

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ І АНАЛІЗ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗМІННОЇ НАПРУГИ З ВІЛЬНОЮ ЦИРКУЛЯЦІЄЮ ЕНЕРГІЇ

Голубєв В.В., ст. наук. співробітник

Інституту електродинаміки НАН України

Грудська В.П., доц., **Чибеліс В.І.**, доц.

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра теоретичної електротехніки

Денисенко О.С., **Міюц А.С.**, студенти

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра автоматизації теплоенергетичних процесів

Вступ. Імпульсні перетворювачі змінної напруги (ІПЗН) використовують практично в усіх галузях промисловості зазвичай як регулятори (стабілізатори) напруги споживачів і в окремих випадках як адаптери між електромережею і споживачами для забезпечення їх сумісності [1]. Через розповсюдження ІПЗН від їх роботи багато в чому залежить ефективність споживання електроенергії. Якість перетворення енергії змінного струму оцінюють гармонічним складом вихідної напруги і вхідного струму, вхідним коефіцієнтом потужності, а також техніко-економічними показниками. Вказані параметри можуть бути підвищені шляхом раціональної побудови трансформаторно-ключових структур, які складають основу ІПЗН, і вибором оптимального алгоритму управління ними. На даний час найбільш перспективними вважаються імпульсні регулятори змінної напруги з вільною циркуляцією енергії між мережею і навантаженням, які можуть бути побудовані за декількома напрямками [2]: матричного типу; матричного типу зі скидом реактивної потужності навантаження у мережу живлення; інверторного типу. Оскільки кожний напрям має свої переваги і недоліки, то вибір досконалої структури перетворювача є неоднозначним і вимагає об'єктно-орієнтованого аналізу, що ґрунтується на теоретичних відомостях і практичному досвіді в області перетворювальної техніки. Для оптимізації силових схем і систем управління ІПЗН доцільно проводити їх імітаційне моделювання, яке дозволяє визначити конфігурацію еквівалентних заступних схем на інтервалах незмінної структури і створити математичну модель перетворювача, розділену на декілька простих у часі та просторі.

Мета роботи: створити візуальні імітаційні моделі та проаналізувати основні режими роботи імпульсних широкодіапазонних регуляторів-стабілізаторів напруги двох типів: інверторного з проміжною ланкою пульсуючої напруги; матричного зі скидом реактивної енергії навантаження у мережу.

Матеріал досліджень. У роботі викладено результати імітаційного моделювання силової схеми і функціональних можливостей двох різнотипних однофазних перетворювачів напруги, розроблених і наданих для досліджень фахівцями Інституту електродинаміки НАН України. Достовірність результатів моделювання підтверджена лабораторними і виробничими випробуваннями дослідних зразків цих перетворювачів. Моделювання виконувалося за допомогою

пакета програм DrCAD і складалося з трьох етапів. Перший етап – перевірка функціональних можливостей силової схеми і системи управління. На цьому етапі елементи в схемі моделі імітувалися компонентами з бібліотек ANALOG (ідеальні ключі VS , ємності C_1, C_2 , індуктивності L_1, L_2 , резистори); DIG_PRIM (реальні цифрові елементи DD1–DD5); BREAKOUT (діоди). Алгоритми керування ключами формувалися з цифрових сигналів на виході джерел DigClock бібліотеки SOURCE. Другий етап – поступове наближення параметрів елементів моделі до параметрів реальних елементів, які випускаються промисловістю. Третій етап – аналіз можливих режимів роботи, включно аварійні.

Моделювання і аналіз однофазного регулятора–стабілізатора змінної напруги інверторного типу з проміжною ланкою пульсуючої напруги.

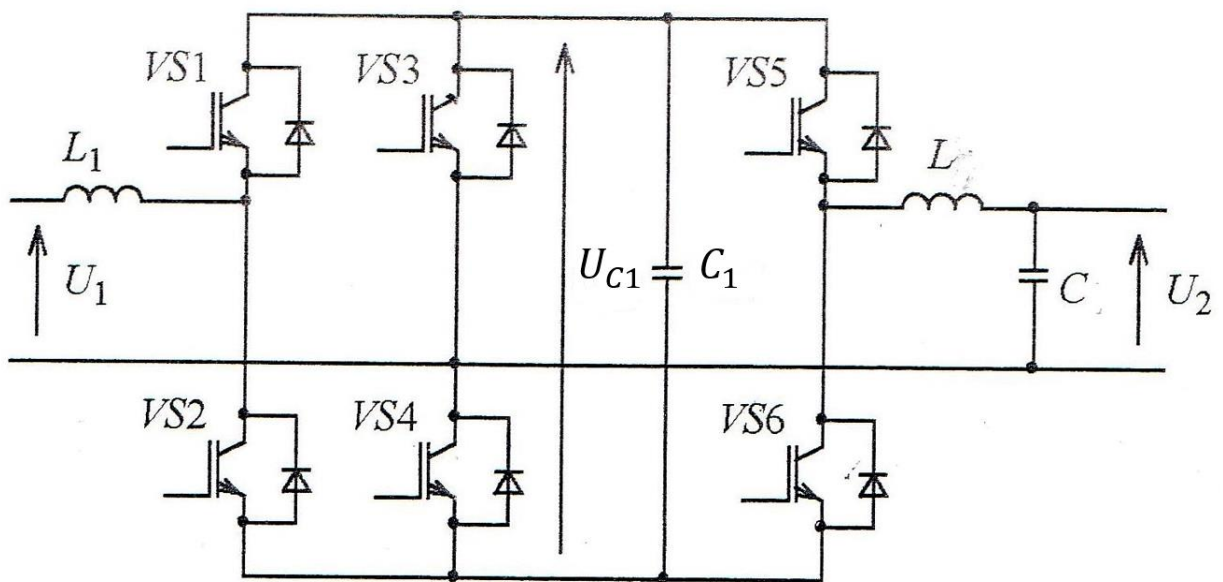


Рисунок 1 – Схема регулятора інверторного типу з ланкою пульсуючої напруги

Регулятор на рис. 1 може працювати у двох режимах: пониження і підвищення вихідної напруги U_2 відносно вхідної U_1 . У понижувальному режимі ключі реверсивного випрямляча $VS1, VS2, VS3, VS4$ переключуються з частотою мережі, а силові ключі напівмосту $VS5, VS6$ – з підвищеною частотою; у підвищувальному режимі ключі $VS1, VS2$ вмикаються по чергову з підвищеною частотою, а $VS3, VS4, VS5, VS6$ – з частотою мережі. Проміжна ланка у вигляді буферного конденсатора C_1 короткочасно приймає на себе реактивну енергію кола навантаження або вхідного дроселя L_1 в залежності від режиму роботи.

На рис. 2 подано схему імітаційної моделі такого перетворювача у режимі пониження напруги, на рис. 3, рис. 4 – результати моделювання.

На рис. 3 показано епюри вхідного i_1 і вихідного i_2 струмів; струму i_{C1} і напруги u_{C1} буферного конденсатора, а також напруги на активному навантаженні U_{R2} .

На рис. 4 наведено епюри алгоритма керування ключом $VS5$; пульсацій вихідного i_2 і вхідного i_1 струмів, струму і напруги u_{C1} буферного конденсатора.

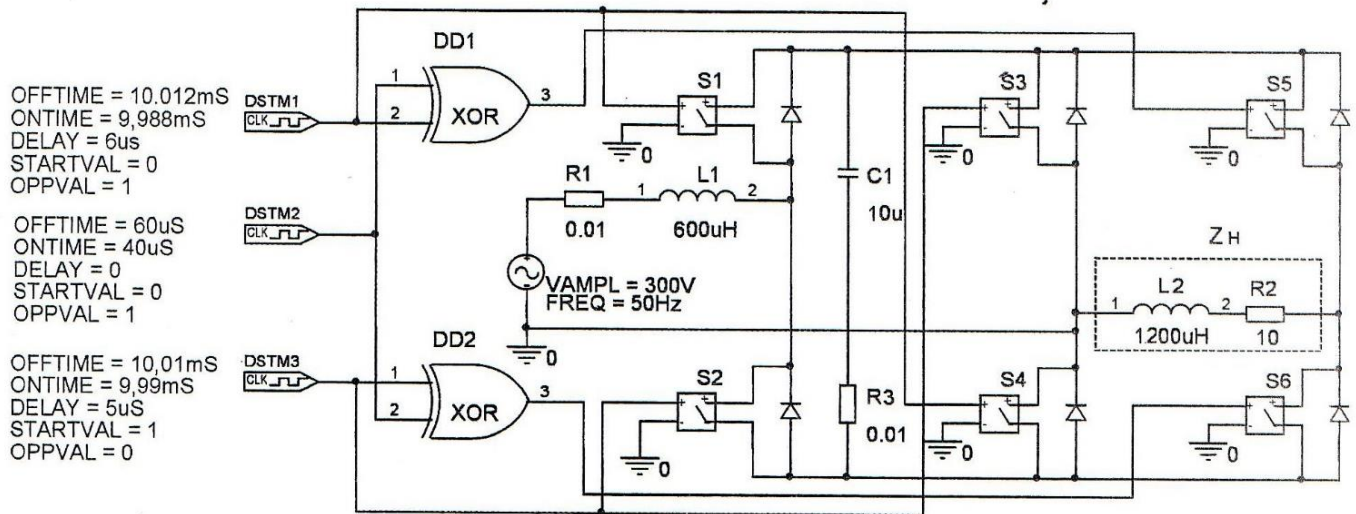


Рисунок 2 – Схема імітаційної моделі інверторного регулятора з проміжною ланкою пульсуючої напруги

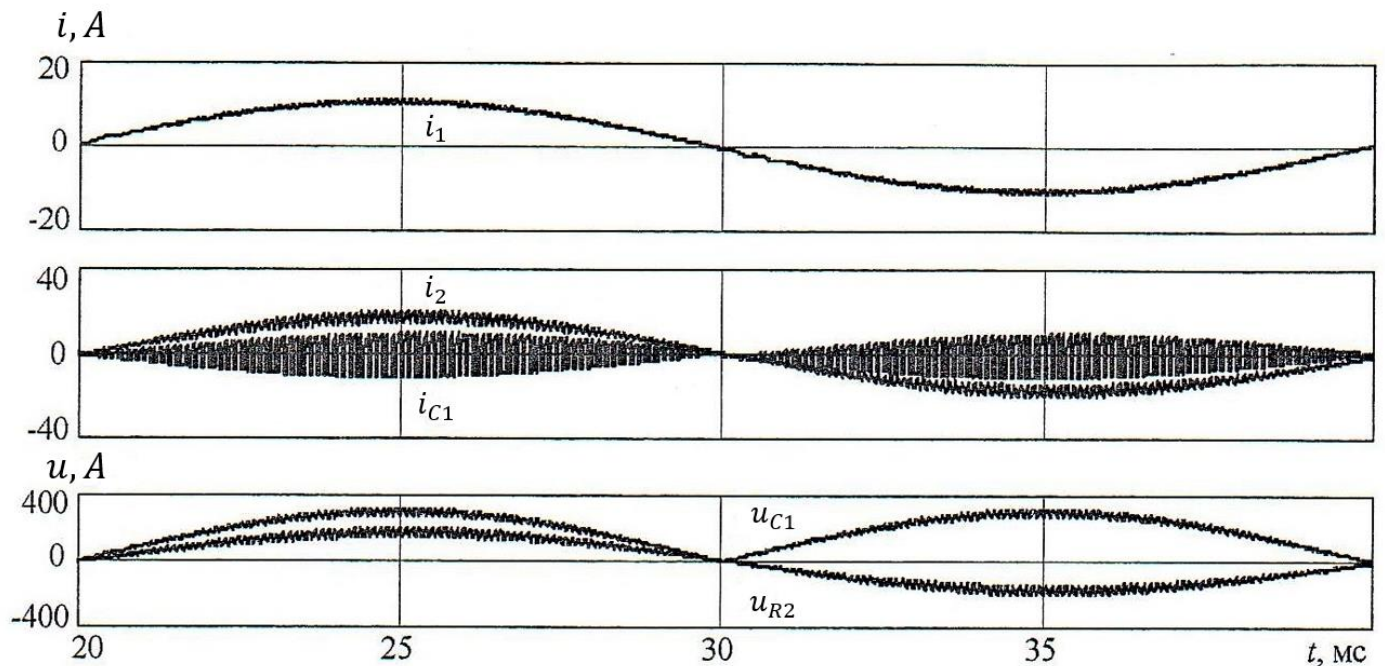


Рисунок 3 – Епюри струмів і напруг регулятора інверторного типу у понижувальному режимі

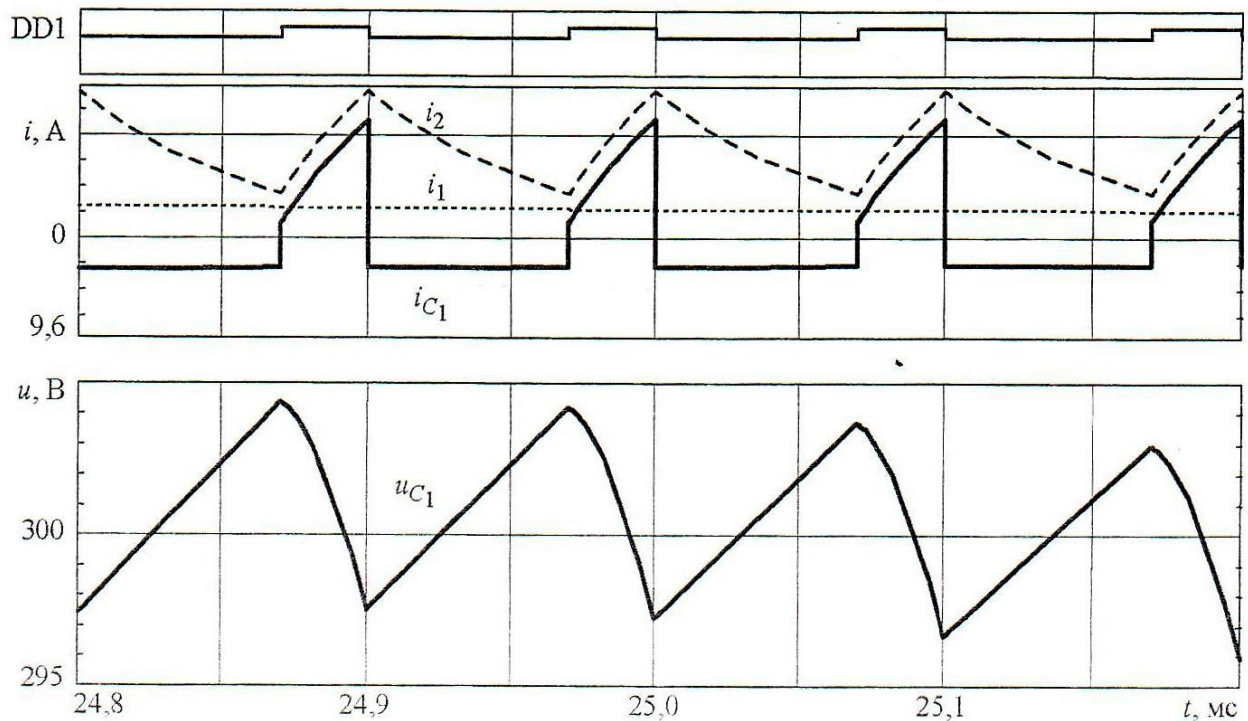


Рисунок 4 – Епюри алгоритму управління ключом $VS5$ і пульсацій струмів та напруги проміжної ланки інверторного регулятора у понижувальному режимі

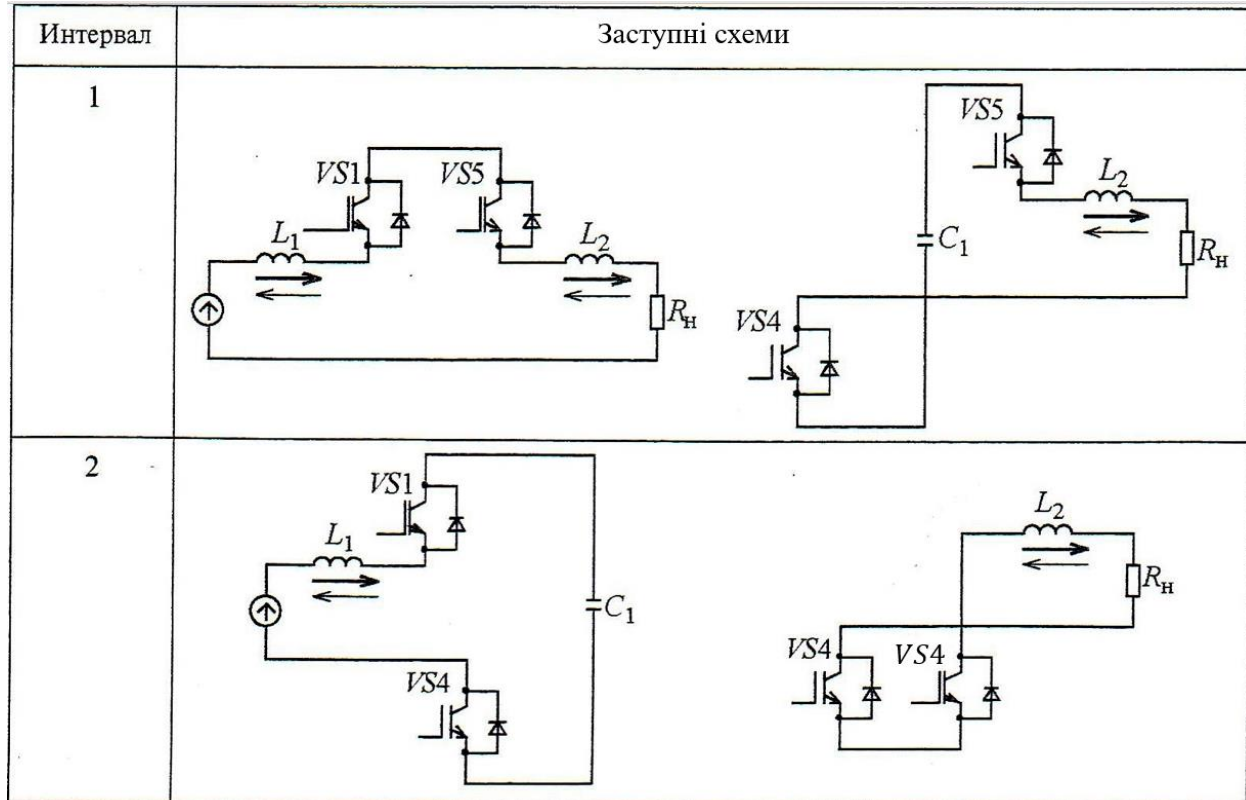
З діаграм випливає, що за ввімкненого транзистора $VS5$ вихідний струм i_2 є сумою вхідного струму i_1 та струму конденсатора, контури проходження яких зображено в таблиці Т1 (інтервал 1). Конденсатор C_1 проміжної ланки розряджається на навантаження, і на виході перетворювача формується імпульс напруги.

В інтервалі, коли транзистор $VS5$ вимкнений, буферний конденсатор C_1 заряджається струмом, створеним ЕРС мережі та ЕРС самоіндукції дроселя L_1 . Вихід перетворювача замкнений накоротко відкритим транзистором $VS6$, і на виході регулятора формується нульова полка (пауза) у вихідній напрузі (таблиця Т1 інтервал 2).

В таблиці Т1 приведено заступні схеми для понижувального режиму роботи регулятора і додатної полярності напруги мережі. Жирними лініями показано контури зі струмами у випадку збігання напрямків струму і напруги мережі, тонкими – в іншому випадку. За зміни полярності напруги мережі схеми заміщення стають симетричними відносно табличних.

Схеми імітаційної моделі регулятора інверторного типу в режимах підвищення і пониження напруги відрізняються тільки тим, що алгоритми управління ключами випрямляча $VS1$, $VS2$ і ключами напівмосту $VS5$, $VS6$ взаємно міняються.

Таблиця 1



На рис. 5 наведено результати моделювання перетворювача у підвищувальному режимі: епюри алгоритму роботи ключа $VS1$, пульсацій вхідного струму i_1 , струму i_{C1} і напруги u_{C1} буферного конденсатора.

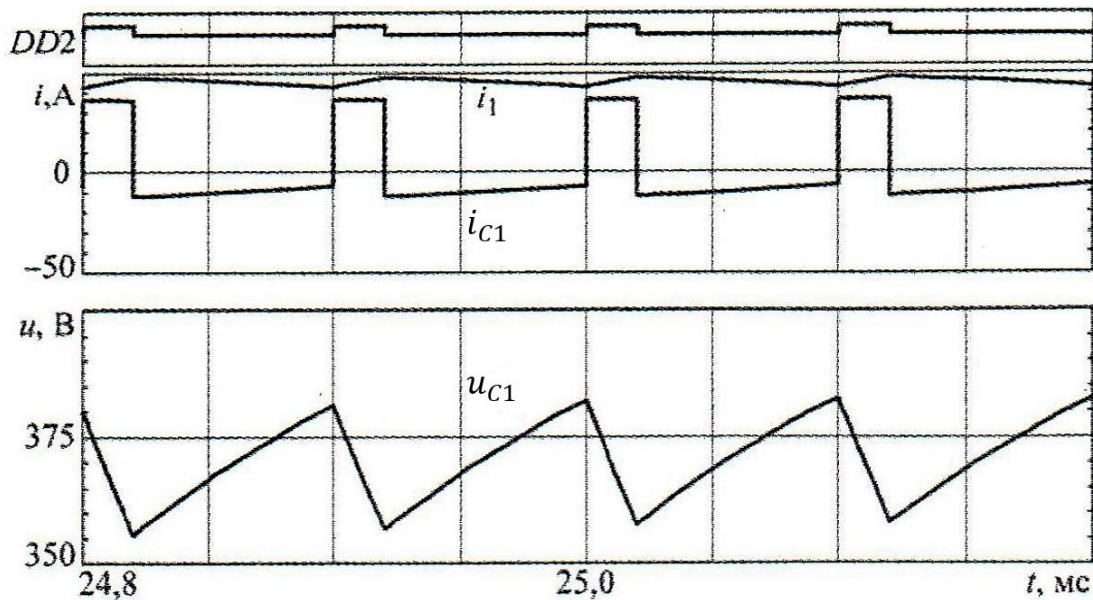
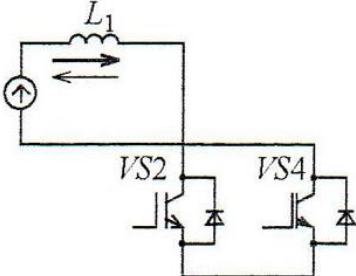
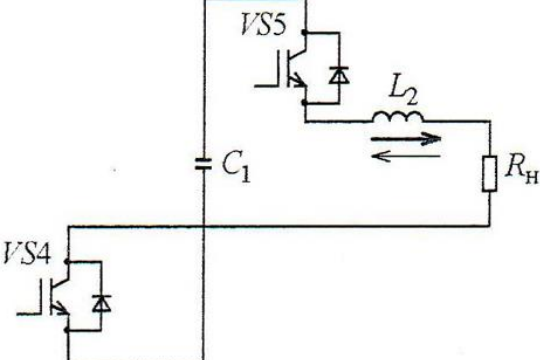
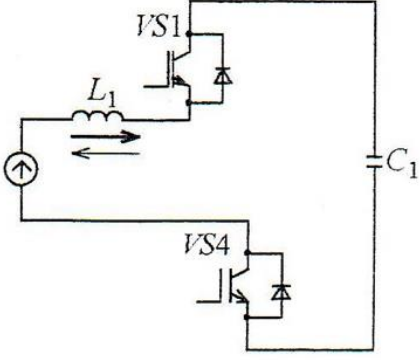
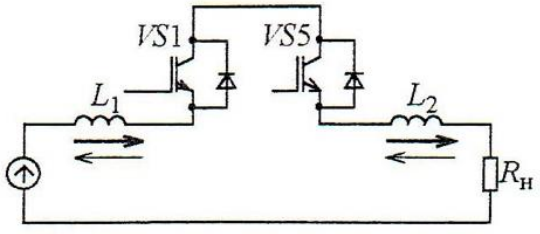


Рисунок 5 – Епюри алгоритму роботи ключа $VS2$ і пульсацій струму і напруги проміжної ланки інверторного регулятора у підвищувальному режимі

У таблиці Т2 показано заступні схеми для двох інтервалів роботи перетворювача у підвищувальному режимі за додатної полярності напруги мережі. Перший (робочий) інтервал починається з ввімкнення $VS2$ і вимкнення $VS1$. На цьому інтервалі відбувається накопичення енергії у дроселі L_1 і віддача буферним конденсатором C_1 у навантаження енергії, накопичення ним протягом попереднього інтервалу. На другому інтервалі ($VS1$ ввімкнений, $VS2$ вимкнений) конденсатор C_1 накопичує енергію, яка надходить з двох джерел – мережі та дроселя L_1 . На обох інтервалах вихідне коло $L_2 - R_H$ підключене до буферного конденсатора C_1 , тому вихідна напруга u_2 практично повторює напругу u_{C1} (спад напруги на відкритих ключах нехтовно малий).

Таблиця 2

Інтервал	Заступні схеми	
1		
2		

За допомогою діаграм і заступних схем можна розрахувати характеристики і детально проаналізувати електромагнітні процеси в обох режимах такого перетворювача, скориставшись викладеним у [3] методом.

Достатній для практики приблизний розрахунок можливий за формулами, які відомі з теорії широтно-імпульсного регулювання [2] і спрощені шляхом заміни експоненційних ділянок кривих параметрів на лінійні та урахування симетричності пульсацій відносно амплітуди кривої основної гармоніки. Спрощені формули

зведені у таблицю ТЗ, де $t_{\text{ВКЛ}}$ – тривалість робочого інтервалу; τ – період регулювання; $\gamma = t_{\text{ВКЛ}}/\tau$ – коефіцієнт заповнення імпульсів управління; $f_k = 1/\tau$ – частота регулювання.

Таблиця 3

Перетворювач інверсного типу з ланкою пульсуючої напруги	Понижувальний режим	Підвищувальний режим
Основна гармоніка вихідної напруги	$U_2 = \gamma * U_1$	$U_2 = \frac{U_1}{1 - \gamma}$
Основна гармоніка вхідного струму	$I_1 = \gamma * I_2$	$I_1 = \frac{I_2}{1 - \gamma}$
Максимальний розмах пульсацій напруги на конденсатор	$\Delta U_{C1max} = \frac{U_{1max} * \gamma^2 (1 - \gamma) \tau}{R_H * C_1}$	$\Delta U_{C1max} = \frac{I_{2max} * \gamma}{f_k * C_1}$
Максимальний розмах пульсацій вхідного струму	$\Delta I_{1max} = \frac{\Delta U_{Cmax}}{2\pi f_k * L_1}$	$\Delta I_{1max} = U_{1max} * \gamma (f_k * L_1)$

Моделювання і аналіз однофазного регулятора-стабілізатора змінної напруги матричного типу зі скидом реактивної енергії навантаження у мережу (рис. 6)

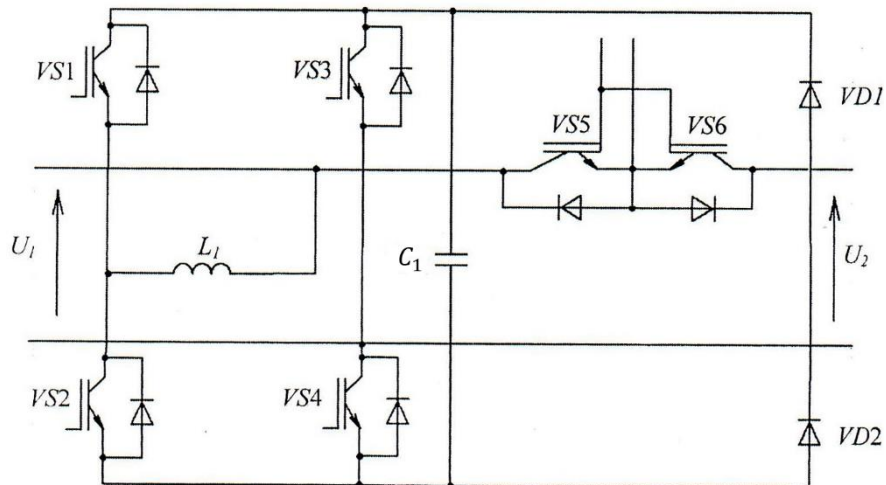


Рисунок 6 – Схема матричного регулятора напруги зі скидом реактивної енергії навантаження у мережу

До складу такого регулятора входять: реверсивний випрямляч на полукерованих ключах змінного струму $VS1 - VS4$; буферний конденсатор C_1 ; повністю керований силовий ключ $VS5, VS6$; зворотні діоди $VD1, VD2$ для скидання енергії навантаження в конденсатор і мережу живлення; вхідний дросель L_1 для обмеження струму в буферному конденсаторі при вмиканні регулятора і можливих перепадах напруги мережі. Випрямляч, на відміну від інверторних регуляторів, проводить реактивний струм навантаження в неробочі інтервали (інтервали формування пауз у вихідній напрузі). Поздовжні ключі $VS5, VS6$ проводять струм навантаження в робочі інтервали часу. Зустрічно-послідовно з'єднані транзистори поздовжніх ключів регулятора мають спільні затискачі і однаковий алгоритм керування, що спрощує систему керування.

На рис. 7 наведено схему імітаційної моделі цього регулятора; на рис. 8 – результати моделювання при роботі на низькосинусне навантаження ($L_2 = 40$ мГн, $R_H = 10$ Ом): епюри напруги на буферному конденсаторі u_{C1} , напруги u_2 і струму i_2 на виході перетворювача. З діаграм на рис.8 видно, що існує часова зона, протягом якої напруга на навантаженні не регулюється (зона нечутливості до управління). Поява зони нечутливості спричинена тим, що в цей час струм навантаження замикається на мережу в обхід силового ключа через транзистори реверсивного випрямляча і зворотні діоди. Тривалість зони нечутливості залежить від величини кута зсуву фази струму навантаження відносно напруги мережі. Через наявність зон нечутливості регульовальна характеристика даного перетворювача нелінійна, що не впливає на його експлуатаційні можливості.

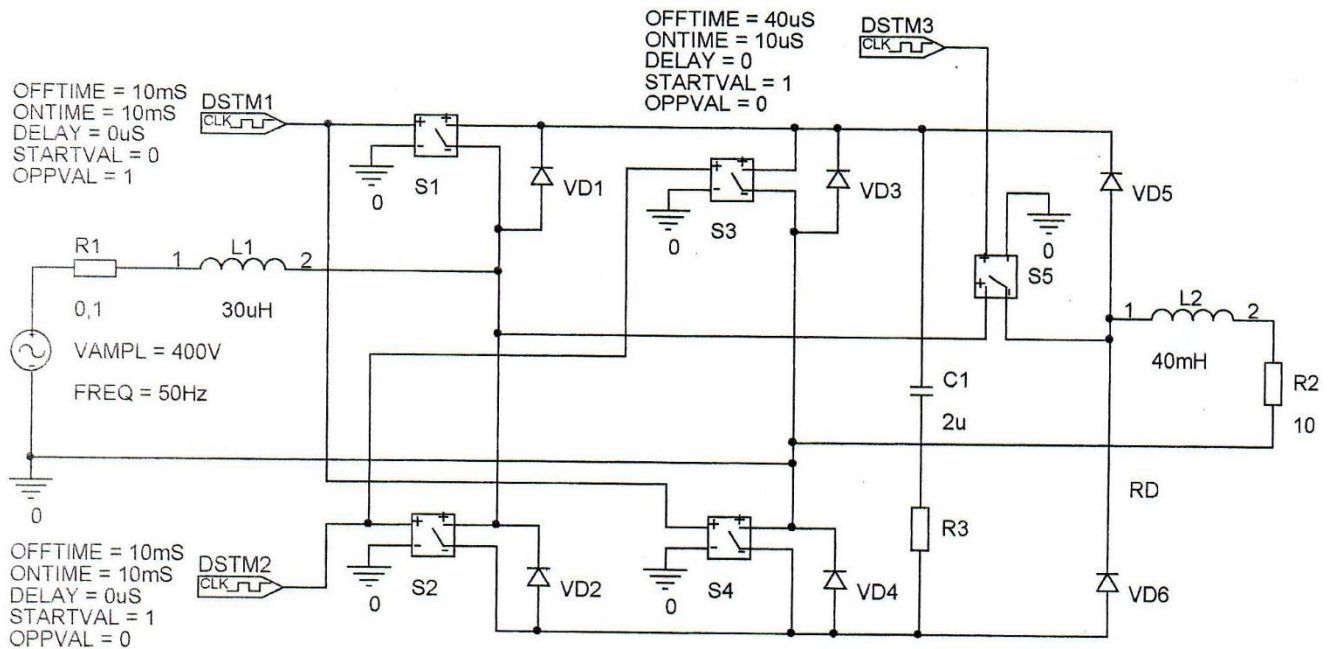


Рисунок 7 – Імітаційна модель матричного регулятора зі скидом реактивної енергії навантаження у мережу

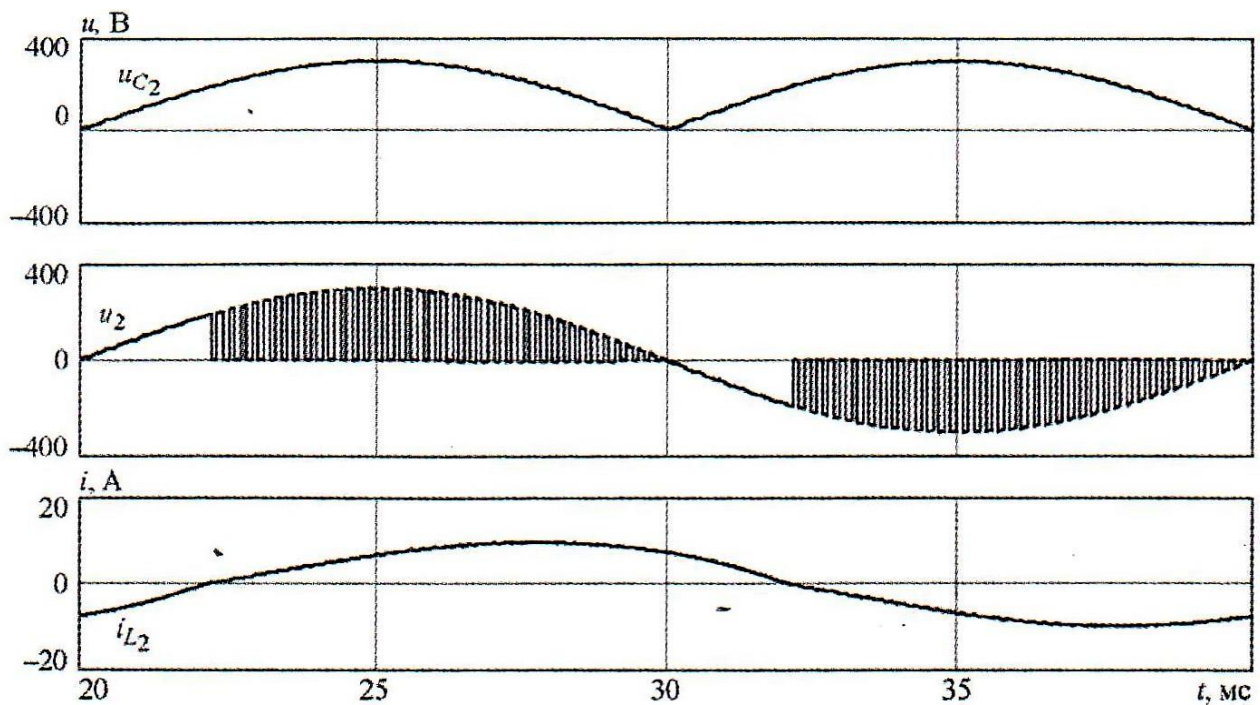


Рисунок 8 – Епюри напруг і вихідного струму матричного регулятора зі скидом енергії у мережу

На рис. 9 показано епюри пульсацій струмів у силових колах регулятора: вхідного струму i_1 , струму зворотного діода i_{VD6} , вихідного струму i_2 .

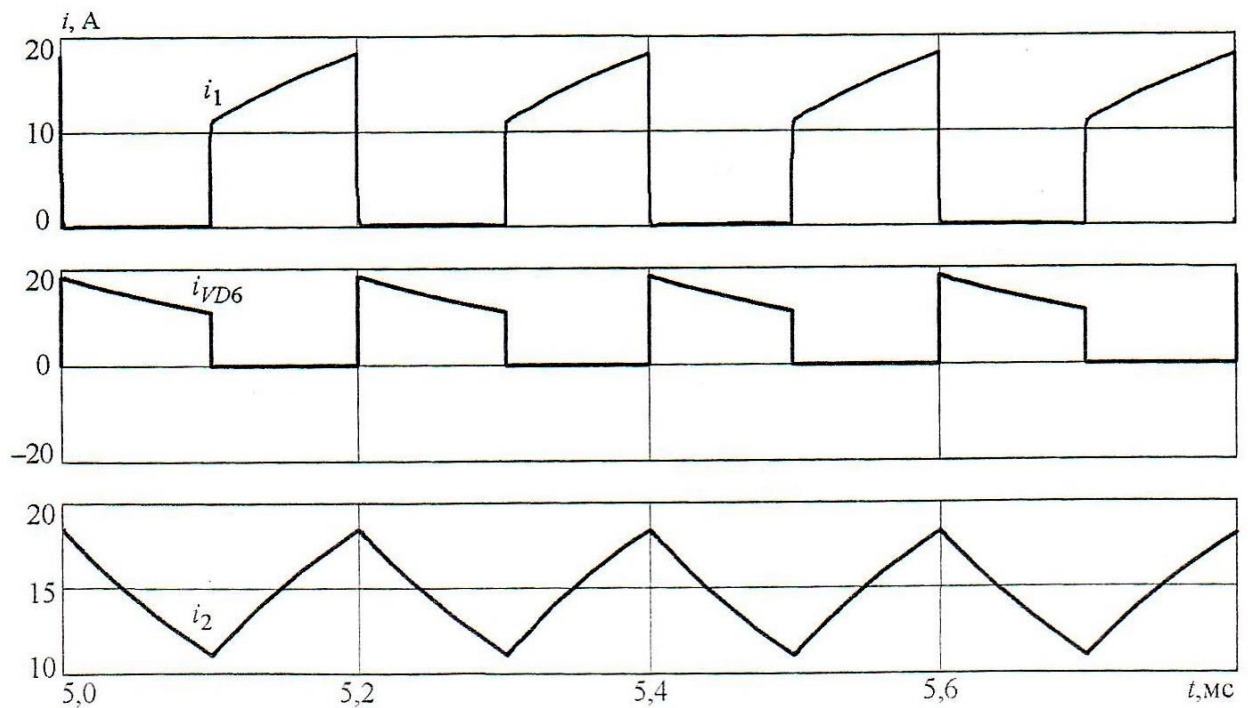
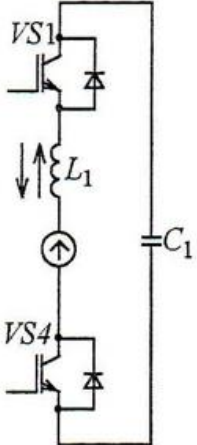
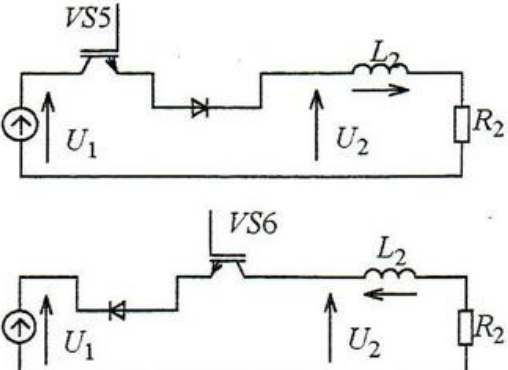
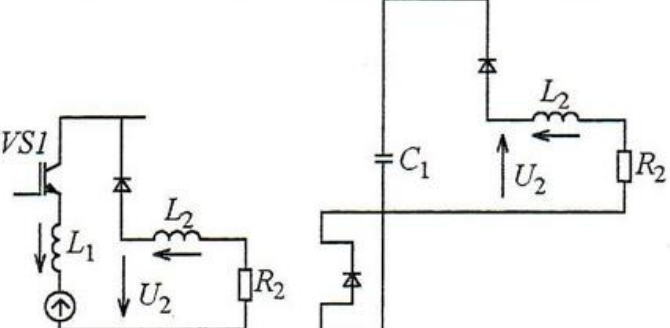
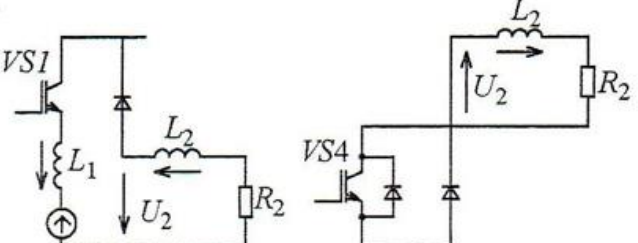


Рисунок 9 – Епюри пульсацій струмів у матричному регуляторі зі скидом енергії у мережу

З аналізу моделі регулятора впливають його заступні схеми на комутаційних інтервалах незмінної структури (таблиця Т4).

Таблиця Т4

Інтервал	Заступні схеми	
1		
2		
3		

У Т4 відображено, що на всіх інтервалах комутації існує контур заряду–розряду буферного конденсатора C_1 . Напрямок струму в цьому контурі не залежить від стану силових ключів $VS5$, $VS6$, а напруга на конденсаторі практично повторює напругу мережі за абсолютним значенням і фазою. Для обмеження пускового струму, струму початкового заряду конденсатора при вмиканні регулятора у мережу, ємність буферного конденсатора C_1 обирають мінімальною, дотримуючись умови, що хвильовий опір контуру має бути більшим за імпеданс навантаження, тобто $p = \sqrt{L_1/C_1} \geq Z_2$. Через малу ємність конденсатора струми у

контурі заряду–розряду конденсатора малі, тому цей контур мало впливає на перебіг електромагнітних процесів у регуляторі. В правій частині таблиці Т4 зображено інші контури, які утворюються на інтервалах незмінної структури даного перетворювача за додатної полярності напруги мережі. На першому робочому інтервалі навантаження підключене до мережі силовими ключами VS5, VS6 і відповідно до їх стану струм навантаження проходить або по верхньому або по нижньому контуру. Після вимикання силових ключів можливі два варіанти перебігу електромагнітних процесів – з другим інтервалом або без нього. Другий інтервал виникає тільки в тій часовій зоні, де напрямок струму навантаження не збігається з напрямком струму мережі, тобто у зоні нечутливості регулятора. В цій зоні утворюються два контури: контур рекуперації енергії навантаження у мережу; контур дозаряду буферного конденсатора. На третьому інтервалі також можливі два варіанти. Якщо напрямок струму навантаження не збігається з напрямком напруги мережі, то залишається контур рекуперації; якщо збігається – утворюється контур замикання навантаження накоротко, що забезпечує формування нульової полки у вихідній напрузі та управління цією напругою.

Спрощені розрахункові формули для регулятора зі скидом енергії у мережу такі: основні гармоніки вихідної напруги $U_2 = \gamma * U_1$, вхідного $I_1 = \gamma * I_2$ і вихідного $I_2 = \gamma * U_1 / Z_2$ струмів, максимальний розмах вихідного струму

$$\Delta I_{2max} = \frac{U_{1max}}{R_2} \left[1 - \exp \left(- \frac{R_2 * \gamma}{f_K * L_2} \right) \right].$$

Наведені формули можна використовувати і за наявності фільтрового конденсатора на виході регулятора, оскільки оптимально вибраний конденсатор фільтра на значення і форму вихідного струму регулятора майже не впливає. Вихідна напруга, навпаки, суттєво залежить від ємності конденсатора фільтра. Коефіцієнт гармонік вихідної напруги є відправним при виборі усіх параметрів регулятора [4].

Висновки. Результати досліджень імітаційних моделей дозволяють виявити найбільш доцільні області використання тих чи інших схем регуляторів у конкретних умовах експлуатації. Так, схема регулятора–стабілізатора змінної напруги інверторного типу з проміжною ланкою пульсуючої напруги (рис.1) найбільш оптимальна для побудови високоефективних широкодіапазонних двозонних перетворювачів напруги, агрегатів безперебійної дії та універсальних джерел широкого призначення. Однак побудова трифазних перетворювачів такого типу безпосередньо з однофазних є невиправданою через складність схеми і наявність високочастотних ключів, одночасне вмикання яких може спричинити внутрішнє коротке замикання у пристрої.

Схема матричного регулятора зі скидом реактивної потужності навантаження у мережу (рис.6) проста і надійна через відсутність високочастотних ключів, тому вона оптимальна для побудови як однофазних, так і багатифазних

широкодіапазонних регуляторів і обмежувачів змінного струму і напруги на середині і особливо малі потужності. У перетворювачах такого типу електромагнітні процеси, енергетичні показники і експлуатаційні характеристики повністю детерміновані і не залежать від параметрів і коефіцієнта потужності навантаження. Крім того, такі регулятори забезпечують інтенсивне гальмування асинхронних двигунів (найбільш поширене для них навантаження).

Перетворювачі обох розглянутих типів мають у своєму складі реверсивні випрямлячі, що дозволяє коректувати вхідний коефіцієнт потужності [3].

Перелік посилань

1. Новський В.А., Голубєв В.В., Попов А.В. Оптимальне регулювання змінної напруги.//Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».-2002.-4.6.-С.45-47.
2. Голубєв В.В. Імпульсне перетворення змінної напруги. –К.: Наукова думка, 2016.-245с.
3. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротєєв Н.Е. Расчет устройств преобразовательной техники.– К.: Техника, 1990.-135с.
4. Голубєв В.В. Розрахунок і оптимізація вихідного L-C фільтра імпульсного перетворювача змінної напруги//Техн. електродинаміка.-2012.-№1.-с.33-37.