

## ДО ОЦІНКИ ЕФЕКТИВНОСТІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

**Вступ.** Розробка ефективного по своїй технологічності та з необхідним рівнем електромагнітної сумісності тягового електропривода (ТЕП) залишається актуальним дуєдиним завданням. Це завдання ставиться як до електроприводів змінного, так і постійного струму.

**Постановка задач дослідження.** За особистою участю авторів розроблена сучасна патентоспроможна схема ТЕП із ШП на базі IGBT-модулів [1]. Для вирішення проблеми електромагнітної сумісності (ЕМС) був проаналізований ряд способів, у результаті чого був отриманий висновок, що ефективним способом покращення ЕМС для даного варіанта ТЕП є електричні фільтри (ЕФ). Установлено також, що рівень ефективності фільтрації ЕФ багато в чому визначається структурою й параметрами останніх.

**Матеріали дослідження.** При формуванні структури вихідного фільтра ТЕП із ШП авторами використані теоретичні розробки багатоланкових фільтрів і схожих ланцюгів та метод скалярної оптимізації багатокритеріальних задач, вирішення котрих дало множину Парето. В подальшому з числа отриманих варіантів була одержана множина допустимих в великому структур, а потім – множина негірших (рис. 1).

Параметри схем наведені в табл. 1, 2.

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

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

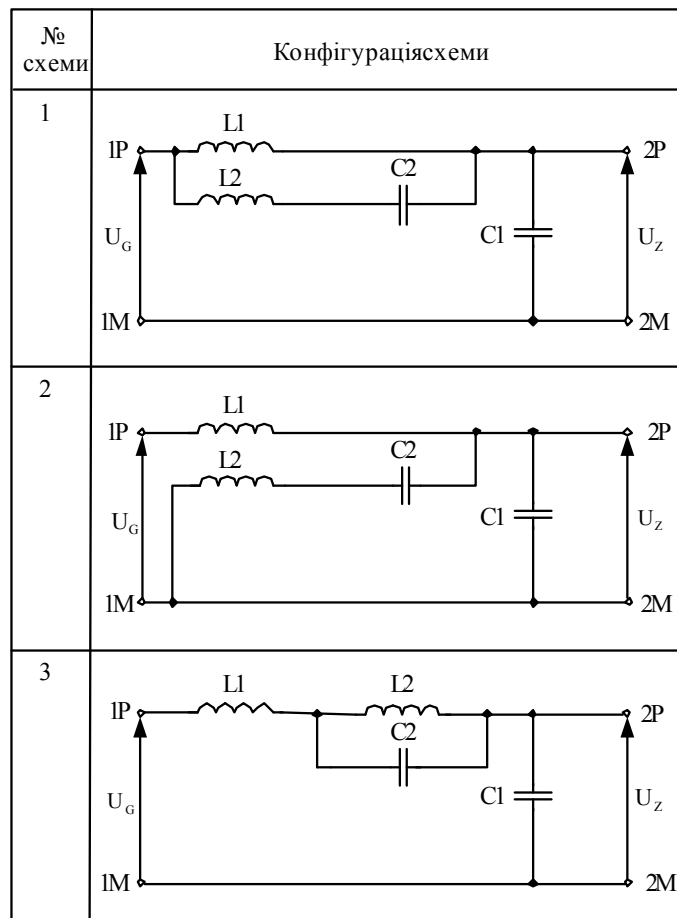


Рис. 1. Варіанти схем дволанкових фільтрів

Таблиця 1 - Опори дволанкових комбінованих фільтрів

№ схеми	Z в загальному вигляді	Особливі випадки
1.	$\frac{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{L1}{L2} v_2^2}{j\omega C1 \left[ (1-v_2^2) - \frac{L1}{L2} v_2^2 \right]}$	$Z = \frac{1}{j\omega C1}$ при $v_2 = 1$ ; $Z \rightarrow \infty$ при $v_2^2 = \frac{L2}{L1+L2}$
2.	$\frac{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{C2}{C1} v_1^2}{j\omega C1 \left[ (1-v_2^2) + \frac{C2}{C1} \right]}$	$Z = j\omega L1$ при $v_2 = 1$ ; $Z \rightarrow \infty$ при $v_2^2 = \frac{C2}{C1+C2}$
3.	$\frac{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{L2}{L1} v_1^2}{j\omega C1(1-v_2^2)}$	$Z \rightarrow \infty$ при $v_2 = 1$

Таблиця 2 - Передатні функції дволанкових комбінованих фільтрів

№ схеми	W в загальному вигляді	Особливі випадки
1.	$\frac{1 - \frac{L1+L2}{L2} v_2^2}{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{L1}{L2} v_2^2}$	$W=1$ при $v_2 = 1$ ; $W=0$ при $v_2^2 = \frac{L2}{L1+L2}$ ;
2.	$\frac{1 - v_2^2}{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{C2}{C1} v_1^2}$	$W=0$ при $v_2 = 1$ ; $W=1$ при $v_2^2 = \frac{C2}{C1+C2}$ ;
3.	$\frac{1 - v_1^2}{(1-v_1^2)(1-v_2^2) - \frac{L2}{L1} v_2^2}$	$W=0$ при $v_2 = 1$

Настройка цих фільтрів на відповідність багатфункціональним факторам з врахуванням технологічних діапазонів зміни параметрів до 100% також трудомістка, оскільки варіювати можна тільки величиною повітряного зазору дроселів.

Структура третього фільтра дозволяє розмежувати функції його складових частин і здійснювати вибір параметрів їх елементів незалежно. Дійсно, ланка L2-C2 захищає ТЕП від проникнення n = 6 гармоніки з живильної контактної мережі (ЖКМ); дроселі L1 і L2 захищають ЖКМ від кондуктивних і радіоперешкод, які генеруються ШПІ від імпульсів перенапруг, згладжують пульсації струму; C1 згладжує пульсації напруг. При цьому значення індуктивності L1 та ємкостей C1 і C2 можуть мати розкид до 10% і настроюванню підлягає тільки L2.

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

В табл.1 прийнято  $v_1 = \omega \times \sqrt{L1 \times C1}$ ;  $v_2 = \omega \times \sqrt{L2 \times C2}$ .

На додаток до викладеного слід зазначити, що введення в схему фільтра варистора RU дозволяє додатково підвищити її ефективність у частині обмеження перенапруг.

Зі співвідношень (табл.1), що описують фільтр за схемою 3 (рис.1), виходить:  $W = 0$  и  $Z \rightarrow \infty$  при  $v_2 = 1$ , тобто очевидне настроювання фільтра на запирання n-гармоніки, для чого повинне дотримування умови

$$L2 \cdot C2 = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (1)$$

При n = 6 умова (1) вибору параметрів ланки L2 – C2 приймає вигляд:

$$L2 \cdot C2 = \frac{1}{(2\pi f_1 \cdot n)^2} = \frac{1}{(314 \cdot n)^2} = 0.28 \cdot 10^{-6} \text{ c}^2 \quad (2)$$

Приймаючи позначення:

$$v_n = \frac{v_2}{v_{2n}} = \frac{\omega \sqrt{L2 \cdot C2}}{\omega_n \sqrt{L2 \cdot C2}} = \frac{\omega}{\omega_n}$$

одержимо передатну функцію у вигляді:

$$W_n = \frac{1 - v_n^2}{\left(1 - \frac{L1 \cdot C1}{L2 \cdot C2} v_n^2\right) (1 - v_n^2) - \frac{C1}{C2} v_n^2} \quad (3)$$

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  $\omega = \omega_M$  передатна функція буде мати вигляд:

$$W_M = \frac{1 - v_M^2}{\left(1 - \frac{L_1 \cdot C_1}{L_2 \cdot C_2} v_M^2\right)(1 - v_M^2) - \frac{C_1}{C_2} v_M^2} \quad (4)$$

З арифметичних міркувань доцільна умова

$$L_1 = L_2 \quad (5)$$

Прийнявши  $f_m = 900$  Гц, маємо  $v_m = 3$ , тоді (4) перетворюється в співвідношення

$$W_i = \frac{1 - v_M^2}{\left(1 - \frac{C_1}{C_2} v_M^2\right)(1 - v_M^2) - \frac{C_1}{C_2} v_M^2} = \frac{1}{1 - 8 \frac{C_1}{C_2}} \quad (6)$$

яке визначає вибір співвідношення ємкостей при заданій  $W_M$ .

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

Для підтвердження теоретичних викладів авторами виконано комплекс комп'ютерних досліджень ТЕП з IGBT-перетворювачем та запропонованими варіантами фільтрів.

Відповідно до комп'ютерних досліджень математичної моделі ТЕП із традиційним Г-образним LC-фільтром (рис. 2) без ШП з осцилограм на рис. 3 на частоті 300 Гц маємо:  $\Delta U_G \approx \pm 30$ В,  $\Delta U_M \approx \pm 12$ В, тобто передатна функція (коефіцієнт зміни) за напругою

$$W_U^\Gamma = \frac{\Delta U_M}{\Delta U_G} = \frac{12}{30} = 0,4$$

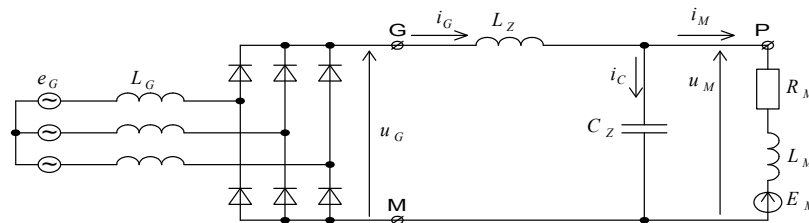


Рис. 2. Схема моделі із традиційним Г-образним фільтром для дослідження впливу на систему 300 Гц складової в напрузі  $u$  у номінальному режимі

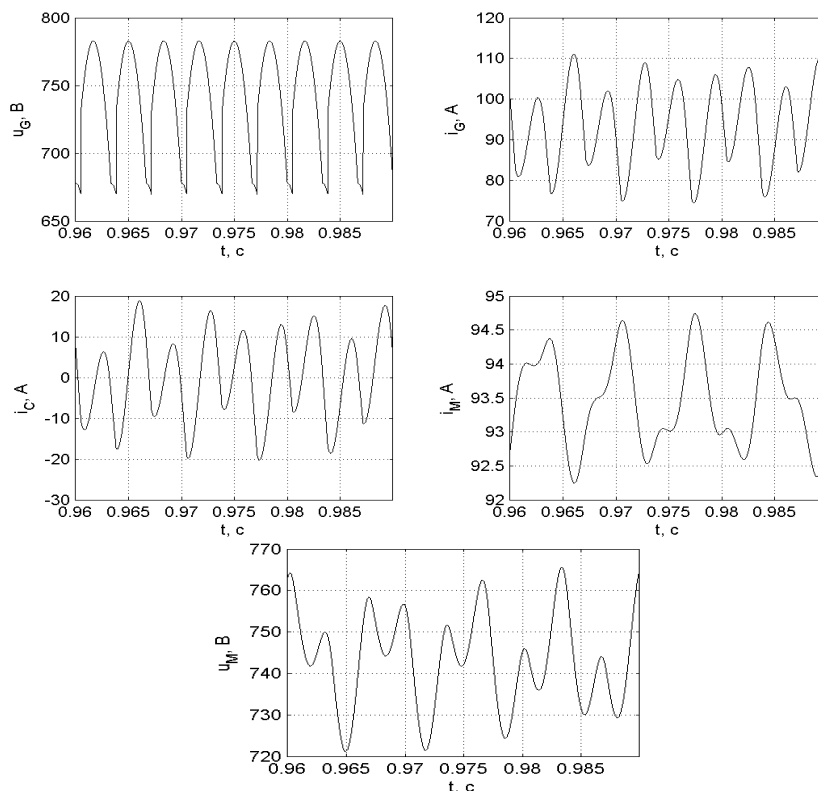


Рис. 3. Осцилограми струмів і напруг моделі рис.2

Аналогічно за струмом:  $\Delta i_G \approx \pm 10A$ ,  $\Delta i_M \approx \pm 1A$ . Передатна функція за струмом

$$W_i^{\Gamma} = \frac{\Delta i_M}{\Delta i_G} = \frac{1}{10} = 0,1.$$

З комбінованим фільтром за схемою рис. 4 без ШПІ з осцилограм на рис. 5 маємо на 300 Гц:  $\Delta U_G \approx \pm 30V$ ,  $\Delta U_M \approx \pm 12V$ , тобто передатна функція за напругою

$$W_U^K = \frac{\Delta U_M}{\Delta U_G} = \frac{6}{30} = 0,2.$$

Струми:  $\Delta i_G \approx \pm 20A$ ,  $\Delta i_M \approx \pm 0,25A$ . Передатна функція за струмом

$$W_i^K = \frac{\Delta i_M}{\Delta i_G} = \frac{0,25}{20} = 0,0125.$$

Таким чином, ЕМС, що характеризується обмеженням 300 Гц складової, поліпшена запропонованим у роботі фільтром за напругою вдвічі, за струму – в 8 разів.

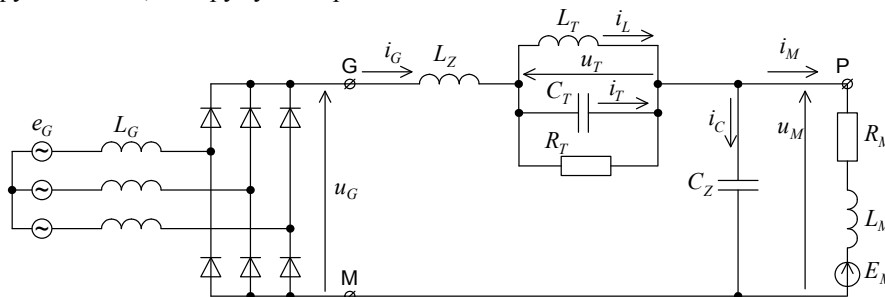


Рис. 4. Схема моделі з демпфированим комбінованим дволанковим фільтром для дослідження впливу на систему 300 Гц складової у напрузі  $u$  у номінальному режимі

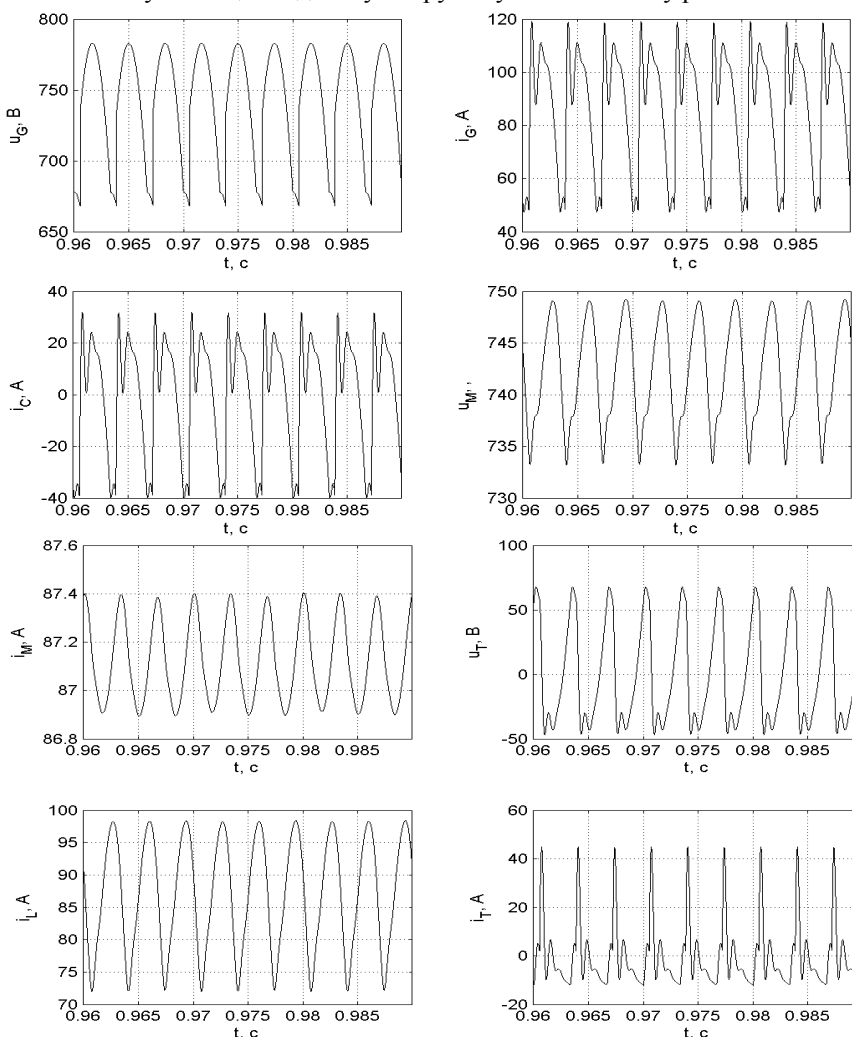


Рис. 5. Осцилограми струмів і напруг у моделі рис. 4

У схемі (рис. 6), де змінені функції ланок, навпаки, має місце негативний ефект у порівнянні з варіантом (рис.4), що підтверджує прийнята для цієї схеми теза: L1,C1 – призначені для захисту від радіоперешкод, L2,C2 – можуть бути настроєні на будь-яку задану частоту, у нашому випадку – 300 Гц.

Розгляд схеми в режимі модуляції з частотою  $f_M=1$  кГц та коефіцієнтом заповнення періоду модуляції  $q=0.5$  (рис. 7, 8), дає наступний результат: завада із частотою 1 кГц у струмі джерела практично відсутня:

$$W_i^{\text{шип}} = \frac{\Delta i_G}{\Delta i_Z} = \frac{22\text{A}}{320\text{A}} = 0,07 \cdot$$

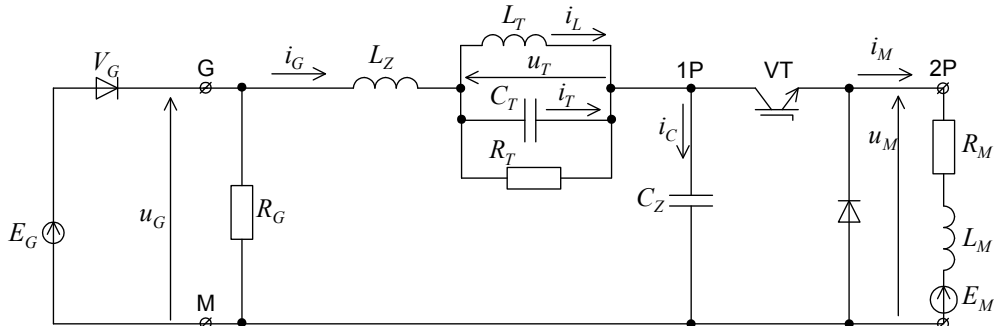


Рис. 6. Схема моделі для дослідження перешкод у джерелі живлення  $u$  у режимі розгону

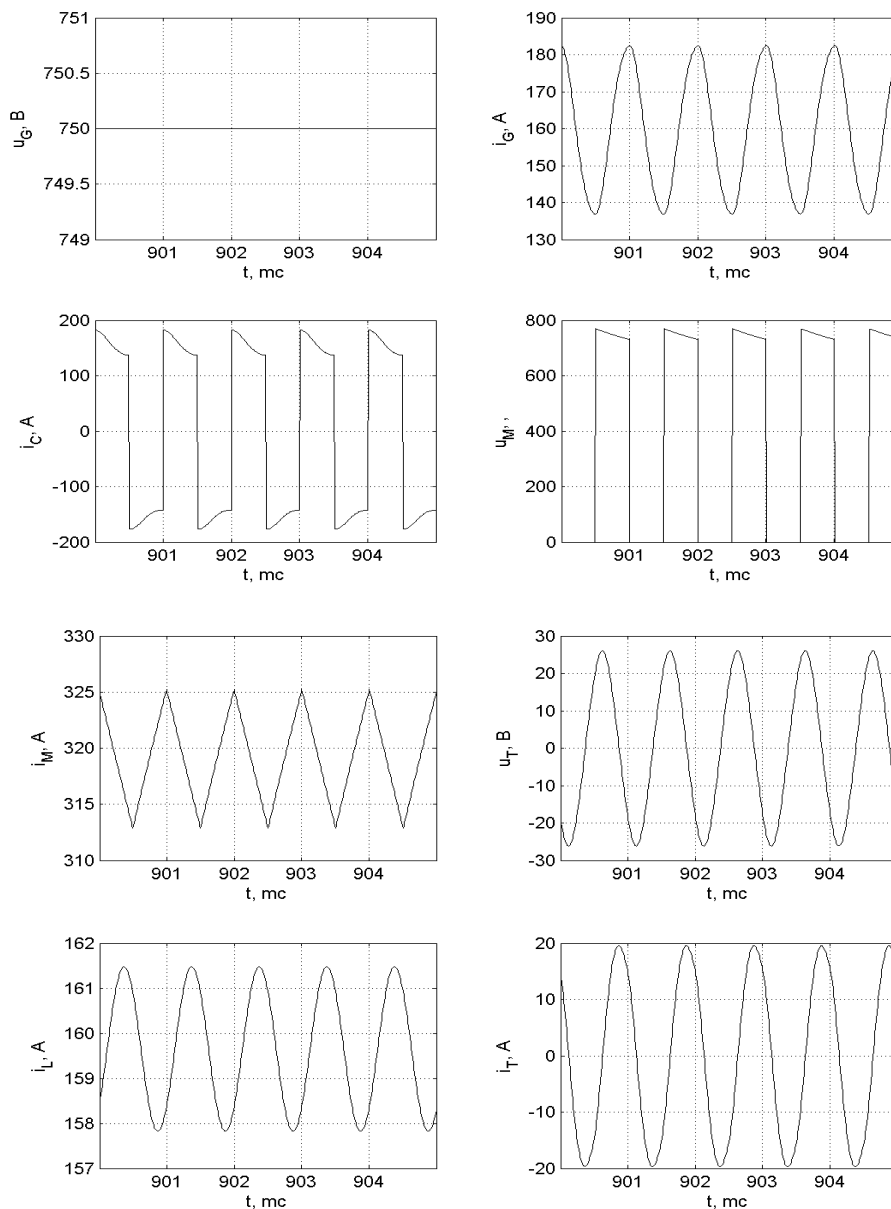


Рис. 7. Осцилограми струмів і напруг у схемі моделі рис. 6

З осцилограми експериментальних досліджень макетного зразка на рис. 8 точка А тягової характеристики:

$\Delta i_d = \pm 7A$  на частоті 300 Гц, на частоті  $f_M = 1кГц$ ,  $\Delta i_d = 0$ ;

$\Delta i_M = \pm 0,125A$  на частоті  $f_M = 1кГц$ , на частоті 300 Гц  $\Delta i_d \approx 0$ .

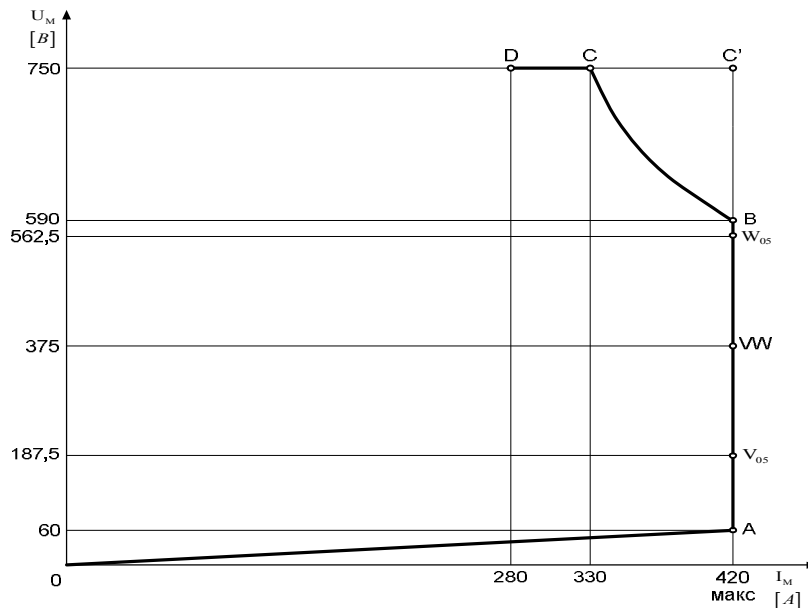


Рис. 8. Спрощена характеристика однієї групи ТЕД вагона 81.717 на максимальній позиції контролера

**Висновки.** Тобто, у запропонованому варіанті маємо ідеальну фільтрацію як 300 Гц складової, так і перешкоди на частоті модуляції 1 кГц.

Таким чином, результати випробувань макетного зразка перевершують розрахункові в силу окремих неврахованих факторів, що дозволяє з запасом застосовувати аналітичні висновки на практиці.

Результати досліджень підтверджують поліпшення ЕМС ШПП і мережі з запропонованим фільтром за напругою 300 Гц складової майже вдвічі, по струму в 8 разів і практично ідеальну фільтрацію перешкод на частоті модуляції.

**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.