

ВИБІР ОПТИМАЛЬНОГО СПОСОБУ ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

Голубєв В.В., ст. наук. співробітник

Інституту електродинаміки НАН України

Грудська В.П., доц.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедри теоретичної електротехніки

Ващенко І.В., Геращенко О.О., студенти

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедри автоматизації теплоенергетичних процесів

Вступ. Імпульсне регулювання змінної напруги здійснюють шляхом зміни шпаруватості імпульсів керування силовими напівпровідниковими елементами перетворювачів [1]. Імпульсне перетворення змінної напруги завжди призводить до її нелінійних спотворень. Мінімізувати ці спотворення можливо звуженням діапазону регулювання, використанням вхідних і вихідних фільтрів, а також підвищенням частоти регулювання. Вузькодіапазонне регулювання зазвичай реалізують за допомогою вольтододатних трансформаторів і автотрансформаторів на основній або підвищеній частотах. У випадках широкодіапазонного регулювання змінної напруги, що мають місце за суттєвих її перепадів у розподільних електромережах або за технологічними умовами, трансформаторні перетворювачі містять багато ключових елементів і мають низькі масогабаритні показники. Безтрансформаторне перетворення використовують як для вузькодіапазонного, так і для широкодіапазонного регулювання, однак при виборі мінімальних параметрів фільтрів постає питання їх узгодженості з мінімальними комутаційними втратами. Вибір оптимального алгоритму керування перетворювачем розв'язує цю задачу [2].

Мета роботи: дослідити електромагнітні процеси у безтрансформаторному регуляторі-стабілізаторі змінної напруги (рис.1) шляхом його математичного і машинного моделювання. За результатами досліджень сформулювати положення, які спрощують оцінку якості вхідної та вихідної енергії і вибір оптимального способу керування ключами перетворювача.

Матеріал досліджень. На рисунку 1 подано електричну схему безтрансформаторного регулятора-стабілізатора напруги з Г-подібними вхідним і вихідним фільтрами, який досліджувався за різних способів імпульсного регулювання.

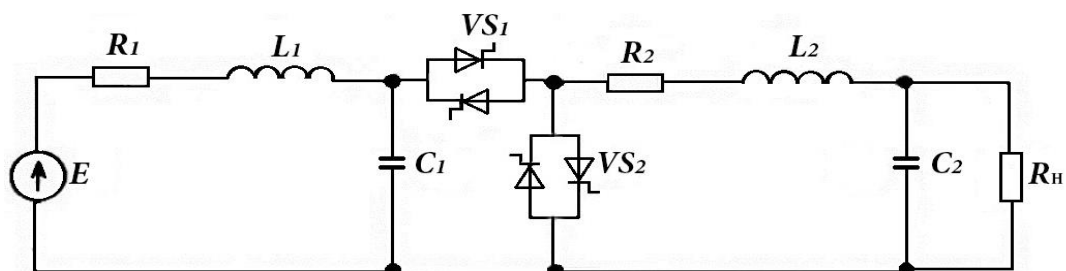


Рисунок 1 – Електрична схема досліджуваного перетворювача

Тиристори VS_1 , VS_2 і реактивні елементи фільтрів вважалися ідеальними. Моделювання процесів виконувалося за програмою Matlab.

За імпульсного регулювання підвищені спотворення виникають внаслідок змін шпаруватості або змін величин імпульсів, зміни частоти, а також через нерівномірність слідування імпульсів. Якість вхідного струму і вихідної напруги перетворювача з фільтрами оцінювалася коефіцієнтом гармонік K_r . За наявності вхідного фільтра коефіцієнт гармонік вхідного струму (вихідної напруги) практично не залежить від наявності вихідного фільтра і навпаки. Тому параметри елементів вхідного і вихідного фільтрів можна вибрати незалежно, але з урахуванням імпедансу навантаження. Це стосується оптимальних або близьких до них фільтрів, які, наприклад, не спотворюють лінійності регулювальної характеристики за основною гармонікою більш ніж на декілька процентів [3]. Якщо параметри вхідного та вихідного фільтрів однакові, то якісні показники вхідного струму і вихідної напруги ідентичні; виходячи з цього далі розглянута схема з одним вихідним фільтром. Дослідження показали, що за однакового алгоритму керування ключами перетворювача величина і форма пульсацій вихідної синусоїдної напруги поблизу амплітудного значення (рис. 2, діаграма 2) ідентичні величині й формі пульсацій постійної напруги такого ж значення (рис. 2, діаграма 1). Отже, можлива еквівалентна заміна джерела синусоїдної напруги на джерело постійної напруги, рівної амплітуді змінної, без порушення достовірності результатів аналізу якості вихідної змінної напруги.

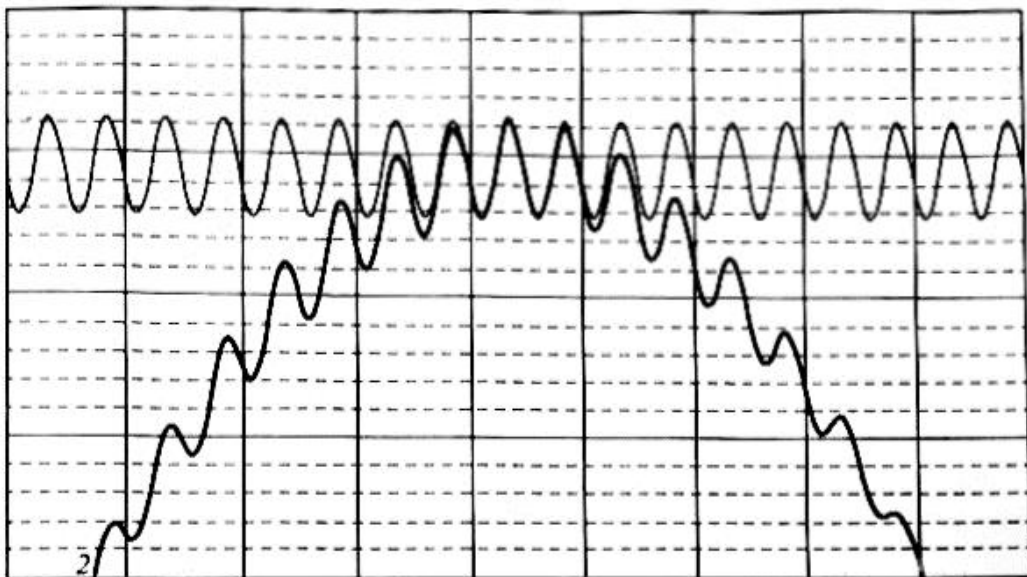


Рисунок 2 – Діаграми пульсацій вихідної напруги

Вихідна напруга містить три домінуючі гармонічні складові напруги: основну з кутовою частотою мережі ω та дві найближчі з частотами $\omega_{1,2} = \omega(K_p \pm 1)$, де $K_p = \omega_p / \omega$ – кратність частоти керування (регулювання). Гармоніки більш високого порядку суттєво зменшуються зі зростанням частоти регулювання, що дозволяє знехтувати ними і спростити аналіз якості вихідної

напруги. На рис. 3 показано діаграми цієї напруги до фільтра (а) і після фільтра (б) для кута регулювання β і відповідної шпаруватості $\gamma = \beta/2\pi = 0,5$.

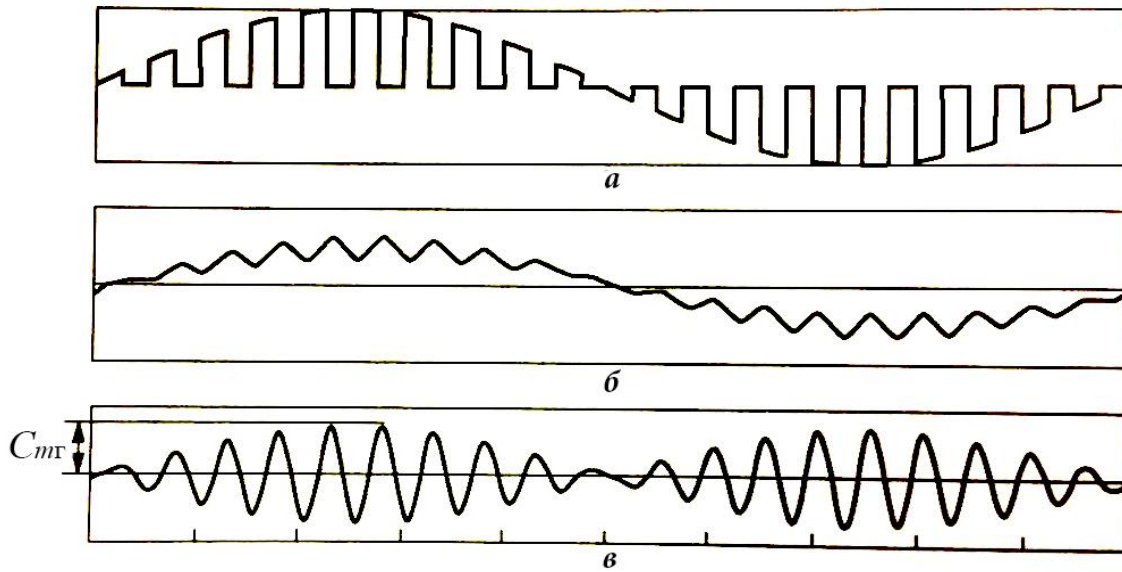


Рисунок 3 – Діаграми вихідної напруги до фільтра (а), після фільтра (б), її пульсації (в).

Якщо з вихідної напруги відняти напругу основної гармоніки, то отримаємо напругу у вигляді биття (рис. 3, в). Вона описується сумою синусоїд двох близьких частот:

$$K_{\Gamma} = (C_{m\Gamma}/2)[\sin(k+1)\omega t - \sin(k-1)\omega t] = C_{m\Gamma} \sin \omega t \cos k\omega t,$$

де $C_{m\Gamma}$ – амплітуда низькочастотної обвідної, тобто половина розмаху пульсацій вихідної напруги (рис. 3, в).

Звідси отримуємо формули для розрахунку коефіцієнта гармонік за формою кривої вихідної змінної напруги

$$K_{\Gamma} = C_{m\Gamma} / (C_{m(1)} \sqrt{2})$$

і постійної напруги (графічний метод)

$$K_{\Gamma} = C_{m\Gamma} / (C_{(0)} \sqrt{2}),$$

де $C_{m(1)}$ – амплітуда основної гармоніки змінної напруги; $C_{(0)}$ – постійна складова пульсуючої постійної напруги (на рис. 2 вони рівні).

З'ясуємо, який алгоритм керування ключами регулятора забезпечує допустимі значення коефіцієнта гармонік. На даний час поширені такі способи регулювання напруги:

- 1) широтно-імпульсне (ШІР), коли змінюється кут регулювання β (інакше шпаруватість $\gamma = \beta/2\pi$), а частота слідування імпульсів залишається незмінною;
- 2) частотно-імпульсне (ЧІР) за якого змінюється частота слідування імпульсів(пауз), а ширина імпульсів або пауз залишається незмінною;
- 3) релейне зі слідуванням по напрузі або струму;

4) кодо-імпульсне, коли одночасно змінюються і частота, і ширина імпульсів (пауз).

Результати досліджень різних способів подано на рис. 4 і рис. 5 у вигляді графіків, які позначено: 1 – широтно - імпульсний; 2 – частотно - імпульсний; 3 – релейний; 4-7 – кодо-імпульсні. На рис. 4 графіки відображають залежність частоти регулювання K_p від основної гармоніки вихідної напруги $U_{2(1)}$ і побудовані у відносних одиницях щодо мережі живлення : $K_p = \omega_p / \omega$; $\bar{U}_{2(1)} = U_{2(1)} / U_m$. На рис. 5 графіки ілюструють залежність коефіцієнта гармонік K_T (%) від основної гармоніки вихідної напруги $\bar{U}_{2(1)}$. Аналіз графіків висвітлив наступне.

За використання ШПР(1) частота регулювання залишається незмінною на інтервалі, кратному частоті електромережі (рис. 4), що є недоліком цього способу . Із графіка 1 на рис. 5 видно, що за великих значень $\bar{U}_{2(1)}$ частота регулювання надмірно завищена, а за малих – надто високі спотворення. Слід брати до уваги, що широтно-імпульсне регулювання дозволяє легко реалізувати як аналоговим, так і цифровим шляхом лінійну регульовальну характеристику, тобто лінійну залежність основної гармоніки вихідної напруги $U_{2(1)}$ від сигналу керування β .

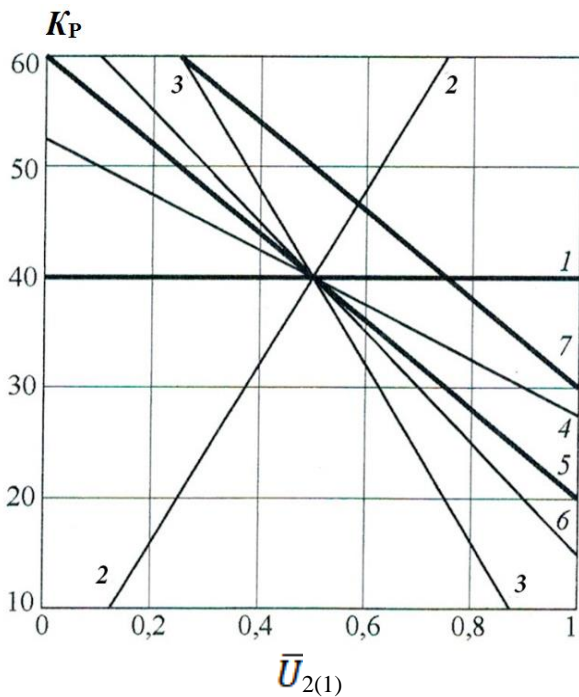


Рис. 4 – графіки залежності частоти регулювання $K_p = \omega_p / \omega$ від основної гармоніки вихідної напруги $\bar{U}_{2(1)}$ для різних способів регулювання.

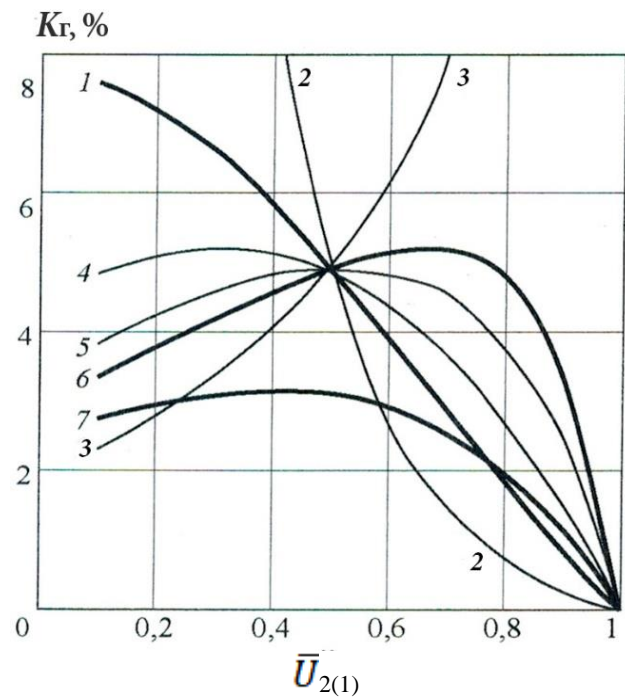


Рис. 5 – графіки залежності коефіцієнта гармонік K_T від основної гармоніки вихідної напруги $\bar{U}_{2(1)}$ для різних способів регулювання.

Для лінійного регулювання так само, як для високочастотного, виконується рівність $\bar{U}_{2(1)} = \beta/2\pi = \gamma$, тому розрахунок і застосування фільтрів не викликає принципівих труднощів.

Способи 2 і 3, коли частота лінійно змінюється, а ширина імпульсів залишається незмінною, можна використовувати комплексно. Так, спосіб 2 є доцільним у діапазоні шпаруватості $0 < \bar{U}_{2(1)} < 0,5$, а спосіб 3 – у діапазоні $0,5 < \bar{U}_{2(1)} < 1$. Таким чином досягається спроможність перетворювача з низькочастотними ключами, наприклад тиристорами, перекрити практично увесь діапазон регулювання (рис. 4). Однак зменшення частоти супроводжується різким зниженням якості вихідної напруги (рис.5). За зворотного використання цих способів (3 в інтервалі $0 < \bar{U}_{2(1)} < 0,5$ і 2 в інтервалі $0,5 < \bar{U}_{2(1)} < 1$) досягається висока якість вихідної напруги, але невиправдано завищується частота комутацій (рис. 4, 5). Найкращий результат можна отримати за лінійної (для простоти побудови системи керування) зміни частоти і шпаруватості у процесі їх одночасного регулювання (на рис. 4, рис. 5 графіки 4-6). Із цих способів оптимальним є спосіб 5 (ЧІР), який забезпечує потрібну якість вихідної напруги на тій самій середній частоті регулювання, що й спосіб 1 (ШІР). Якщо на всьому діапазоні регулювання пропорційно підвищити частоту порівняно зі способом 5, то отримаємо спосіб 7 із більш високими показниками якості.

Слід зауважити, що у випадках вузькодіапазонного регулювання змінної напруги для підтримання сталим коефіцієнта гармонік найбільш доцільним є релейне регулювання. Однак у процесі формування змінної напруги може виникати несиметрія вихідної напруги відносно осі часу, а також знижується завадостійкість у колі зворотного зв'язку.

Висновки. Для отримання високої якості вихідної напруги за будь-якої зміни її параметрів, а також ефективного використання ключових елементів необхідно у процесі всієї роботи перетворювача змінювати частоту регулювання. Це можливо у системах з адаптивним керуванням. За результатами досліджень, поданих на рис. 4 і рис. 5 у вигляді графіків, зручно знаходити оптимальне рішення для заданих умов експлуатації перетворювача.

Розглянуті способи регулювання можуть використовуватися також в автономних інверторах, де зміна рівня вихідної напруги потрібна не тільки для регулювання, але й для побудови форми.

Перелік посилань

1. Голубев В. В. Импульсное преобразование переменного напряжения. – Київ: «Наукова думка», 2016. – 245 с.
2. Голубев В.В., Новский В.А. Оптимальное регулирование переменного напряжения // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2002. – 4.6. – с. 45-47.
3. Голубев В.В. Расчёт и оптимизация L-C фильтров импульсного преобразователя переменного напряжения // Техн. електродинаміка. – 2012. - №1. – с. 33-37.