

В. І. ЩЕКА, В. І. ГАВРИЛЮК (ДІПТ)

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД ВІД ТЯГОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ

В роботі проведено математичне та схемотехнічне моделювання асинхронного тягового привода з перетворювачами на транзисторах IGBT. Виявлені можливі завади, що виникають при роботі привода. Отримано спектральний склад фазного струму асинхронного тягового двигуна.

В работе проведено математическое и схемотехническое моделирование асинхронного тягового привода с преобразователями на транзисторах IGBT. Определены возможные помехи, возникающие при работе привода. Получен спектральный состав фазного тока асинхронного двигателя.

The mathematical modeling and circuit simulation of asynchronous propulsion drive unit with converters on IGBT transistors have been made. The possible noises appearing during drive's operation have been determined. The spectral composition of phase current of the asynchronous engine has been obtained.

Вступ

На шляху розвитку залізниць України однією з актуальних проблем є впровадження магістралей із прискореним, а в подальшому – із швидкісним рухом поїздів. Звісно, вирішити цю проблему можливо тільки комплексним переоснащенням галузі: впровадженням нових типів рухомого складу, побудовою нових колій та застосуванням сучасних систем регулювання руху поїздів.

Істотно підвищити силу тяги і швидкість руху можливо, збільшивши потужність тягових двигунів електровозів, але при цьому все більш напружено працює колекторно-щітковий вузол, стан якого значною мірою визначає тривалість роботи електровоза між оглядами та ремонтами [1]. Підвищення потужності колекторних тягових двигунів не сприяє збільшенню їх надійності та коефіцієнту корисної дії. Тому цілком зрозуміло прагнення створити потужний, але при цьому простий і дешевший асинхронний тяговий двигун (АТД).

Використання АТД в електричній тязі дає можливість реалізувати його чисельні переваги [1], а наявний європейський досвід проектування і роботи ЕРС з названими двигунами повністю це підтверджує [2]. Проте для України ЕРС з АТД є досить новою та мало дослідженою технологією, на заваді впровадження якої може стати проблема її електромагнітної сумісності з існуючими засобами автоматики та сигналізації [3].

Постановка задачі

Метою роботи є розробка математичної моделі для дослідження електромагнітних завад від тягових перетворювачів з АТД та оцінка їх впливу на рейкові кола.

Як відомо, частоту обертання АТД можна регулювати зміною частоти живлячого струму, тому на ЕРС встановлюють перетворювачі частоти на базі напівпровідникових елементів [1]. У ході дослідження було детально розглянуто структуру ЕРС з АТД та визначено, що основним джерелом електромагнітного впливу є тягові перетворювачі, а саме автономні інвертори напруги (АІН) [5].

Тягові системи електричного рухомого складу великої потужності досягли в даний час високого технічного рівня. Сучасний АІН будують на базі IGBT транзисторів [4]. Такі перетворювачі вигідно відрізняються двома особливостями: зниженням витрат і підвищенням надійності та експлуатаційної готовності тягових систем [2]. При формуванні трифазної напруги на електровозі з АТД транзистори інвертора створюють напругу ступінчатої форми в кожній фазі. Частота напруги, що підводиться до АТД, регулюється зміною частоти перемикання цих транзисторів.

При проведенні аналізу АІН доцільно припустити, що відкриття і закриття транзисторів відбувається миттєво, а самі транзистори є ідеальними. Решта всіх елементів є лінійними [5].

Математична модель

Ідеалізований АІН на повністю керованих ключах VT1–VT6 (рис. 1а) - за допомогою ємності C_ϕ підключений до джерела напруги U_d , а до його виходів приєднані фази навантаження - АТД. Якщо транзистори VT1–VT6 вмикати і вимикати відповідно до діаграми (рис. 1б), то напруга у навантаженні при з'єднанні фаз двигуна «зіркою» матиме форму ступінчатих прямокутних імпульсів поперемінно позитивної і негативної полярності тривалістю 180° з постійною амплітудою U_d [6].

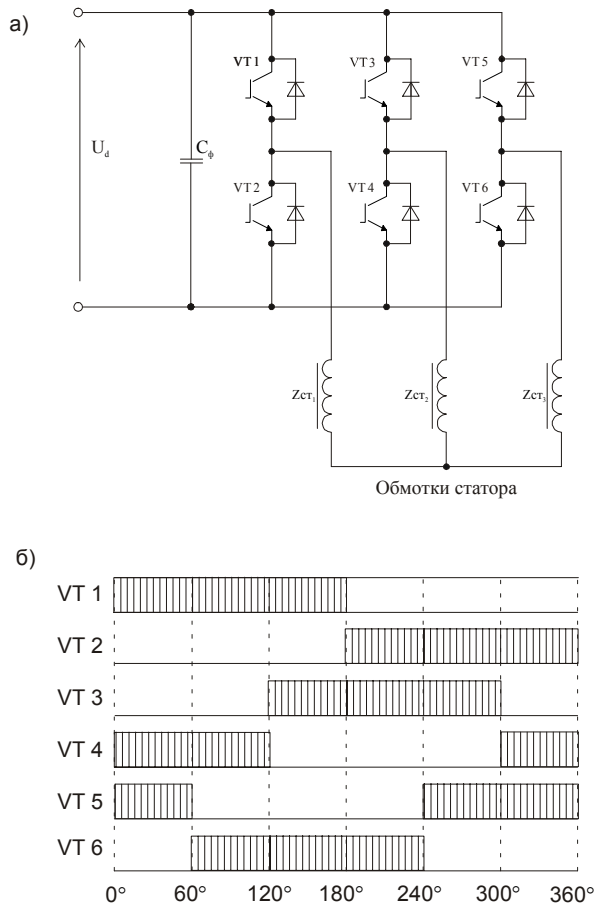


Рис. 1. Ідеалізований АІН (а), діаграми провідності транзисторів (б)

Зв'язок між вхідними і вихідними параметрами інвертора встановимо за допомогою комутаційної функції інвертора, яка залежить від тривалості включеного стану транзисторів, схеми з'єднання навантаження і режиму його роботи [2]. Для інвертора напруги при тривалості включеного стану транзисторів 180° і схеми з'єднання «зірка» фазні комутаційні функції f_A , f_B і f_C являють собою ступінчасті кусочно-безперервні функції (рис. 2), за допомогою яких можна визначити фазні напруги:

$$u_A = U_d \cdot f_A; \quad u_B = U_d \cdot f_B; \quad u_C = U_d \cdot f_C, \quad (1)$$

де u_A , u_B , u_C - напруги на обмотках статора двигуна; U_d - напруга на вході інвертора.

Умови балансу потужності на вході та виході інвертора можна записати у вигляді:

$$U_d \cdot I_d = u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C, \quad (2)$$

де i_A , i_B , i_C - фазні струми двигуна.

Використовуючи рівняння (1) і (2), можна визначити:

$$I_d = i_A \cdot f_A + i_B \cdot f_B + i_C \cdot f_C. \quad (3)$$

З отриманих фазних комутаційних функцій може бути утворений результуючий вектор комутаційної функції \vec{f} [2]. Цей вектор у інтервалі між комутаціями має фіксовані положення, які співпадають з напрямом просторових осей фаз двигуна і переміщується стрибком у момент комутації на кут $\pi/3$:

$$\vec{f} = \frac{2}{3} \cdot (f_A + a \cdot f_B + a^2 \cdot f_C), \quad (4)$$

де $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ - одиничні вектори, зміщені на кут $2\pi/3$ та $4\pi/3$, відповідно, по відношенню до дійсної осі.

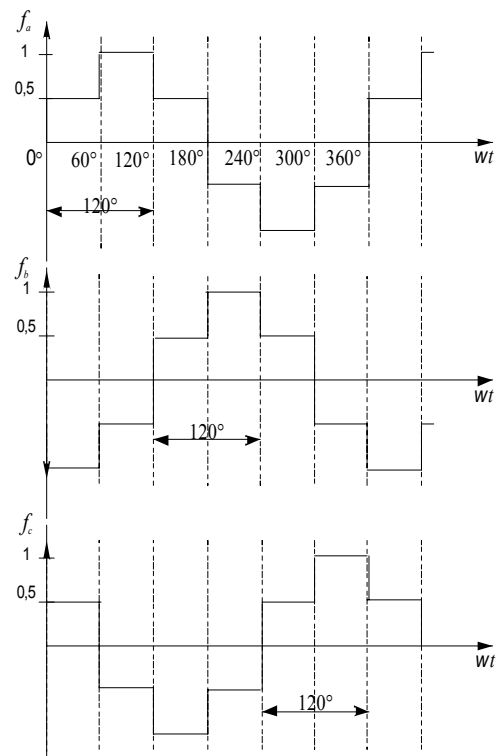


Рис. 2. Фазні комутаційні функції

З (4) визначається, що комутаційна функція відображає алгоритм керування інвертором і при цьому є повністю незалежною від частоти,

яку цей інвертор утворює; початкова фаза вектора комутаційної функції дорівнює $-\pi/3$.

Якщо розглядати вектор \vec{f} як функцію, то можна запропонувати наступний її аналітичний запис:

$$f(t) = e^{-j\frac{\pi}{3}} \cdot e^{j\frac{\pi t}{3}}. \quad (5)$$

Тобто, це є деякий одиничний вектор (чисельне значення його амплітуди неважливе), початкову фазу відображає перший множник у правій частині, другий множник реалізує обертання вектора з часом. Визначимо період цієї функції. З рис. 2 видно, що період кожної з фазних комутаційних функцій включає шість комутацій, які відбуваються на інтервалі від 0 до 360 електричних градусів, отже отримана функція $f(t)$ є періодичною з періодом 2π . Якщо функція є періодичною, то її можна представити у вигляді ряду Фур'є. Для цього обчислимо коефіцієнти ряду за формулою:

$$c_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) e^{-jkt} dt, \quad (6)$$

а ряд запишеться так: $s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot e^{jkt}$.

Отриманий ряд дозволяє з'ясувати спектральний склад комутаційної функції. При аналізі спектра обмежимося розгляданням інтервалу, де $k = 0, 1, \dots, 50$.

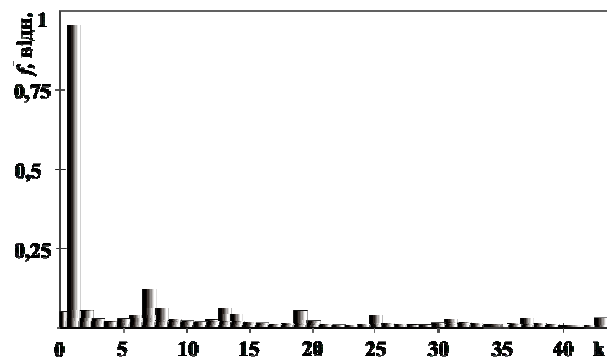


Рис. 4. Спектральний склад комутаційної функції

З рис. 4 видно, що у спектральному складі комутаційної функції домінують гармоніки з кратністю $(6k + 1)$, а основна енергія зосереджена у першій гармоніці. Отже при такому алгоритмі керування у спектральному складі вихідної напруги інвертора також матимуть місце гармонійні складові з кратністю $(6k + 1)$. Це твердження стосується напруги на виході інвертора будь-якої частоти.

Оскільки асинхронний двигун є основним споживачем струму з контактної мережі, то, аналізуючи спектральний склад його фазної напруги, можна робити висновки про вплив на роботу рейкових кіл [3].

З рівняння (1) визначається напруга будь-якої фази. Для прикладу будемо розглядати напругу у фазі A , яка дорівнює: $u_A = U_d \cdot f_A$. При розгляданні фазної напруги будемо вважати, що постійна напруга U_d немає сторонніх гармонійних складових.

При аналізі звернемо увагу на наступні речі. По-перше, період фазної комутаційної функції за часом залежить від частоти вихідної напруги інвертора. Нехай частота напруги на виході інвертора дорівнює f_1 , тоді період напруги (а отже і фазної комутаційної функції) дорівнює $T = f_1^{-1}$. Введемо позначення: $l = T/2$.

По-друге, з рис. 2 видно, що фазні комутаційні функції є непарними, тому їх ряди Фур'є (а також і ряди фазних напруг) матимуть тільки синусні складові b_k . Якщо розглядати інтервал $(-l, l)$, то на ньому f_A є непарною періодичною функцією з періодом $2l$. Тоді коефіцієнти Фур'є b_k для ряду фазної напруги будуть знаходитися за формулою:

$$b_k = \frac{2}{l} \int_0^l U_d f_A \sin\left(\frac{k\pi t}{l}\right) dt. \quad (7)$$

А ряд Фур'є для напруги фази A матиме наступний вигляд:

$$u_B = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(kt). \quad (8)$$

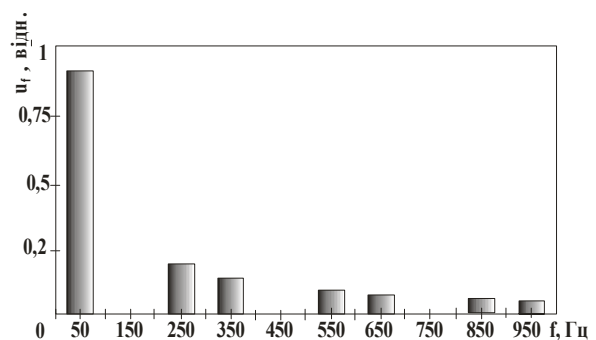


Рис. 5. Спектр фазної напруги асинхронного двигуна

На рис. 5 зображено спектр фазної напруги асинхронного двигуна (у відносних одиницях) при частоті вихідної напруги інвертора $f_1 = 50$ Гц. З рис. 5 видно присутність гармонік з кратністю $(6k \pm 1)$, що обумовлено особливостями комутаційної функції. Основна енергія

сконцентрована у першій гармоніці, яка відповідає частоті 50 Гц. Це є вихідна частота інвертора, яка формує магніторушійну силу в асинхронному двигуні і визначає швидкість обертання ротора. Це підтверджує висновки, зроблені вище стосовно комутаційної функції інвертора.

Рівень найближчої з вищих гармонік (250 Гц) приблизно у 5 разів нижче за рівень основної гармоніки (50 Гц). Рівень інших гармонік ще нижчий. Частотні складові, які присутні у спектрі фазної напруги за цих умов, не потрапляють у діапазон смуг сигнальних частот і тому не нормуються. Виняток становить лише гармоніка 4550 Гц ($k = 91$), яка потрапляє у смугу сигнальної частоти тонального рейкового кола (ТРК-4) з частотою 4545 Гц. Але рівень цієї гармоніки складає приблизно 1 % від рівня основної гармоніки 50 Гц.

Схемотехнічне моделювання

Для проведення схемотехнічного моделювання був використаний пакет аналізу електричних кіл OrCAD Pspice. Було створено модель АІН на транзисторах IGBT, який працює при напрузі проміжної ланки 3000 В. Для спрощення напруга проміжної ланки вважається вільною від сторонніх завад та моделюється джерелом постійної напруги. Навантаженням АІН є обмотки статора АТД, що моделюються індуктивним та активним опором [6]. Стандартні моделі IGBT транзисторів не задовольняють умовам роботи тягового перетворювача, тому за допомогою редактора моделей було створено власну модель. Параметри моделі IGBT визначалися з характеристик транзистора, що були побудовані у редакторі моделей [7].

Отримана модель, за допомогою пристрою керування, дозволяє змінювати вихідну частоту АІН, тим самим моделюючи різну швидкість локомотива.

На рис. 6 наведено форму струму фази b , вище на ньому представлено форму напруги цієї ж фази, яка повторює форму фазної комутаційної функції (рис. 2).

Оскільки очікуваний спектральний склад фазної напруги та струму буде містити гармоніки з кратністю $(6k \pm 1)$, то для моделювання була обрана швидкість руху локомотива 60 км/год. При цьому сьома гармоніка буде ≈ 420 Гц, а тринадцята ≈ 780 Гц. Тобто, ці гармоніки будуть потрапляти у смугу сигнальних частот ТРК. За допомогою пакету Pspice отримано спектральний склад фазного струму (рис. 7а), на рис. 7б наведено частину спектру для частот тонального діапазону.

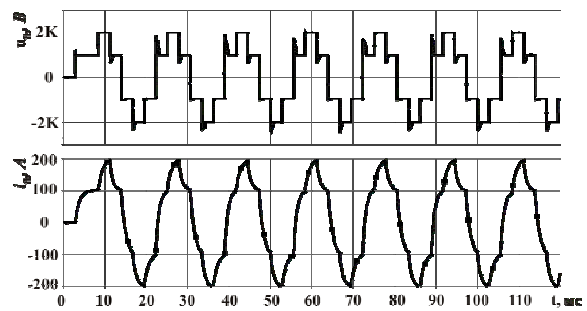


Рис. 6. Форми фазних напруги та струму

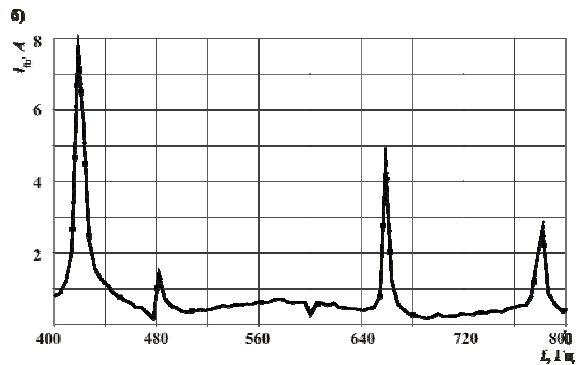
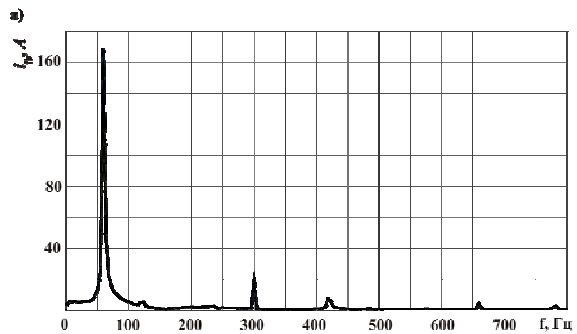


Рис. 7. Спектральний склад фазного струму

З рис. 7 видно, що у спектральному складі фазного струму АТД домінують гармоніки з кратністю $(6k \pm 1)$, а основна енергія зосереджена у першій гармоніці. Тобто результати схемотехнічного моделювання збігаються з результатами математичного, що дає можливість стверджувати про достовірність отриманих даних. Спектральний аналіз фазного струму показує, що при швидкості руху локомотива з АТД 60 км/год у зворотному тяговому струмі будуть присутні наступні гармоніки: 420, 480 та 780 Гц (табл. 1).

Значення тягового струму у смузі цих частот виходять за межі норми, тобто робота АІН створює небажаний вплив на роботу ТРК-3. Рівень завад у смузі сигнальних частот ТРК-4 знаходиться в нормі, отже вплив на їх роботу відсутній. Окрім цього рівень зворотного тягового струму в діапазоні сигнальних частот кодових рейкових кіл також перевищує нормати-

вні показники. Зокрема, рівень тягового струму на частоті 25 та 50 Гц досягає значень, які створюють небезпечний вплив.

Таблиця 1

$f, \text{Гц}$	$i_{\text{т}}, \text{А}$	$f, \text{Гц}$	$i_{\text{т}}, \text{А}$
25	5,48	780	2,335
50	12,979	4545	0,05919
420	6,817	5000	0,04939
480	0,914	5555	0,0475

Висновки

В роботі розроблено математичну модель для дослідження електромагнітних завад від тягових перетворювачів, проведено математичне та схемотехнічне моделювання тягового перетворювача локомотива з АТД. Запропоновані моделі дозволяють визначати гармонічний склад зворотного тягового струму в рейкових лініях від локомотивів з АТД при різних режимах ведення локомотиву. Збіг результатів моделювання з вимірними значеннями дає можливість зробити висновок про адекватність розробленої моделі.

При розгляді можливого впливу напруги асинхронного двигуна на роботу рейкових кіл треба звернути увагу, що перша гармоніка, частота якої залежить від частоти вихідної напруги інвертора, а отже від швидкості обертання ротора асинхронного двигуна, досягає великих значень порівняно з напругою спрацьовування колійного приймача. При певних швидкостях руху електровоза деякі гармоніки його зворотного струму будуть потрапляти у смугу сигнальних частот рейкових кіл, створюючи заважа-

ючий і навіть небезпечний вплив. Рівень цих гармонік у рейкових лініях буде залежати від: рівня постійної напруги проміжної ланки, потужності асинхронних двигунів електровозу, первинних та вторинних параметрів рейкової лінії, кількості локомотивів на тяговій дільниці та швидкості їх руху, погодних умов та інших дестабілізуючих факторів.

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями [Текст] / под ред. Н. А. Ротанова. – М.: Транспорт, 1991. – 336 с.
2. Современный трехфазный тяговый привод - состояние и перспективы [Текст] // W.-D. Weigel. Glasers Annalen, 2002 (Tagungsband SFT, Graz).
3. Бадер, М. П. Электромагнитная совместимость [Текст] : учеб. для вузов ж/д трансп. / М. П. Бадер. – М.: УМК МПС, 2002. – 638 с.
4. Современная силовая электроника в схемах тяговых преобразователей [Текст] // Железные дороги мира. – 2006. – № 4.
5. Михальченко, Г. С. Моделирование переходных режимов в асинхронном тяговом приводе локомотивов [Текст] / Г. С. Михальченко, Г. А. Федяева, А. И. Власов // Вестник ВНИИЖТ. – 2003. – № 4. – С. 42-47.
6. Копылов, И. П. Математическое моделирование электрических машин [Текст] : учеб. для вузов по спец. «Электрич. Машины» / И. П. Копылов. – М.: Высш. шк., 1987. – 248 с.
7. Кеоун, Дж. OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей [Текст] / Дж. Кеоун. – СПб.: Питер, 2008. – 640 с.

Надійшла до редколегії 12.01.2010.

Прийнята до друку 18.01.2010.