

Концерн «Електромеханічні заводи KLG»
Криворізький технічний університет

Українська державна академія залізничного транспорту

**ТЯГОВИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ПОКРАЩЕНОЮ
ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЮ СУМІСНІСТЮ З МЕРЕЖЕЮ ЖИВЛЕННЯ**

Розглянуто питання електромагнітної сумісності тягових електроприводів з широтно-імпульсним перетворенням напруги живлення на базі IGBT-модулів з живлячею мережею. Наведені теоретичні викладки щодо вибору структур та параметрів вхідних фільтрів перетворювачів.

Рассмотрены вопросы электромагнитной совместимости тяговых электроприводов с широтно-импульсным преобразованием напряжения питания на базе IGBT-модулей с питающей сетью. Приведены теоретические выкладки по выбору структур и параметров входных фильтров преобразователей.

The questions of electromagnetic compatibility of electric drives with pulse-width transformation of a pressure(voltage) of a feed(meal) are considered on the basis of IGBT-modules with a having network. The theoretical calculations are given at the choice of structures and parameters of entrance filters of converters.

Проблема створення високоефективного енергетичного тягового електроприводу (ТЕП) залишається актуальною.

При участі авторів розроблена патентоспроможна схема ТЕП з широтно-імпульсним перетворювачем (ШП) 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 (ЖКМ).

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.

При формуванні структури вихідного фільтра ТЕП із ШП авторами використані теоретичні розробки багатоланкових фільтрів і сходових ланцюгів. Результатом побудови схеми фільтра по принципу сходових ланцюгів є дволанковий каскадний фільтр (рис.1).

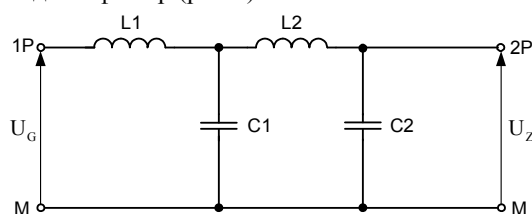


Рис. 1. Каскадний фільтр

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 чревате погіршенням стійкості системи в цілому.

Більш перспективним напрямком удосконалення 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 ШП, згладжування пульсацій струму й напруги. Нелінійна ланка – варистор – для захисту ТЕП від перенапруг, що виникають у ЖКМ. Частотна ланка – LC-ланцюг, що запобігає проходження шостої (300 Гц) гармоніки із ЖКМ у навантаження. Варіанти схем дволанкових фільтрів показані на рис. 2.

Для дослідження схем фільтрів використаний математичний апарат чотириполюсників.

Експериментальні значення параметрів чотириполюсника: 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.

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

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

Навантаження 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-чотириполосник в режимі холостого ходу на вторинних зажимах, тобто $I_2 = 0$. Тоді передатна функція чотириполосника буде мати вигляд:

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

Параметри схем приведені в таблицях 1 та 2.

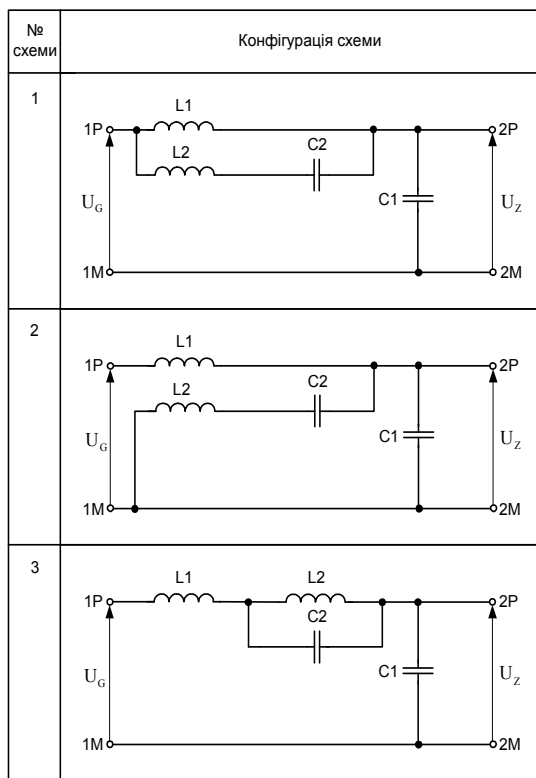


Рис. 2. Варіанти схем дволанкових фільтрів

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.

1. Опори дволанкових комбінованих фільтрів

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

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

При $n = 6$ умова (4) вибору параметрів ланки L2 – C2 приймає вид:

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

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 $v_2 = 1$

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 L1 – C1 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.

Список використаної літератури

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

Одержано 15.05.06



Сінчук Олег Миколайович,
д-р техн. наук,
концерн «Електромеханічні заводи KLG», м. Харків,
вул. Муранова, 106,
Тел/факс +38(057) 766-09-36,
E-mail:
td@electromashina.com.ua



Сінчук Ігор Олегович,
асистент, Криворізький технічний університет,
м. Кривий Ріг,
вул. Отто Брозівського, б. 50,
кв.8,
тел. 8-067-465-55-54



Лозовий Дмитро Юрійович,
Криворізький технічний університет, вул.
Г. Праці, буд. 28, кв. 1, м.
Харків, Україна,
тел. 8-067-748-77-27



Пасько Ольга Володимирівна,
канд. техн. наук,
Українська державна академія залізничного транспорту, м. Харків,
пл. Фейербаха, 7,
тел. 8-050-580-67-67