

СИНТЕЗ ЕЛЕКТРИЧНИХ ФІЛЬТРІВ ДЛЯ ПОКРАЩЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ З МЕРЕЖЕЮ ЖИВЛЕННЯ

Сінчук О.М., д.т.н., проф.

Кременчуцький державний політехнічний університет імені Михайла Остроградського

Лозовий Д.Ю., доц., Пасько О.В., доц.

Українська державна академія залізничного транспорту

Мельник О.Є., асп.

Міжнародна академія управління персоналом, Криворізька філія

39614, м. Кременчук, вул. Першотравнева, 20

E-mail: [energy@polytech.poltava.ua](mailto:energy@polytech.poltava.ua)

В статті розглянуто можливість застосування фільтрів з метою розв'язання проблеми електромагнітної сумісності тягового електроприводу з живильною мережею та навантаженням.

**Ключові слова:** тяговий електропривод, фільтр, електромагнітна сумісність.

In article the opportunity of application of filters is considered with the purpose of the sanction of a problem of electromagnetic compatibility of the traction electric drive with a power line and loading.

**Key words:** traction electric drive, filter, electromagnetic compatibility.

**Вступ.** Створення високоефективного енергетичного тягового електроприводу (ТЕП) залишається проблемою актуальною.

При участі авторів розроблена патентоспроможна схема ТЕП з ШПП на базі IGBT-модулів, що відповідає потребам сучасності в аналізованій технічній галузі [1].

Разом з цим, ТЕП з IGBT-перетворювачами вимагають рішення проблем електромагнітної сумісності (ЕМС) з живильною контактною мережею (КМ).

**Аналіз попередніх досліджень.** Як встановлено, найбільш ефективним засобом вирішення проблеми ЕМС є застосування спеціальних електричних фільтрів на вході перетворювача.

Проте, ефективність останніх багато в чому залежить як від структури його самого, так і від вибору параметрів складових елементів.

**Мета роботи.** Розробка схеми ТЕП з ШПП на базі IGBT-модулів.

**Матеріал та результати дослідження.** При формуванні структури вихідного фільтра ТЕП із ШПП авторами використані теоретичні розробки багатоланкових фільтрів і сходових ланцюгів.

Результатом побудови схеми фільтра по принципу сходових ланцюгів є дволанковий каскадний фільтр (рис. 1).

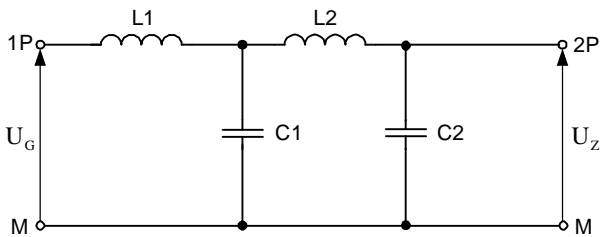


Рисунок 1 – Каскадний фільтр

На підставі порівняльного аналізу характеристик одно- і дволанкових фільтрів встановлено, що дволанковий каскадний фільтр має перевагу перед одноланковим, коли потрібне ослаблення вхідного сигналу ( $n$ -гармоніки напруги) більше 26:1, але при меншому ступені ослаблення, що має місце в нашому випадку, перевагу варто віддати одноланковому Г-образному фільтру. Крім того, застосування каскадного фільтра чревато погіршенням стійкості системи в цілому.

Більш перспективним напрямком удосконалювання Г-образного фільтра представляється доповнення його ланками, що виконують окремі функції. Розмежування функцій фільтра по ланках здійснено в наступний спосіб. Базова ланка - класичний Г-образний LC-фільтр, призначений для захисту ПСК від радіо- і кондуктивних перешкод, генеруємих ШПП, згладжування пульсацій струму й напруги. Нелінійна ланка – варистор – для захисту ТЕП від перенапруг, що виникають у ЖКМ. Частотна ланка – LC-ланцюг, що запобігає проходженню шостої (трьохсотгерцової) гармоніки із ЖКМ у навантаження.

Варіанти схем дволанкових фільтрів показані на рис. 2.

Для дослідження схем фільтрів використаний математичний апарат чотирьополіусників.

Експериментальні значення параметрів чотирьополіусника:  $Z_{1X}$ ,  $Z_{1K}$  - вхідні опори з боку первинних зажимів 1P-1M при холостому ході і короткому замиканні вторинних 2P-2M;  $Z_{2X}$ ,  $Z_{2K}$  - вхідні опори з боку вторинних зажимів 2P-2M при холостому ході і короткому замиканні первинних 1P-1M.

$$\frac{Z_{1K}}{Z_{1X}} = \frac{Z_{2K}}{Z_{2X}} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} A &= \sqrt{\frac{Z_{1X}}{Z_{2X} - Z_{2K}}}; B = Z_{2K} \cdot A \\ C &= \frac{1}{\sqrt{Z_{1X} (Z_{2X} - Z_{2K})}}; D = Z_{2X} \cdot C \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Навантаженням є тяговий електродвигун, котрий для  $n$ -гармоніки представляє більший опір при порівнянні з опором вихідного конденсатора фільтра. Тому навантаження можна виключити з розгляду і аналізувати фільтр-чотириполюсник в режимі холодного ходу на вторинних зажимах, тобто  $I_2 = 0$ . Тоді передатна функція чотириполюсника буде мати вигляд:

$$W = \frac{\mathcal{E}_2}{\mathcal{E}_1} = \frac{1}{A} = \sqrt{\frac{Z_{2X} - Z_{2K}}{Z_{1X}}} \quad (3)$$

Параметри схем приведені в табл. 1 і 2.

Оскільки сумарні потужності розглядаємих елементів комбінованих фільтрів для скасування  $n$ -гармоніки без обліку других факторів однакові, то питання про вибір з них перспективного зводиться до практичних міркувань.

В першій і другій схемах параметри елементів взаємозалежні, що утрудняє їх вибір з обліком пропонованих до фільтра вимог - подавлення кондуктивних перешкод, зниження пульсацій, забезпечення предзбудження та інші.

Настройка цих фільтрів на відповідність багатofункціональним факторам з обліком технологічних розбросів параметрів до 100% також трудомістка, оскільки варіювати можна тільки величиною повітряного зазору дроселів.

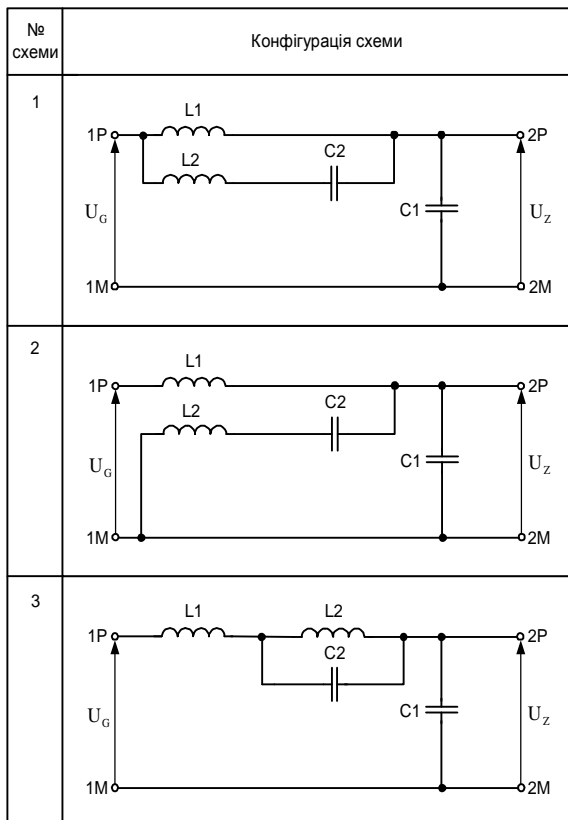


Рисунок 2 – Варіанти схем дволанкових фільтрів

Таблиця 1 - Опори дволанкових комбінованих фільтрів

№ схеми	Z в загальному вигляді	Особливі випадки
1.	$\frac{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{L_1}{L_2} v_2^2}{j\omega C_1 \left[ (1-v_2^2) - \frac{L_1}{L_2} v_2^2 \right]}$	$Z = \frac{1}{j\omega C_1} \text{ при } v_2 = 1; Z \rightarrow \infty \text{ при } v_2^2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2}$
2.	$\frac{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{C_2}{C_1} v_1^2}{j\omega C_1 \left[ (1-v_2^2) + \frac{C_2}{C_1} \right]}$	$Z = j\omega L_1 \text{ при } v_2 = 1; Z \rightarrow \infty \text{ при } v_2^2 = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$
3.	$\frac{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{L_2}{L_1} v_1^2}{j\omega C_1 (1-v_2^2)}$	$Z \rightarrow \infty \text{ при } v_2 = 1$

Тут 
$$v_1 = \omega \times \sqrt{L_1 \times C_1}$$
  

$$v_2 = \omega \times \sqrt{L_2 \times C_2}$$

Структура третього фільтра дозволяє розмежувати функції його складових частин і робити вибір параметрів їх елементів незалежно. Дійсно, ланка L2-C2 захищає ТЕП від проникнення  $n = 6$  гармоніки з ЖКМ; дроселі L1 і L2 захищають ЖКМ від кондуктивних і радіоперешкод, генеруємих ШПП від імпульсів перенапруг, згладжують пульсації струму, C1 згладжує пульсації напруг. При цьому значення індуктивності  $L_1$  і ємкостей  $C_1$  і  $C_2$  можуть мати розкид до 10% і настроюванню підлягає тільки  $L_2$ .

Доводи про користь третьої схеми комбінованого фільтра дозволяють прийняти її в якості перспективної.

На додаток до викладеного слід зазначити, що введення в схему фільтра варистора RU дозволяє додатково підвищити її ефективність у частині обмеження перенапруг. Зі співвідношень, що описують фільтр за схемою 3, табл.1, слідує:  $w = 0$  и  $Z \rightarrow \infty$  при  $V_2 = 1$ , тобто очевидне настроювання фільтра на запирання  $n$ -гармоніки, для чого повинне дотримування умови:

$$L_2 C_2 = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (4)$$

**Таблиця 2 – Передатні функції дволанкових комбінованих фільтрів**

№ схеми	W в загальному вигляді	Особливі випадки
1.	$\frac{1 - \frac{L_1 + L_2}{L_2} v_2^2}{(1 - v_1^2)(1 - v_2^2) - \frac{L_1}{L_2} v_2^2}$	w = 1 при $v_2 = 1$ ; w = 0 при $v_2^2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2}$ ;
2.	$\frac{1 - v_2^2}{(1 - v_1^2)(1 - v_2^2) - \frac{C_2}{C_1} v_1^2}$	w = 0 при $v_2 = 1$ ; w = 1 при $v_2^2 = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$ ;
3.	$\frac{1 - v_1^2}{(1 - v_1^2)(1 - v_2^2) - \frac{L_2}{L_1} v_2^2}$	w = 0 при $v_2 = 1$

При  $n = 6$  умова (4) вибору параметрів ланки  $L_2 - C_2$  приймає вид:

$$L_2 C_2 = \frac{1}{(2\pi f_1 \times n)^2} = \frac{1}{(314n)^2} = \frac{1}{(314 \times 6)^2} = 0,28 \times 10^{-6} \text{ c}^2. \quad (5)$$

Увівши позначення:

$$v_n = \frac{v_2}{v_{2n}} = \frac{\omega \sqrt{L_2 C_2}}{\omega_n \sqrt{L_2 C_2}} = \frac{\omega}{\omega_n}$$

Одержимо передатну функцію у вигляді:

$$W_n = \frac{1 - v_n^2}{\left(1 - \frac{L_1 C_1}{L_2 C_2} v_n^2\right) (1 - v_n^2) - \frac{C_1}{C_2} v_n^2} \quad (6)$$

Параметри ланки  $L_1 - C_1$  визначимо з умови обмеження фільтром перешкод на частоті модуляції  $\omega_M = 2\pi f_M$ .

Приймаючи позначення  $v_M = \frac{\omega_M}{\omega_n}$ , на частоті

$\omega = \omega_M$  буде мати:

$$W_M = \frac{1 - v_M^2}{\left(1 - \frac{L_1 C_1}{L_2 C_2} v_M^2\right) (1 - v_M^2) - \frac{C_1}{C_2} v_M^2} \quad (7)$$

З арифметичних міркувань доцільна умова:

$$L_1 = L_2 \quad (8)$$

Прийнявши  $f_m = 900 \text{ Гц}$ , маємо  $V_m = 3$ , тоді (7) перетворюється в співвідношення,

$$W_M = \frac{1 - v_M^2}{\left(1 - \frac{C_1}{C_2} v_M^2\right) (1 - v_M^2) - \frac{C_1}{C_2} v_M^2} = \frac{1}{1 - 8 \frac{C_1}{C_2}} \quad (9)$$

яке визначає вибір співвідношення ємкостей при заданій  $W_M$ .

**Висновки.** 1. Застосування запропонованого авторами дволанкового електричного фільтру дозволяє досягти потрібного рівня ЕМС ТЕП з IGBT-перетворювачем.

2. Вибір оптимальних співвідношень параметрів силових електричних фільтрів необхідно проводити по формулам табл.1, табл. 2.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Деклараційний патент на корисну модель (11) 10585 (51) 7 61С9/24 (Україна). Тяговий електропривод постійного струму транспортного засобу / Сінчук О.М., Лозовий Д.Ю., Чернишов А.О., Удовенко О.О. (21) V 2005 04750; заявлено 20.05.2005. Опубл. 15.11.2005. Бюл. №11, 2005.

Стаття надійшла 10.03.2008 р.