

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НАПРУГИ З ВХІДНИМ RLC -ФІЛЬТРОМ

¹Голубєв В.В., старший науковий співробітник, ^{2, 3}Грудська В.П., доц.,
^{2, 3}Васянович В.М., студент, ^{2, 4}Давидович Є.І., студент

¹Інституту електродинаміки НАН України, ²КПІ ім. Ігоря Сікорського, ³кафедра теоретичної електротехніки, ⁴кафедри автоматизації енергетичних процесів

Вступ. Важливою задачею при проектуванні імпульсних перетворювачів напруги є забезпечення їх електромагнітної сумісності з мережею і навантаженням. Ця задача вирішується, зокрема, постановкою електричних фільтрів, від кількості та розміщення яких залежить методологія їхнього розрахунку і оптимізації. Побудова перетворювачів з $R-L-C$ колами може відрізнитися в залежності від типу джерела живлення (джерело струму або джерело напруги), розміщення ключів, числа і способу підключення реактивних елементів. У загальному випадку кожний елемент (група елементів) схеми перетворювача зі змінними по наперед заданому алгоритму параметрами може бути замінений елементом (групою елементів) з постійними параметрами і підключеним до нього або трансформаторно-ключовим імпульсним регулятором або трансформатором, коефіцієнт трансформації якого змінюється за цим же заданим алгоритмом. Схеми перетворювачів з $R-L-C$ колами і фільтрами поділяють на дві групи [1]: перетворювачі з відомою і невідомою формою вихідної напруги регулятора. До першої групи відносять перетворювачі, у яких ключі регулятора розміщені між ідеальним джерелом змінної напруги (мережею) і колами навантаження з фільтром або без нього. У таких перетворювачах напруга на виході регулятора відома і використовується для розрахунку усіх характеристик [2]. До другої групи відносять перетворювачі зі змінними і/або нелінійними у часі параметрами, передувімкненими елементами і елементами, розміщеними до і після ключів регулятора. В них напруги на вході і виході регулятора (ключової структури) невідомі, тому їх неможливо використати як незалежні змінні. Це суттєво ускладнює задачу аналізу.

В даній роботі розглянуто імпульсний високочастотний перетворювач напруги з вхідним Γ -подібним фільтром низької частоти, який за ознаками відповідає другій групі. У [3, 4] наведено приклад оптимізації параметрів вхідного фільтра, але отримані результати достовірні для окремого типу перетворювача і не підлягають узагальненню. Для прискореного визначення найбільш сприятливого, з точки зору споживача, сполучення параметрів вхідного фільтра з параметрами і алгоритмом управління імпульсним перетворювачем доцільно скласти методику спрощеного аналітичного розрахунку і оптимізації фільтра перетворювача, побудовану на дослідженні імітаційної моделі перетворювача.

Мета роботи: 1. На прикладі безтрансформаторного високочастотного імпульсного регулятора з вхідним Γ -подібним RLC – фільтром нижніх частот

(рис. 1) дослідити залежності значення і якості вхідного струму i_1 (струму в дроселі фільтра) та вихідної напруги u_2 (напруги на конденсаторі) від параметрів елементів схеми, їх співвідношення і алгоритму управління регулятором. Під якістю розуміємо амплітуди пульсацій вхідного струму і вихідної напруги, віднесені до амплітуд їх основних гармонічних складових.

2. Шляхом імітаційного моделювання визначити схему заміщення з еквівалентними схемі на рис. 1 властивостями, яка дозволить спростити процес оптимізації параметрів RLC -фільтра.

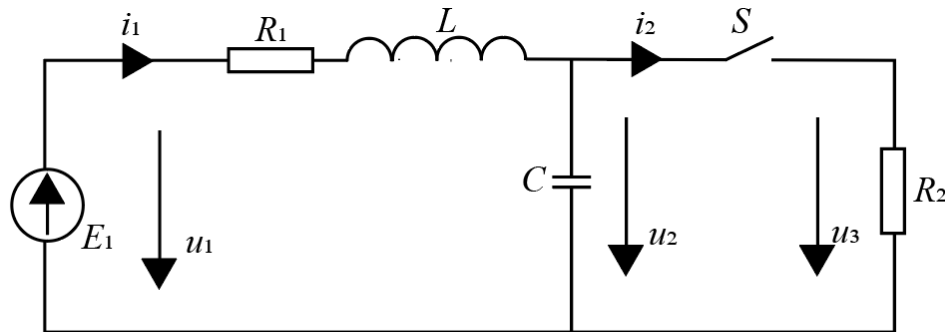


Рисунок 1 – Імпульсний високочастотний регулятор з вхідним RLC -фільтром

Матеріал досліджень. Імітаційна модель створювалася з використанням програмного пакету OrCAD. Прийняті припущення: перетворювач на рис. 1 живиться від ЕРС E_1 мережі змінного струму необмеженої потужності, ключ S і елементи кола ідеальні, комутація миттєва. У роботі викладено лише частину виконаних досліджень, яка, на думку авторів, є найбільш ілюстративною.

Вплив вхідного активного опору фільтра. За збільшення (зменшення) вхідного активного опору R_1 (опору мережі і дроселя фільтра) значення вхідного струму i_1 та вихідної напруги u_2 знижуються (підвищуються) при збереженні відносної величини пульсацій. Отже, зміна вхідного активного опору практично не впливає на якість вхідного струму і вихідної напруги фільтра.

Вплив величини і характеру навантаження. На рис. 2 показано графіки вхідних струмів i_1 , та вихідних напруг u_2 у схемі на рис. 1 для різних опорів навантаження: $R_2 = 4$ Ом (струм і напруга позначені i_{11} , u_{21}) та $R_2 = 12$ Ом (струм і напруга позначені i_{12} , u_{22}). На верхньому графіку напругу u_{21} розділено на 2.5, а на нижньому – струм i_{12} помножений на 2.5 для порівняння струмів і напруг при однакових пульсаціях. З графіків видно, що збільшення навантаження призводить до пропорційного збільшення вхідного струму та його пульсацій при незмінній якості (відносного вмісту гармонік). Пульсації вихідної напруги також пропорційно зростають, але основна гармоніка залишається незмінною. Отже, якість вхідного струму не залежить від величини навантаження і якості вихідної напруги.

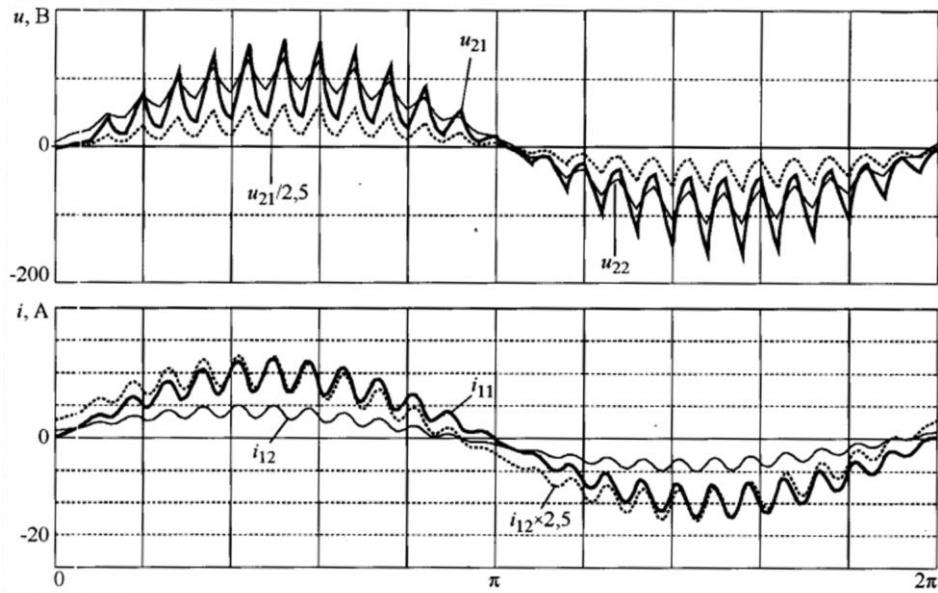


Рисунок 2 – Графіки вхідних струмів і вихідних напруг у перетворювачі

Встановлено, що характер навантаження також не впливає на якість вхідного струму фільтра, але впливає на його значення і фазу, тому вхідний і вихідний фільтри можна розраховувати незалежно один від одного, враховуючи при цьому їх імпеданс і передавальні функції по напрузі та струму.

Вплив хвильового опору. На рис. 3 наведено графіки для різного співвідношення значень індуктивності та ємності фільтра при їх незмінному добутку.

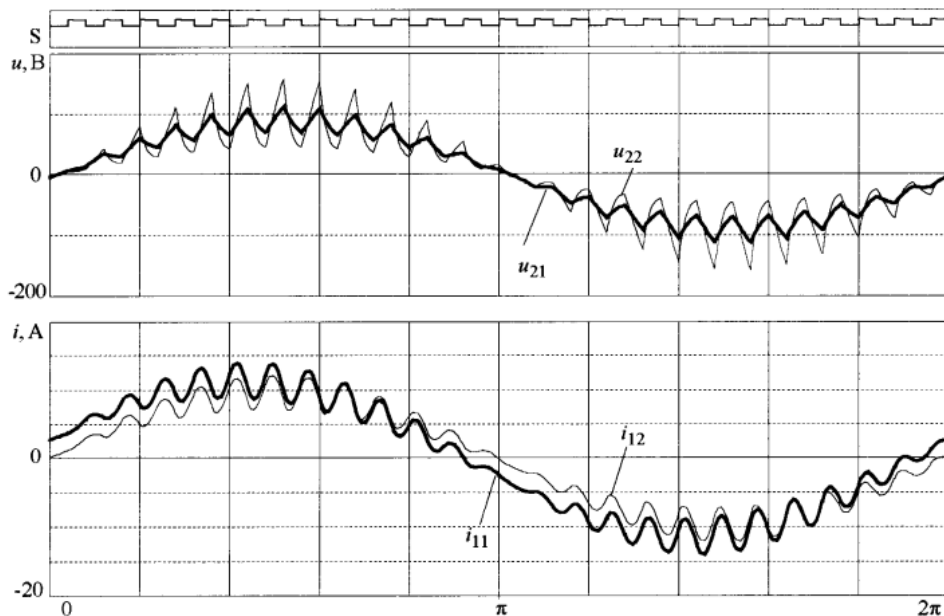


Рисунок 3 – Вплив хвильового опору фільтра на якість його вхідного струму і вихідної напруги

З графіків випливає, що зі збільшенням хвильового опору $\rho = \sqrt{L/C}$ і відповідного зменшення добротності вихідного кола $Q_2 = R_2/\rho$ якість і значення вихідної напруги падають, а якість вхідного струму не змінюється і не залежить від якості вихідної напруги.

Вплив частоти напруги живлення. На рис. 4 подано графіки вхідного струму i_1 та вихідної напруги u_2 при частотах мережі $f=60$ Гц, 20 Гц, і 0 Гц (джерело постійного струму).

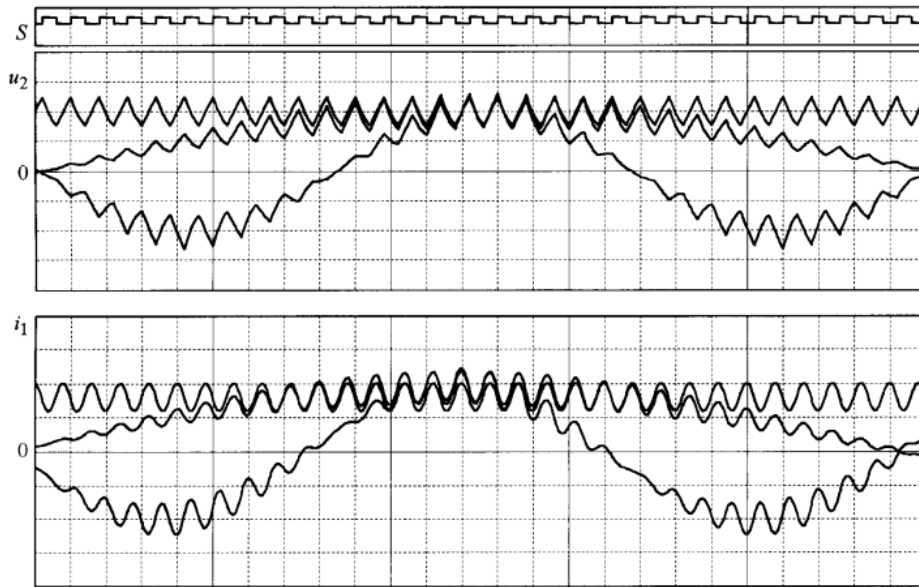


Рисунок 4 – Вплив частоти мережі на якість вхідного струму і вихідної напруги фільтра

Якість струму і напруги фільтра не залежать від зміни частоти мережі аж до нульової при незмінних амплітуді та частоті регулювання.

Таким чином, відносна амплітуда (половина розмаху) пульсацій вхідного струму залежить тільки від добутку LC і кутової частоти регулювання, або відношення частоти регулювання до власної частоти фільтра, а величина пульсацій вихідної напруги – від вихідної добротності $Q_2 = R_2/\rho = R_2/\sqrt{L/C}$.

Схема заміщення. Щоб встановити залежність якості регулювання від параметрів схеми та алгоритму управління у достатньо простому аналітичному вигляді, потрібно знайти схему заміщення (модель), адекватну вихідній (прототип) за потрібними нам показниками.

Схема прототипу (рис. 1) від ступені до ступені регулювання змінює свою конфігурацію. На першій ступені ключ S замкнений і напруга на його затискачах $U_S=0$; на другій ступені – ключ S розімкнений, і до його затискачів прикладено напругу конденсатора u_2 . На цій підставі ключ можна замінити еквівалентним генератором E_2 . Його ЕРС дорівнює добутку напруги на конденсаторі (вихідної

напруги) і одиничної комутаційної функції Φ , математичний опис якої наданий у [1]: $u_s = u_2 \Phi$. Крім того, напруга u_2 на конденсаторі має форму спотвореної синусоїди, що містить основну і вищі гармоніки, опис яких невідомий. Однак вищими гармоніками можна знехтувати, не порушуючи адекватності моделі прототипу, оскільки вище встановлено, що якість вхідного струму не залежить від степені спотворення вихідної напруги. Тоді напругу u_2 вважаємо чисто синусоїдною, а напругу на ключі записуємо у вигляді $u_s = u_1 \Phi$. На рис. 5 показано схему заміщення, яка відображає заміну ключа S у схемі прототипу на рис. 1 еквівалентним генератором E_2 . Він являє собою джерело синусоїдної імпульсно-модульованої ЕРС і генератор вищих гармонік. Напрямок E_1 у схемі моделі вибрано таким, щоб зберігався напрямок вхідного струму i_1 у прототипі на рис. 1.

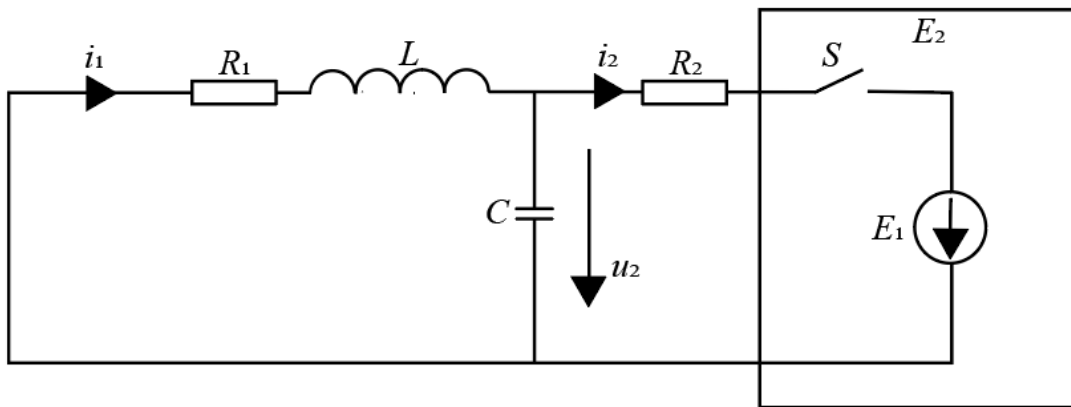


Рисунок 5 – Модель імпульсного регулятора на рис. 1

Аналітичний вираз вихідної напруги (напруги на конденсаторі) можна отримати, скориставшись описом імпульсно-модульованої напруги генератора у вигляді ряду Фур'є [1]. Беручи до уваги несуттєву різницю між амплітудами і фазами бокових частот, останні можна замінити на складові з кутовою частотою биття $nk\omega$ і записати:

$$\bar{u}_2 = \frac{u_2}{U_m} = \frac{\beta}{2\pi} h_{22(1)} \sin(\omega t - \psi_{2(1)}) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2h_{22(nk)}}{n\pi} \sin \frac{n\beta}{2} * \sin(nk\omega t - \psi_{2(nk)}) * \sin(\omega t - \psi_{2(1)}),$$

де U_m – амплітуда напруги мережі; ω – кутова частота основної гармоніки; $h_{22(1)}$ і $h_{22(nk)}$ – передавальні функції по напрузі основної і вищих гармонік відповідно; $\psi_{2(1)}$, $\psi_{2(nk)}$ – кути зсуву фаз основної і вищих гармонік.

Для визначення степені еквівалентності схеми моделі з живленням від E_2 схемі прототипу з живленням від E_1 порівнюємо результати їх машинного моделювання. На рис. 6 подано графіки струмів і напруг у порівнюваних схемах на рис. 1 і рис. 5 у режимі малого навантаження і великого опору вхідного кола мережа

- дросель, а на рис. 7 – для середніх і великих навантажень при потужній мережі і малому опорі дроселя. Другі індекси струмів і напруг на графіках відповідають номерам ЕРС (i_{11}, u_{21} – прототип з живленням від E_1 ; i_{12}, u_{22} – модель з живленням від E_2).

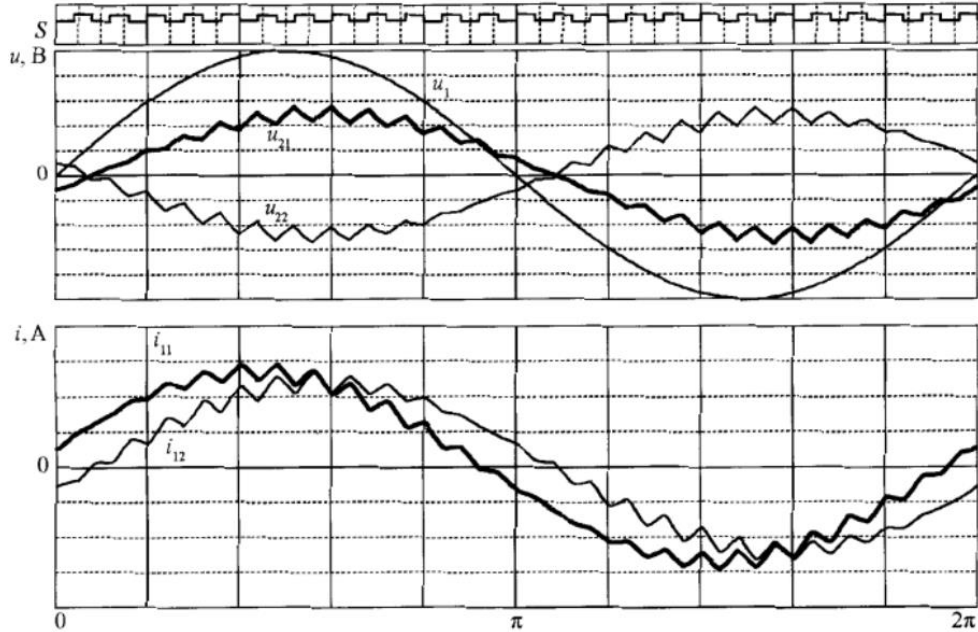


Рисунок 6 – Графіки напруг і струмів у прототипі і моделі при малих навантаженнях

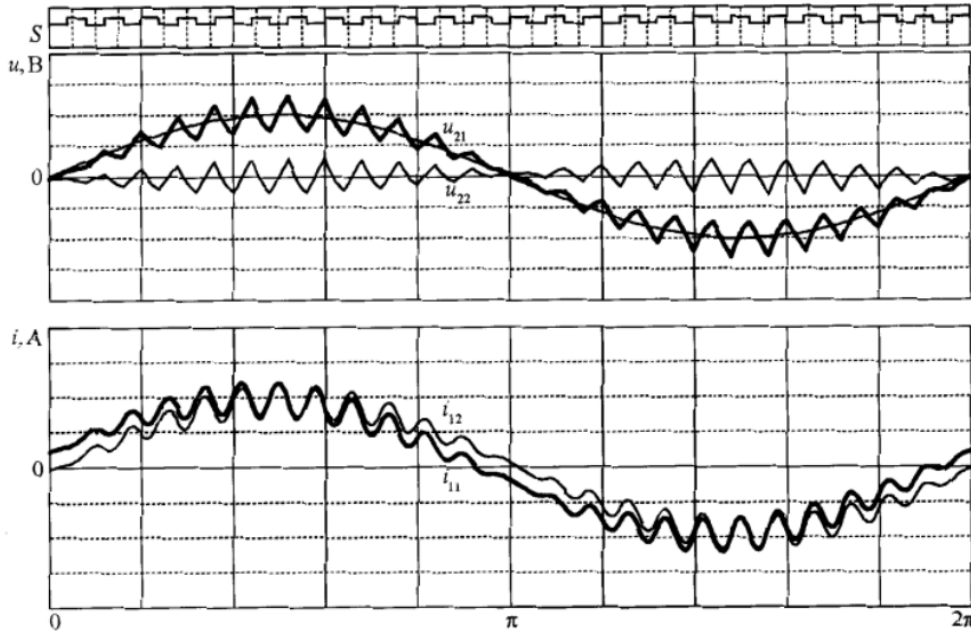


Рисунок 7 – Графіки напруг і струмів у прототипі і моделі при середніх і великих навантаженнях

Висновки. Наведені та інші результати імітаційного моделювання висвітлили наступне:

- якість вхідних струмів і вихідних напруг фільтра у прототипі і моделі збігаються в усіх режимах роботи регулятора;
- амплітуда основної гармоніки вихідної напруги прототипу завжди дорівнює різниці абсолютних значень амплітуди напруги мережі і амплітуди напруги на конденсаторі моделі;
- фаза обвідної пульсацій вихідної напруги прототипу збігається з фазою основної гармоніки напруги на конденсаторі моделі;
- вхідні струми прототипу і моделі співпадають в усіх режимах, за виключенням малих навантажень, коли відносні пульсації стають менше розрахункових.

Таким чином, схеми моделі та прототипу адекватні у такій мірі, щоб достатньо точно розраховувати якість струму в дроселі та напругу на конденсаторі моделі, однак у випадку великого вхідного опору адекватність по основній частоті може дещо порушитись. (рис. 7) Виходячи з результатів моделювання, для більш точного опису миттєвих значень вхідного струму і вихідної напруги фільтра в усіх режимах доцільно основні гармоніки знаходити за схемою прототипу (рис. 1, живлення зліва), а вищі гармоніки – за моделлю (рис. 5, живлення справа), де в джерелі E_2 враховані реальні амплітуда і фаза основної гармоніки напруги на конденсаторі u_2 .

Перелік посилань

1. Голубев В.В. Імпульсне перетворення змінної напруги. – Київ: Наукова думка, 2016. – 245 с.
2. Руденко В.С., Жуйков В.П., Коротєєв І.Е. Розрахунок пристроїв перетворювальної техніки. – Київ: Техніка, 2008. – 235 с.
3. Голубев В.В. Метод розрахунку фільтрів імпульсних перетворювачів напруги //Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – Київ: ІЕД НАНУ, 2012. – Вип. 33. – с. 92-99.
4. Biringer Paul P. Input filter design with power converter// IEEE Trans. Ind. and Gen.Appl. – 2007. – 6.N4 – p. 378-383.