на основній, так і на підвищеній (за деякого ускладнення) частотах. Тому багатозонні імпульсні перетворювачі, побудовані за цими принципами, у певних практичних випадках можуть виявитись більш ефективними за ККД і масогабаритними показниками порівняно з поширеними у даний час регуляторами змінної напруги.

2. Удосконалення способів керування. Зокрема, за одночасної зміни ширини пауз (імпульсів) і частоти регулювання можна отримати коефіцієнт гармонік струму навантаження, незмінний в усьому діапазоні регулювання. Інший шлях-комплексне використання різних способів регулювання на окремих ділянках діапазону в залежності від глибини.

Перелік посилань

1. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. – Киев: Наук. думка, 2016. – 245 с.
2. Липковский К. А. Трансформаторно – ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения - Киев: Наук. думка, 1993.–216 с.
3. Новський В. А., Голубев В. В, Попов А.В. Оптимальне імпульсне регулювання змінної напруги // Техн. електродинаміка. Темат. Вип. «Проблеми сучасної електротехніки».– 2000.– Ч.6.–С. 45–47.
4. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеєв І. Е. Расчет устройств преобразовательной техники. – Киев: Техніка, 1990.– 135 с.