

МІНІМІЗАЦІЯ ДИНАМІЧНИХ ВТРАТ У ВИПРЯМЛЯЧІ З ПІДВИЩЕНИМ КОЕФІЦІЄНТОМ ПОТУЖНОСТІ

Трубіцин К.В., ст. викл., Чуняк Ю.М., ас., Худобець В.О., студент
КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра теоретичної електротехніки

Вступ. Імпульсне перетворення параметрів електроенергії є найперспективнішим в сучасних умовах завдяки простоті схем, легкості контролю і високій ефективності. При імпульсному перетворенні для зменшення розмірів накопичувачів енергії підвищують частоту комутації ключових елементів. Крім того, жорсткі вимоги до якості електроенергії призводять до створення імпульсних джерел живлення з високим коефіцієнтом потужності. Ефективність ланцюгів коригування коефіцієнта потужності залежить від частоти комутації перетворювача, що призводить до її збільшення. Однак при високих частотах збільшуються втрати енергії при комутації. Для зменшення втрат в ключах найчастіше застосовуються демпфери [1]. При цьому втрати енергії переносяться з ключових приладів у демпфуючі ланцюги, не збільшуючи загального ККД перетворювача, а тільки знижуючи навантаження ключів. Підвищити ККД дозволяють резонансні і квазірезонансні перетворювачі. Перемикання при нульовій напрузі є ефективним рішенням мінімізації втрат при комутації, що, в свою чергу, дозволяє підвищити частоту комутації і знизити електромагнітні перешкоди.

Мета роботи. Зменшення комутаційних втрат енергії (на високих частотах) у випрямлячі з корекцією коефіцієнта потужності.

Матеріали і результати досліджень. Схема однофазного випрямляча з корекцією коефіцієнта потужності і проміжним перетворювачем приведена на рис. 1. Конденсатори C_{p1} , C_{p2} і індуктивність L_p , разом з двонаправленими ключами на МОН-транзисторах VT2 і VT3 утворюють квазірезонансні контури, які забезпечують нульовий рівень напруги на транзисторі VT1 при його комутації.

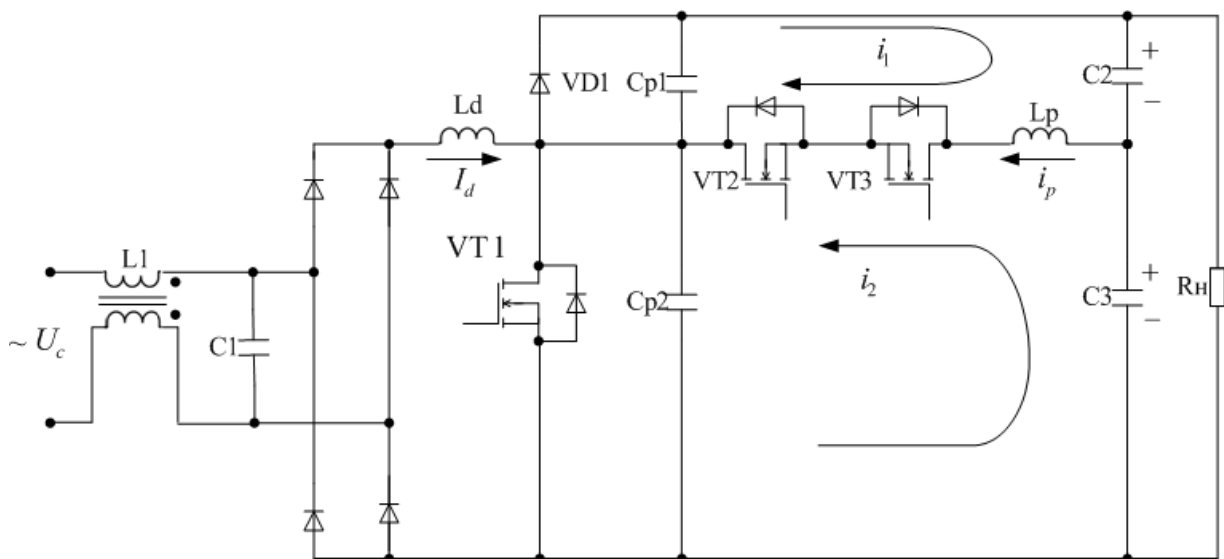


Рисунок 1 – Схема випрямляча з ланцюгом корекції коефіцієнта потужності

При замкненому ключі VT1 (транзистор відкритий) вихідний струм випрямляча замикається через дросель L_d . Вхідний ланцюг проміжного перетворювача можна розглядати як джерело струму I_d . Конденсатори C_2, C_3 ділять вихідну напругу U_d навпіл ($C_1 = C_2$). Розглянемо п'ять часових інтервалів роботи силового ланцюга проміжного перетворювача.

На першому інтервалі транзистор VT1 відкритий, через нього проходить струм I_d , C_{p1} заряджається до на-напруги U_d , а діод VD1 закритий протягом всього цього інтервалу (рис. 2).

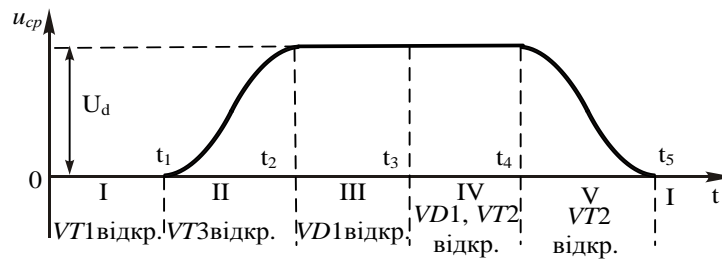


Рисунок 2 – Часова діаграма інтервалів роботи проміжного перетворювача

При закриванні транзистора VT1 і відкриванні VT3 конденсатор C_{p1} починає розряджатися, а C_{p2} заряджається до U_d . Транзистор VT3 прискорює процес обміну енергією між C_{p1} і C_{p2} ($C_{p1} = C_{p2} = C_p$). Цей процес описується рівняннями:

$$L_p \frac{di_p}{dt} + \frac{1}{C_p} \int i_1 dt = \frac{U_d}{2}; L_p \frac{di_p}{dt} + \frac{1}{C_p} \int i_2 dt = \frac{U_d}{2}, \quad (1)$$

де i_p, i_1, i_2 – струми, що проходять відповідно через індуктивність L_p і конденсатори C_{p1}, C_{p2} . Вирішення рівнянь (1) з урахуванням початкового значення струму через L_p $i_p = I_d$ описується виразом:

$$i_p(t) = \frac{U_d}{2} \sqrt{\frac{2C_p}{L_p}} \sin \omega_0 t - I_d, \quad (2)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{2C_p L_p}}$ – кутова резонансна частота. Напруга на конденсаторі C_{p2} (на транзисторі VT1):

$$u_{Cp}(t) = \frac{1}{C_p} \int_0^{t_2} i_2 dt = \frac{U_d}{2} (1 - \cos \omega_0 t), \quad (3)$$

При $\omega_0 t = \pi$, $u_C(t) = U_d$, конденсатор C_{p1} повністю розряджається, діод VD1 відкривається, а ключ VT3 розмикається. Конденсатор C_{p2} при цьому заряджений до напруги U_d (момент часу t_2).

На третьому інтервалі транзистори VT1 і VT2, VT3 закриті. При цьому діод VD1 буде продовжувати проводити струм доти, поки VT2 закритий. Таким чином, можна змінювати час провідного інтервалу VD1, змінюючи час увімкнення VT2.

На четвертому інтервалі ($t_3 \div t_4$) VT2 відкритий, при цьому струм дроселя L_p збільшується, а струм діода VD1 – зменшується. Напряга на конденсаторі C_{p2} при відкритому діоді VD1 дорівнює U_d . На цьому інтервалі процеси в схемі описуються виразами:

$$L_p \frac{di_p}{dt} = \frac{U_d}{2}; \quad i(t) = \frac{U_d}{2L_p} t. \quad (4)$$

Четвертий інтервал закінчується тоді, коли струм індуктивності L_p досягне значення I_d і діод VD1 закриється. За (4) тривалість цього інтервалу дорівнює:

$$t_4 - t_3 = \frac{2L_p I_d}{U_d}. \quad (5)$$

На п'ятому інтервалі ($t_4 \div t_5$) відкритий перемикач VT2. Конденсатор C_{p1} починає заряджатися, а C_{p2} розряджатися. При цьому струм індуктивності L_p змінюється за синусоїдальним законом зі значення I_d :

$$L_p \frac{di_p}{dt} + \frac{1}{C_p} \int i_1 dt = \frac{U_d}{2}; \quad L_p \frac{di_p}{dt} + \frac{1}{C_p} \int i_2 dt = \frac{U_d}{2}. \quad (6)$$

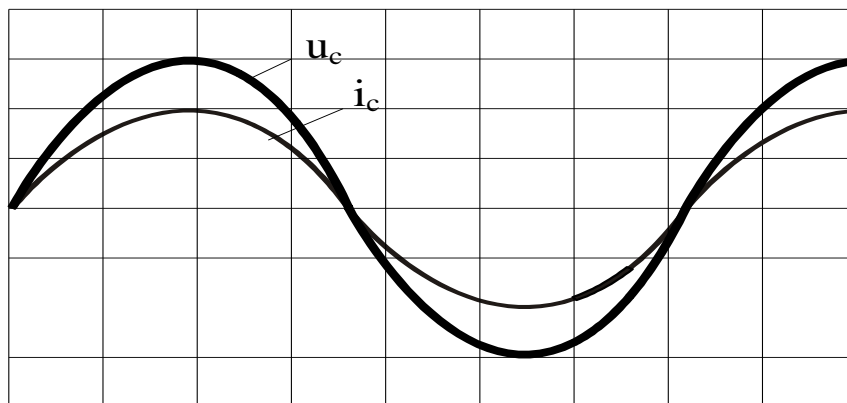


Рисунок 3 – Осцилограми напруги мережі ($u_m = 50\text{В/под.}$) і струму мережі ($i_m = 1\text{А/под.}$), час (0.5мс/под.)

Висновки. Розглянута у статті схема випрямляча з додатковими двонаправленими перемикачами і квазірезонансними демпфуючими пристроями для проміжного перетворювача постійної напруги, дозволяє знизити втрати енергії при комутації, є ефективною при застосуванні у ланцюгах корекції коефіцієнта потужності і поліпшує електромагнітну сумісність випрямляча з мережею живлення.

Перелік посилань

1. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямами „Електромеханіка” та „Електротехніка”. У4т. Т2. Аналогові та імпульсні пристрої/В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В.Сенько та ін.; Під ред. В.І. Сенька, - Харків: Фоліо, 2002. – 510с.