

# **№ 1. ВІДДІЛ ПЕРЕТВОРЕННЯ ТА СТАБІЛІЗАЦІЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ**

УДК 621.313

## **ШЛЯХИ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ З ШИРОТНО- ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ДЛЯ КЕРУВАННЯ НИМИ**

**О.Є. Антонов<sup>1</sup>**, докт. техн. наук, **В.М. Михальський<sup>2</sup>**, докт. техн. наук, **І.С. Петухов<sup>3</sup>**, канд. техн. наук, **І.А. Шаповал<sup>4</sup>**, канд. техн. наук, **В.В. Чопик<sup>5</sup>**, пров. інж.

1–5 – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

*Стисло розкрито зміст наукових досліджень, що проводились у відділі перетворення і стабілізації електромагнітних процесів ІЕД НАН України у 2010 році. Наведено головні наукові результати цих досліджень. Бібл. 8, рис. 15, табл. 3.*

**Ключові слова:** електрична машина магнітоелектричного типу, перетворювач частоти, широтно-імпульсна модуляція.

Протягом 2010 року у відділі перетворення та стабілізації електромагнітних процесів Інституту електродинаміки НАН України проводились наукові дослідження [1–8] відповідно до планів фундаментальних НДР “Лабіринт” і “Модулятор”.

### **1. Вибір конфігурації магнітної системи збудження потоку в електричній машині магнітоелектричного типу**

З появою висококоерцитивних магнітних матеріалів типу  $RCO_5$  та  $NdFeB$  проектувальники електричних машин розпочали пошук найбільш ефективних схем побудови систем збудження потоку в електромеханічних перетворювачах енергії при використанні зазначених матеріалів. Для вирішення цього питання було проведено порівняльний аналіз систем збудження колекторного та традиційного типів у складі магнітоелектричного перетворювача з безпазовим статором і відносно великим повітряним проміжком.

Порівняння цих двох типів магнітних систем проводилось за середньою величиною магнітної індукції в проміжку, за абсолютною і питомою величинами електромагнітного моменту, а також за величиною осьового моменту інерції. Було створено тривимірні моделі магнітоелектричних систем з радіальною орієнтацією потоків збудження, у повітряні зазори яких введено трифазні обмотки зі струмом. У розрахункові моделі досліджуваних систем було введено параметри реальної кривої намагнічування електротехнічної сталі марки 1512. Це необхідно для того, щоб розрахункові величини щільності магнітного потоку були отримані з урахуванням ступеня насиченості магнітопроводів. Розрахунки проведено при середній щільності струму в обмотці  $8 \text{ А/мм}^2$  і таких характеристиках магнітного матеріалу:  $B_r=1,256 \text{ Тл}$ ,  $\mu=1,03 \mu_0$ .

Досліджено три магнітні системи, які мали однакові зовнішні габарити, однакові маси магнітних матеріалів та однакове число полюсів – 16: магнітна система колекторного типу та дві магнітні системи традиційного типу з магнітними полюсами у вигляді кільцевих секторів. Одна з традиційних систем мала оптимізовані співвідношення між довжиною магнітів та довжиною повітряного зазора. Результати розрахунків для відношення зовнішнього діаметра системи до її осьової довжини активної частини 2,4 наведено в табл. 1.

Після аналізу результатів розрахунків зроблено такі висновки:

- магнітні системи колекторного типу дозволяють на 12...20 % підвищити середню величину індукції у проміжку порівняно з системами традиційного типу за рівних об'ємів магнітного матеріалу і рівних зовнішніх габаритів;

- переваги системи колекторного типу за величиною індукції нівелюються, коли її осьова довжина стає набагато меншою діаметра;
- через конструктивні особливості систем колекторного типу об'єм проміжку і плече прикладання електромагнітних сил у них є меншими ніж у традиційних системах; це обумовлює переваги магнітних систем традиційного типу над колекторними за величиною електромагнітного моменту, незважаючи на менше значення індукції у проміжку;
- системи традиційного типу мають переваги перед колекторними системами за питомою величиною моменту на одиницю об'єму активної частини і величиною електромеханічної сталої часу.

Таблиця 1

Найменування магнітної системи	Середня індукція, Тл	Коефіцієнт крутизни моменту, Нм/А	Питомий момент, що розвивається, Нм/м <sup>3</sup>	Момент інерції одиниці довжини ротора, кг·м <sup>2</sup>
МС колекторного типу	0,888	15,00	$25 \cdot 10^3$	1,65
Неоптимізована МС №1	0,826	16,82	$33,64 \cdot 10^3$	1,35
Оптимізована МС №2	0,716	20,29	$40,58 \cdot 10^3$	1,1

Таким чином, застосування систем збудження колекторного типу доцільне лише у випадку відсутності габаритних обмежень та обмежень моменту інерції ротора, тобто у випадках, коли необхідно забезпечити підвищення індукції незважаючи на масогабаритні, динамічні та цінові показники електромеханічного перетворювача.

## 2. Дослідження механізму втрат енергії від зрівняльних струмів у безпазових електричних машинах магнітоелектричного типу

Характерною особливістю безпазових електричних машин магнітоелектричного типу є збудження ротора постійними магнітами і відсутність зубцевої зони на статорі. Витки обмотки статора таких машин розташовуються безпосередньо у повітряному проміжку і при обертанні ротора перетинаються магнітним потоком збудження. У такій обмотці мають місце втрати електромагнітної природи на вихрові та зрівняльні струми. Для зниження втрат на вихрові струми обмотувальний провід виконують у декілька паралельних провідників (жил), сумарний перетин яких відповідає необхідній величині струму при допустимій густині. Число жил у проводі може досягати 1...2 десятків і вище. При намотуванні обмотки таким багатожильним проводом окремі жили укладаються хаотично, і закон їх розподілу в наданому об'ємі носить випадковий характер. У результаті ЕРС, генеровані в окремих провідниках, мають відносні відхилення за фазою. Всі ці провідники з'єднані між собою паралельно, утворюючи короткозамкнені контури, в яких під дією різниці ЕРС і виникають струми, названі зрівняльними. Циркуючи в короткозамкнених контурах, вони викликають додаткові втрати енергії.

Для отримання моделі, що описує виникнення втрат на зрівняльні струми, було прийнято гіпотезу переміщення провідників. Розглянемо чотири витки  $N_w$  одношарової обмотки безпазової електричної машини, просторово розподілені на інтервалі  $2\tau$  і виконані у вигляді м'якого джгута висотою  $hw$  і шириною  $bw$  (рис. 1). При цьому магнітне поле біжить уздовж координати  $x$ , а нормальна складова магнітної індукції спрямована уздовж координати  $y$ . Вважається, що джгут складається з  $N_a$  паралельних елементарних провідників (жил). Ліворуч на котушковій стороні (рис.1) показано можливе «наповзання» одного провідника на інший у межах джгута, яке може мати місце в реальній обмотці. Для спрощення завдання і виділення тільки втрат від зрівняльних струмів зроблено такі припущення:

- магнітна індукція у кожній точці повітряного проміжку спрямована радіально, розподілена за гармонічним законом уздовж полюсної дуги і постійна уздовж осі обертання;
- кривизною повітряного зазора нехтуємо;
- струм у межах поперечного перетину кожного елементарного провідника (жили) розподілено рівномірно;
- зовнішнє коло електричної машини має нескінченно великий опір;

- провідники в активній зоні не перемішуються, а перемішування відбувається тільки в лобових частинах.

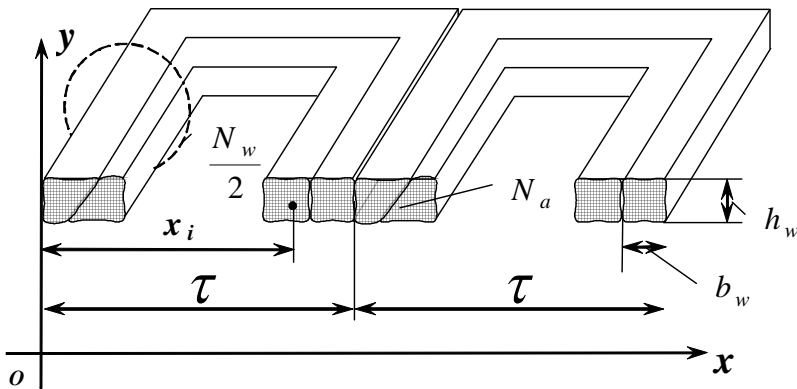


Рис. 1

З урахуванням зроблених припущень складено схему заміщення обмотки. Хвиля радіальної складової магнітної індукції з амплітудою  $B_m$ , що біжить зі швидкістю  $v$  у повітряному проміжку, наводить у кожному провіднику ЕРС  $\dot{E}_i$ , яка визначається напрямом вектора магнітної індукції і просторовою координатою провідника  $x_i$  (рис. 1). Вираз для діючого значення ЕРС через просторову координату  $x_i$  має вигляд

$$\dot{E}_i = 1/\sqrt{2} \cdot E_m \cdot e^{j\frac{\pi}{\tau} x_i}, \quad (1)$$

де  $E_m = B_m \cdot L \cdot v$  – ЕРС руху;  $L$  – активна довжина машини;  $j$  – уявна одиниця.

ЕРС у жилах  $\dot{E}_g$  визначаються підсумовуванням уздовж кожної жили, а струми в них

$$\dot{I}_g - \text{з виразу } \dot{I}_g = \frac{\dot{U} - \dot{E}_g}{R}, \text{ звідки легко визначити сумарні втрати } p_{yp} = \sum_i I_g^2 R.$$

У разі ж випадкового перемішування, жили можуть лежати у довільному порядку, в тому числі й у різних горизонтальних шарах джгута уздовж координати  $y$  (рис. 1). Проте припущення про існування тільки нормальної складової магнітної індукції дає змогу спростити завдання. Так, було показано, що внесок у різницю потенціалів на виводах обмотки роблять тільки провідники з різною просторовою координатою  $x_i$ . Тому можна вважати, що джгут провідників, який створює обмотку, складається з  $N_a$  паралельних гілок, кожна з яких характеризується своєю просторовою координатою  $x_i$  і розміром уздовж цієї координати  $b_w N_a$ , де  $b_w$  – ширина джгута (рис.1).

Практика намотування багатожильним джгутом показує, що повністю випадковим перемішування провідників вважати не можна. Насправді, при переході від одного напіввитка до іншого джгут може «перекрутитися», внаслідок чого відбудеться щось подібне до циклічної перестановки провідників місцями, причому «перекручування» це може відбуватися як в один, так і в інший бік. Ще одним чинником, що впливає на розподіл провідників у повітряному проміжку, є можливе «нахльстування» сусідніх ділянок джгута.

Зсув кожного наступного провідника визначаємо за формулою

$$dN = (N_a - \text{fix}((Rnd)^\alpha \cdot N_a))\beta,$$

де  $\text{fix}$  – означає взяття цілої частини;  $Rnd$  – псевдовипадкове число в діапазоні від 0 до 1;  $\alpha$  – коефіцієнт, який моделює ступінь «перемішування» провідників у джгуті;  $\beta$  – коефіцієнт для моделювання «нахльстування» витків один на одного. Так, при  $\alpha=1$  виходить неспотворене псевдовипадкове число і (при  $\beta=1$ ) максимальне перемішування. У випадку  $\alpha \rightarrow 0$ ;  $\beta=1$  все менша кількість провідників отримує початковий зсув при переході від одного напіввитка до іншого. При  $\beta > 1$  виходить ефект «нахльстування» сусідніх витків джгута, як показано на рис. 1.

З огляду на те, що паралельних провідників у джгуті може бути до 20 і більше, за аналогічних значень чисел витків, можна припустити, що число провідників при  $\beta > 1$ , які «перейшли» у сусідні витки, буде приблизно однаковим, що відповідає реальному випадку. На практиці відмічений «дисбаланс» кількості провідників усувається формуванням обмотки, у якої завжди є деякий запас простору для розміщення провідників, що деформувалися. Як по-

казав чисельний експеримент, описаний алгоритм при  $\alpha=1$  дає результати, що співпадають з алгоритмом випадкового перемішування, який входить до складу середовища моделювання MatLab.

Для оцінки величини досліджуваних втрат у загальному балансі потужностей розглядалася їх відносна величина (віднесена до електромагнітної потужності машини). Як початкові дані для її розрахунку використано значення густини струму, що діє в обмотці  $J$ , і коефіцієнт заповнення провідниками ділянки повітряного проміжку ( $k_{3П}$ ), який в розрахунках приймався 0,4. При цьому зазначимо, що вплив цього коефіцієнта вкрай невеликий при зміні в межах, що мають місце в реальних обмотках.

Електромагнітну потужність можна визначити через інтегральну силу Ампера, що діє на обмотку, та швидкість біжучого поля. Інтегрування по ділянці поперечного перетину обмотки  $B_m \cdot L \cdot dI$  визначає силу, що діє на елемент струму  $dI$ , і дозволяє отримати вираз шуканої потужності:

$$P_{EM} = \sqrt{2} \cdot p \cdot B_m \cdot J \cdot k_{3П} \cdot h_w \cdot \tau \cdot L \cdot v, \quad (2)$$

де  $p$  – число пар полюсів;  $h_w$  – висота обмотки (рис. 1). При виведенні виразу (2) враховувалися тільки перші просторові гармоніки індукції і густини струму, припускаючи, що ці гармоніки не мають просторового зсуву, внаслідок чого забезпечується максимальна інтегральна сила.

Середня довжина витка визначається як

$$L_w = 2L + \pi(\tau - b_w \cdot N_w / 2).$$

Задані геометричні розміри дають змогу обчислити опір одиниці довжини джгута

$$R_1 = k_{3П} \cdot \rho_{Cu} / (b_w \cdot h_w),$$

де  $\rho_{Cu}$  – питомий електричний опір міді. Звідки можна визначити опір  $R$  одного провідника:

$$R = R_1 \cdot L_w \cdot N_w \cdot N_a.$$

Було встановлено, що навіть невеликі спотворення в порядку укладання витків призводять до зростання втрат. Зсув одного провідника на будь-яку кількість позицій у більшості випадків призводив до зсуву цілого блока розташованих поруч провідників. Зокрема, коли з вихідних позицій зміщено 5...7 жил (майже половина), ступінь перемішування вважається за помірний – у цьому випадку останні 10...12 жил зберігають колишнє впорядковане положення один відносно одного. У той же час при збільшенні числа витків втрати різко зменшуються.

При моделюванні «нахльостування» сусідніх витків, як і слід було чекати, втрати збільшуються за рахунок збільшення кутового просторового зсуву жил і збільшення різницевої ЕРС між ними. Розглянуто вплив на величину втрат числа витків і числа провідників у джгуті. Встановлено, що при заданому числі провідників у джгуті збільшення числа витків призводить до зменшення перетину джгута (а тому і провідника) і збільшення довжини провідника. Як наслідок, збільшується опір кожного провідника. Тому зі зростанням числа витків і провідників природно очікувати зменшення втрат. Ця тенденція і зображена на рис. 2, де наведено залежності середніх значень досліджуваних втрат від зрівняльних струмів  $p_{yp}$  у відсотковому відношенні до електромагнітної

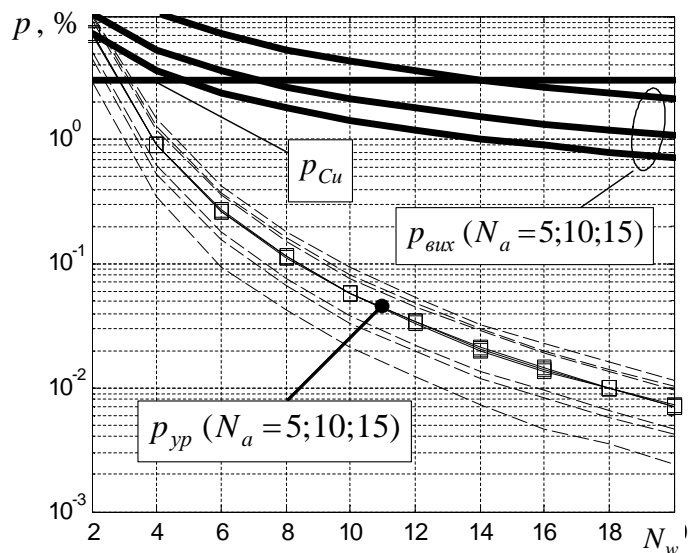


Рис. 2

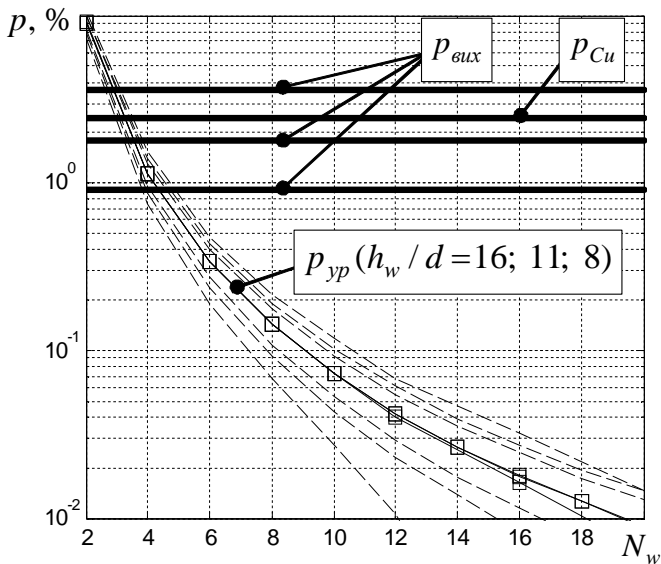


Рис. 3

також показують, що при збільшенні числа витків від 2 до 10 середнє значення втрат зменшується з 7 до 0,06 %, причому для великого числа паралельних провідників середньоквадратичне відхилення зменшується з 2 до 0,02 %. На цьому ж рисунку наведено залежності втрат на вихрові струми у провідниках обмотки  $p_{вих}$  від числа витків за умови гармонічного просторового розподілу магнітної індукції і частоти поля 1750 Гц. Очевидно, що величина цих втрат падає зі зменшенням діаметра жили, тобто зі зростанням числа паралельних жил. Тут же суцільною горизонтальною лінією відображено значення джоулевих втрат у міді  $p_{Cu}$ , які мали б місце при протіканні по обмотці якірного струму, що визначається заданою густиною  $J$ .

Було розглянуто також залежність втрат у провіднику від числа витків джгута  $N_w$  при фіксованому діаметрі провідника  $d$ . При фіксованому  $d$  зі зростанням числа витків необхідно зменшувати число паралельних провідників у джгуті, щоб не змінився об'єм, відведений під обмотку. Відповідно опір одного провідника збільшуватиметься за рахунок зростання  $N_w$ , тобто його довжини. Результати чисельного експерименту при цих умовах наведено на рис. 3. Як видно, криві на рис. 2 і 3 подібні, а відносні значення втрат дуже близькі. Як і у попередньому випадку, ці втрати тим більші, чим товщий обмотувальний провід. Суцільною лінією на рис. 3 показано значення теплових втрат в обмотці. У результаті досліджень встановлено, що ефективним засобом зменшення втрат від дії зрівняльних струмів є підвищення числа витків обмотки. Зростання числа витків (при фіксованому об'ємі обмотки) у два рази призводить до зменшення втрат приблизно в 9...10 разів. Число паралельних провідників (жил) впливає лише на величину середньоквадратичного відхилення величини цих втрат.

### 3. Дослідження пульсацій електромагнітного моменту двигуна при живленні від перетворювача частоти з широтно-імпульсною модуляцією

При керуванні трифазним мостовим автономним інвертором напруги (АІН), навантаженням якого є асинхронний двигун (АД) з короткозамкненим ротором, за класичним методом "миттєвого крокування", тобто в режимі "шестикутника" без застосування широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), вищі гармоніки вихідної напруги інвертора породжують як додаткові постійні складові електромагнітного моменту, так і змінні його складові, обумовлені взаємодією всіх гармонік струмів статора з усіма гармоніками потокозчеплень ротора. При цьому добутки складових однакової частоти створюють постійні складові моменту, а добутки складових з різними частотами – змінні складові. Потрібно враховувати, що змінні складові моменту можуть як додаватися, так і відніматися за миттєвими значеннями, у зв'язку з чим сумарна амплітуда пульсацій може виявитися меншою від амплітуди однієї зі

потужності від числа витків  $N_w$  при різному числі жил у джгуті, що дорівнює 5, 10 і 15. Кожна із залежностей зверху і знизу позначена штриховими лініями, що показують середньоквадратичне відхилення значень від середнього. Наведені на рис. 2 результати показують, що криві для різного числа паралельних провідників у джгуті  $N_a$  практично збігаються. Що стосується середньоквадратичних відхилень, то зі зростанням числа паралельних провідників ці відхилення монотонно зменшуються, тобто при п'яти паралельних провідниках відхилення значень втрат від середнього найбільші і, навпаки, при п'ятнадцяти провідниках ці відхилення для всіх значень чисел витків – найменші. Графіки

складових. Найбільші пульсації моменту при використанні в керуванні АН режиму "шестикутника" обумовлюють добутки першої гармоніки поточозчеплень ротора з п'ятою і сьомою гармоніками струму статора.

У зв'язку з тим, що найбільші проблеми для безпечної експлуатації АД створюються при значних амплітудах низькочастотних складових пульсацій електромагнітного моменту, доцільно для зсуву істотних за амплітудними значеннями гармонічних складових вихідної напруги у верхню частину його частотного спектра використовувати для керування АН широтно-імпульсну модуляцію.

Показники якості вихідної напруги АН при використанні для керування різних методів ШІМ значною мірою визначають досяжні динамічні та статичні характеристики електроприводів змінного струму. Починаючи з 1990-х років виконано значну кількість

досліджень з метою підвищення точності відтворення заданого вектора вихідної напруги, зниження амплітудних значень вищих гармонік, оптимізації числа перемикачів ключів перетворювача і т.д.

Поліпшення гармонічного складу вихідної напруги перетворювачів частоти при роботі в складі електроприводів змінного струму дозволяє зменшити додаткові втрати в електричній машині, зменшити пульсації електромагнітного моменту двигуна і небажані додаткові навантаження в механічній частині привода, які здатні викликати резонансні явища та створювати акустичний шум.

На рис. 4 показано спрощену схему трифазного мостового АН. Трифазна система заданих вихідних напруг АН запишеться таким чином:  $u_{a0} = u_m \cos \theta$ ,  $u_{b0} = u_m \cos(\theta - 2\pi/3)$ ,  $u_{c0} = u_m \cos(\theta - 4\pi/3)$ , де  $u_m$  – амплітудне значення заданих вихідних напруг;  $\theta$  – поточний кут на періоді вихідної напруги АН. У масштабі сигналів завдання умовно приймається  $u_{dc}/2$  як еквівалент  $U_{dc}/2$  на рис. 4. Відношення  $u_m/(u_{dc}/2)$  називається коефіцієнтом модуляції  $m$ , який, у принципі, може змінюватися від 0 до нескінченності.

Відношення амплітуди першої гармоніки сформованої вихідної напруги АН до амплітуди першої гармоніки вихідної напруги при формуванні в режимі "шестикутника" називається нормованим індексом:  $M = U_{1m}/U_{1m\text{мест}}$ . Для формування вихідної напруги з використанням класичної синусоїдальної ШІМ без переходу в режим перемодуляції максимально досягне значення  $M = (U_{dc}/2)/(2U_{dc}/\pi) = \pi/4 \approx 0,785$ , що відповідає коефіцієнту

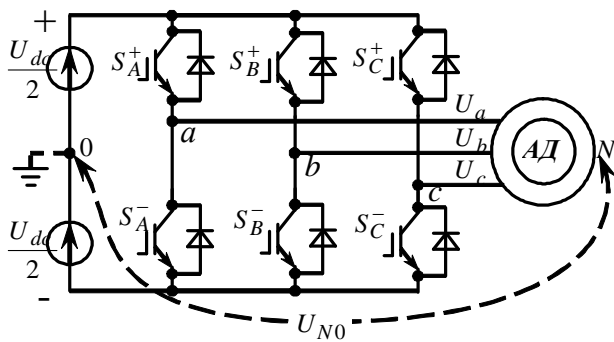


Рис. 4

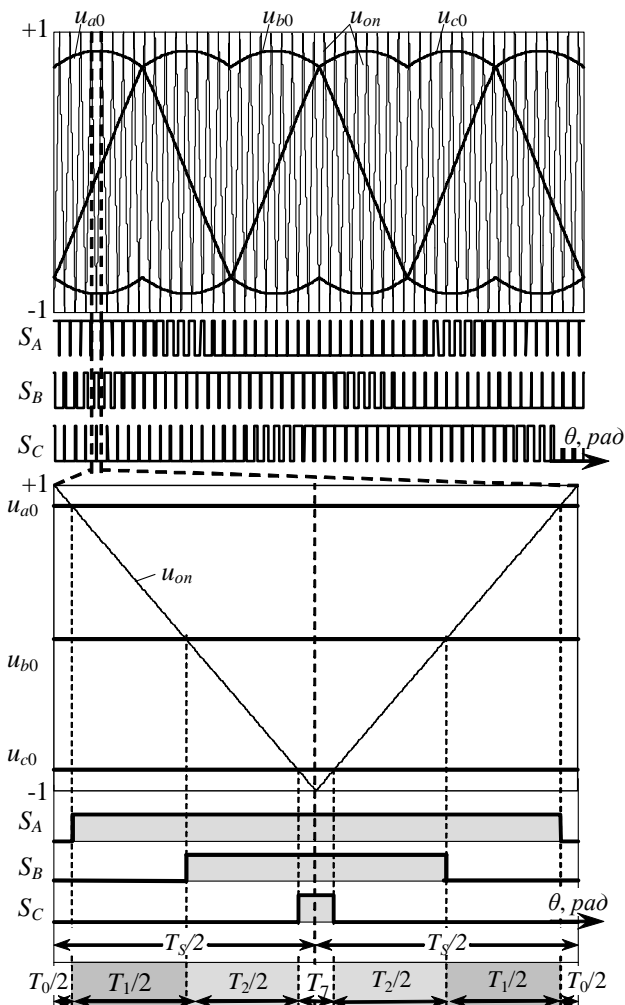


Рис. 5

модуляції  $m=1$ . В табл. 2 наведено значення вихідних напруг АІН для восьми дозволених станів АІН [4].

На рис. 5 показано часові діаграми сигналів керування АІН. Позначення на рис. 5 відповідають позначенням на рис. 4 і табл. 2. Позначення  $T_0, T_1, T_2 \dots T_7$  відповідають абсолютним значенням тривалостей застосування відповідних стаціонарних станів ключів АІН ( $S_0, S_1 \dots S_6, S_7$ ) на циклах ШІМ  $T_S$ . На діаграмах (рис. 5) відображено застосування функцій підмодуляції, тобто функцій, які представляють складові нульової послідовності по відношенню до системи сигналів завдання вихідних напруг АІН і які дозволяють "деформувати" ці сигнали завдання, для того щоб вони не виходили за межі потенціального коридору, що задається напругою живлення інвертора  $-u_{dc}/2 \dots +u_{dc}/2$ , у розширеному діапазоні регулювання напруг на фазах навантаження, яке відповідає значенням коефіцієнта модуляції  $m$  від 0 до  $2/\sqrt{3}$ , що у свою чергу відповідає значенням індекса  $M$  від 0 до 0,907 [4–7].

Таблиця 2

Значення вихідних напруг АІН

	$U_{a0}$	$U_{b0}$	$U_{c0}$	$U_{ab}$	$U_{bc}$	$U_{ca}$	$U_{aN}$	$U_{bN}$	$U_{cN}$	$U_{N0}$
$S_0$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	0	0	0	0	0	$-U_{dc}/2$
$S_1$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
$S_2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	0	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
$S_3$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
$S_4$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}$	0	$U_{dc}$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
$S_5$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
$S_6$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	0	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$
$S_7$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0	0	0	0	0	0	$U_{dc}/2$

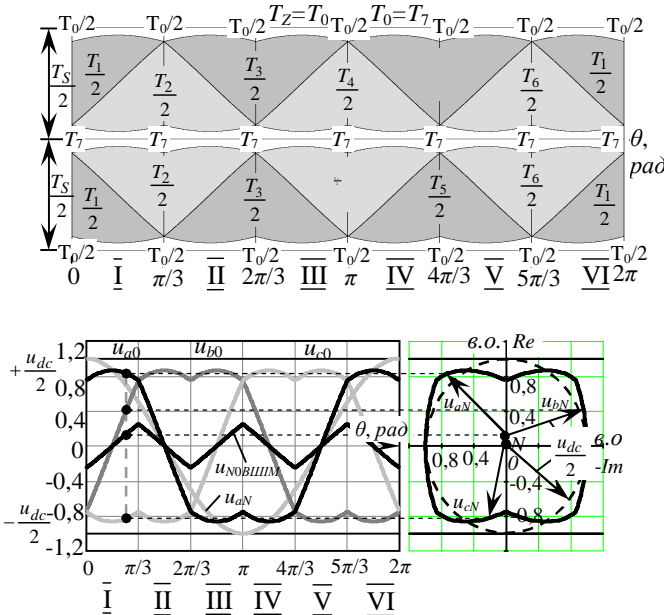


Рис. 6

У роботі [4] докладно описано принципи формування функцій підмодуляції. Для кожного сектора періоду вихідної напруги АІН (рис. 6 а) ці функції формуються, виходячи з таких співвідношень:

- сектор I –  $u_{N0} = (u_{dc}/2T_S)[-T_0 - (T_1/3) + (T_2/3) + T_7]$ ;
- сектор II –  $u_{N0} = (u_{dc}/2T_S)[-T_0 + (T_2/3) - (T_3/3) + T_7]$ ;
- сектор III –  $u_{N0} = (u_{dc}/2T_S)[-T_0 - (T_3/3) + (T_4/3) + T_7]$ ;
- сектор IV –  $u_{N0} = (u_{dc}/2T_S)[-T_0 + (T_4/3) - (T_5/3) + T_7]$ ;
- сектор V –  $u_{N0} = (u_{dc}/2T_S)[-T_0 - (T_5/3) + (T_6/3) + T_7]$ ;
- сектор VI –  $u_{N0} = (u_{dc}/2T_S)[-T_0 + (T_6/3) - (T_1/3) + T_7]$ .

Таким чином, підмодулюючі функції формуються зі складових, які залежать від тривалостей застосування активних стаціонарних станів  $T_1 \dots T_6$ , і складових, які залежать від тривалостей застосування нульових стаціонарних станів  $T_0$  і  $T_7$ , причому "внесок" тривалостей  $T_1 \dots T_6$  є незмінним для всіх способів ШІМ, а співвідношення тривалостей  $T_0$  і  $T_7$

на циклі ШІМ та в секторах періоду вихідної напруги і визначає, власне, спосіб модуляції,

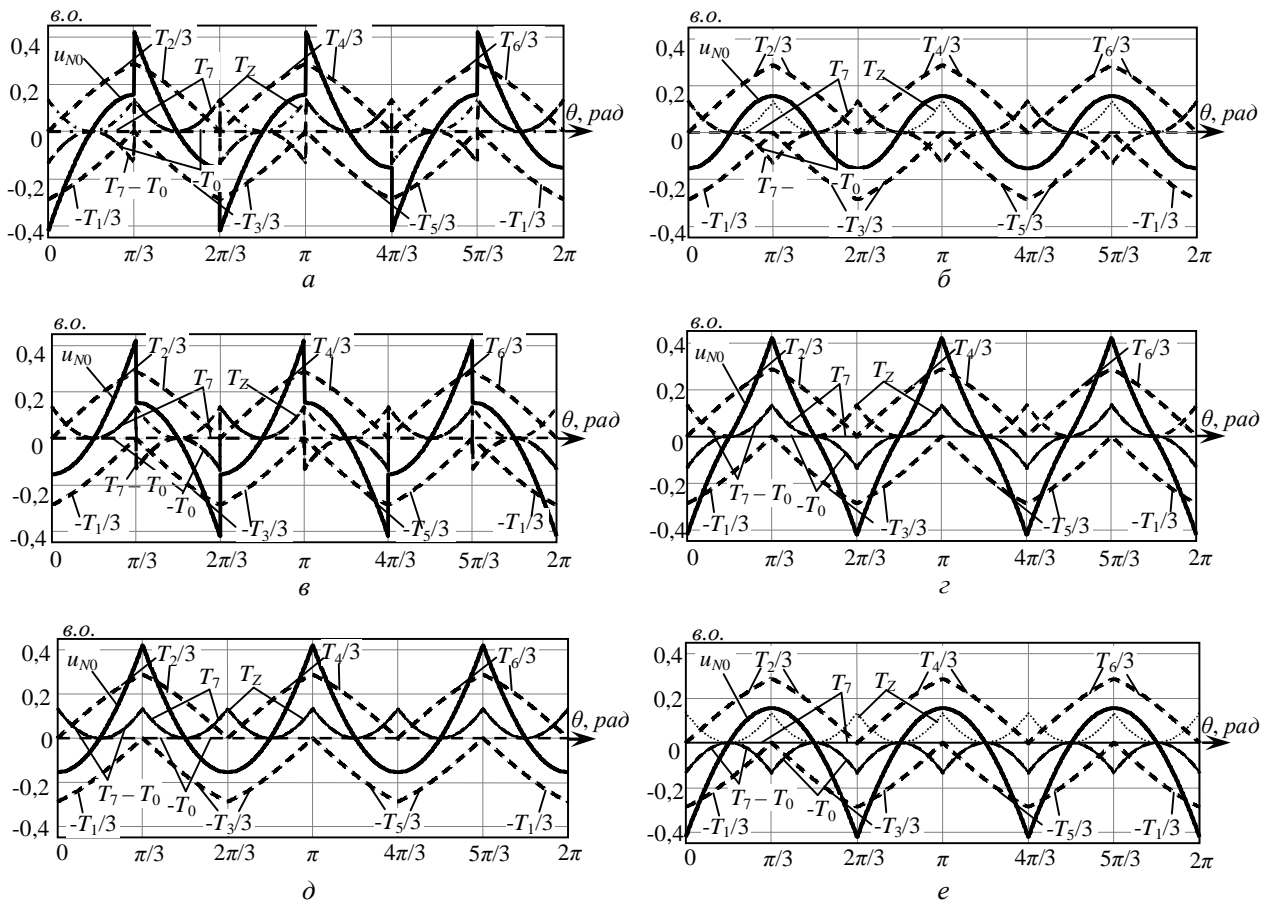


Рис. 7

який у свою чергу визначає як забезпечення максимально можливого "неспотворюючого" коефіцієнта модуляції, так і якість вихідної напруги, при цьому  $T_0 + T_7 = T_Z$ .

Часові діаграми функцій підмодуляції, що мають перервний негладкий характер, показано на рис. 7 разом зі своїми складовими при  $m = 2/\sqrt{3}$  (а) – ПШІМ0, (б) – ПШІМ1, (в) – ПШІМ2, (г) – ПШІМ3, (д) – ПШІММАКС, (е) – ПШІММІН [4].

На рис. 8 показано функції підмодуляції ВШІМ (а) і неперервна функція (НШІМ) (б) разом зі своїми складовими. Функції НШІМ відрізняються від перервних функцій (ПШІМ) тим, що вони носять гармонічний характер, їх частота дорівнює потроєній частоті сигналів завдання вихідної напруги. Фізичне пояснення перервних і неперервних методів модуляції полягає у тому, що при застосуванні ПШІМ на періоді вихідної напруги чергуються сектори, у яких використовується тільки один з нульових стаціонарних станів ( $S_0$  або  $S_7$ ), а при застосуванні НШІМ і ВШІМ на кожному циклі модуляції використовуються обидва стани  $S_0$  і  $S_7$  [4].

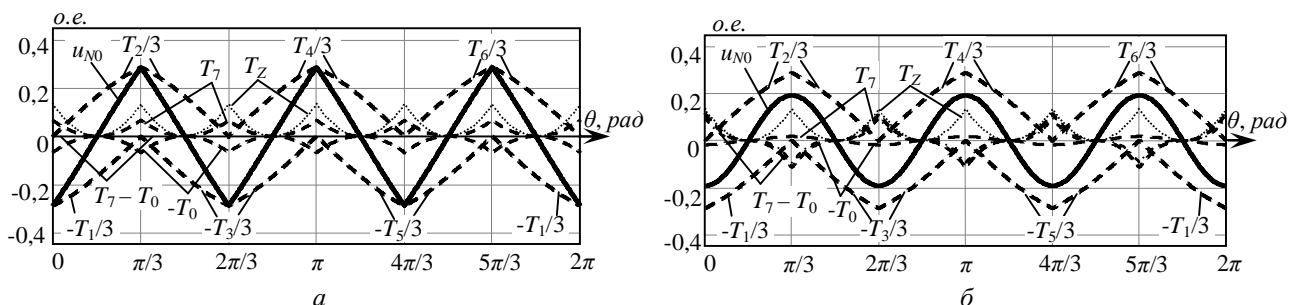


Рис. 8



Потрібно відзначити, що серед методів ПШІМ є два методи, при застосуванні яких використовується тільки один стаціонарний стан ключів –  $S_7$  для методу ПШІММАКС (рис. 7 д) і  $S_0$  для методу ПШІММІН (рис. 7 е).

Визначимо величину пульсацій моменту АД при використанні для керування АІН неперервних, перервних модуляційних функцій і функції ВШІМ.

Стандартна модель асинхронної машини з короткозамкненим ротором задана такою системою диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{1}{J} \left[ \left( \frac{3 L_m}{2 L_2} p_n \right) (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) - M_c \right]; \\ \dot{i}_{1a} = -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta \omega p_n \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}; \\ \dot{i}_{1b} = -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta \omega p_n \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}; \\ \dot{\psi}_{2a} = -\alpha \psi_{2a} - \omega p_n \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}; \\ \dot{\psi}_{2b} = -\alpha \psi_{2b} + \omega p_n \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}, \end{cases} \quad (3)$$

де  $i_{1a}, i_{1b}, u_{1a}, u_{1b}, \psi_{2a}, \psi_{2b}$  – струми, напруги статора і потокозчеплення ротора в системі координат статора ( $a$ - $b$ ) відповідно;  $\omega$  – швидкість ротора;  $J$  – момент інерції ротора;  $p_n$  – число пар полюсів;  $M_c$  – момент навантаження.

Додатні сталі, пов'язані з електричними і механічними параметрами асинхронного двигуна, визначаються так:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}; \quad \sigma = L_1 \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right); \quad \beta = \frac{L_m}{L_2}; \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta,$$

де  $R_1, R_2, L_1, L_2$  – опори та індуктивності статора/ротора;  $L_m$  – індуктивність кола намагнічування.

Момент двигуна задається виразом

$$M = \left( \frac{3 L_m}{2 L_2} p_n \right) (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}). \quad (4)$$

Коефіцієнти виразу (3) визначаються як

$$u_{1a} = u_a, \quad u_{1b} = \frac{1}{\sqrt{3}} u_b - \frac{1}{\sqrt{3}} u_c,$$

де  $u_a, u_b, u_c$  – відповідні фазні напруги статора, які в ідеальному випадку можуть бути задані симетричною системою трифазних напруг  $u_a = U_m \cos(\omega_o t)$ ;  $u_b = U_m \cos(\omega_o t - \phi)$ ;  $u_c = U_m \cos(\omega_o t - 2\phi)$ , де  $\omega_o$  – кутова частота вихідної напруги АІН,  $\phi = 2\pi/3$ .

Для дослідження вибираємо наступну процедуру тестування: прямий пуск при чисто синусоїдальних формах напруг; витримка часу для завершення перехідних процесів; відпрацювання навантаження; перехід від синусоїдальних кривих напруг до ШІМ-послідовностей, заданих різними методами модуляції.

Протабулюємо криві моменту  $M$  на  $N+1$  інтервалів на періоді вихідної частоти, тоді середнє значення моменту можна отримати з виразу

$$M_{cp.} = \frac{1}{N+1} \sum_{i=0}^N M_{Hi}, \quad (5)$$

де  $i$  – порядковий номер інтервалу табуляції;  $M_H$  – миттєве значення моменту в точці табуляції.

Середнє значення пульсацій моменту отримуємо з виразу

$$M_{n. cp.} = \frac{1}{N+1} \sum_{i=0}^N |M_{Hi} - M_{cp.}|. \quad (6)$$

Амплітуда пульсацій на періоді визначається так:

$$M_{n. ампл.} = \frac{M_{i_{max}} - M_{i_{min}}}{2}, \quad (7)$$

де  $M_{i_{max}}$  – максимальне значення моменту;  $M_{i_{min}}$  – мінімальне значення моменту.

Для дослідження використано АД потужністю 2,2 кВт з наступними параметрами:  $p_n = 2$ ,  $R_1 = 3,2$  Ом,  $R_2 = 2,5$  Ом,  $L_1 = 0,28$  Гн,  $L_2 = 0,28$  Гн,  $L_m = 0,271$  Гн,  $J = 0,015$  кгм<sup>2</sup>,  $M_H = 15$  Нм.

Використовуючи класифікацію методів ШІМ [4], визначимо значення пульсацій електромагнітного моменту АД з наведеними вище параметрами для таких варіантів ШІМ: НШІМ1/6 (неперервна ШІМ зі співвідношенням амплітуди функції підмодуляції та

Таблиця 3

Методи ШІМ	$m=2/\sqrt{3}$		$m=1$	
	$M_{n. ср.}$ , Нм	$M_{n. ампл.}$ , Нм	$M_{n. ср.}$ , Нм	$M_{n. ампл.}$ , Нм
НШІМ1/6	0,146	0,538	0,181	0,555
ВШІМ	0,118	0,413	0,173	0,483
ПШІМ0	0,545	1,579	0,740	2,217
ПШІМ1	0,187	0,615	0,453	1,292
ПШІМ2	0,538	1,635	0,778	2,324
ПШІМ3	0,120	0,674	0,463	1,447
ПШІММАКС	0,150	0,615	0,293	0,835
ПШІММІН	0,150	0,615	0,293	0,835

амплітуди сигналу завдання вихідної напруги, що дорівнює  $1/6$  –  $u_{a0} = m[\cos\theta - (1/6)\cos3\theta]$ , ВШІМ (векторна широтно-імпульсна модуляція, для якої  $T_0=T_7$  на кожному циклі модуляції), ПШІМ0, ПШІМ1, ПШІМ2, ПШІМ3, ПШІММАКС, ПШІММІН (перервні функції підмодуляції, математичний опис яких носить поінтервальний характер на періоді вихідної напруги). Отримані значення пульсацій зведено в табл. 3.

На рис. 9–15 наведено часові діаграми електромагнітного моменту АД при керуванні від АІН із застосуванням деяких

згіданих методів ШІМ: на рис. 9 – для алгоритму ВШІМ при  $M_{cp.} = 15,00$  Нм,  $f_{ШІМ} = 5$  кГц: *a* –  $m=2/\sqrt{3}$ ; *б* –  $m=1$ ; на рис. 10 – для алгоритму НШІМ1/6 за тих же умов. На рис. 11 показано криві швидкості й моменту АД. На рис. 12 наведено діаграми моменту для методу НШІМ1/6 при  $m=1$  і різних частотах ШІМ: *a* – 2,5 кГц; *б* – 5 кГц; *в* – 10 кГц. На рис. 13 показано часові діаграми моменту АД для алгоритму ПШІМ0: *a* –  $m=2/\sqrt{3}$ ; *б* –  $m=1$ ; на рис. 14 – для алгоритму ПШІМ3: *a* –  $m=2/\sqrt{3}$ ; *б* –  $m=1$ ; на рис. 15 – для алгоритму ПШІММАКС: *a* –  $m=2/\sqrt{3}$ ; *б* –  $m=1$ .

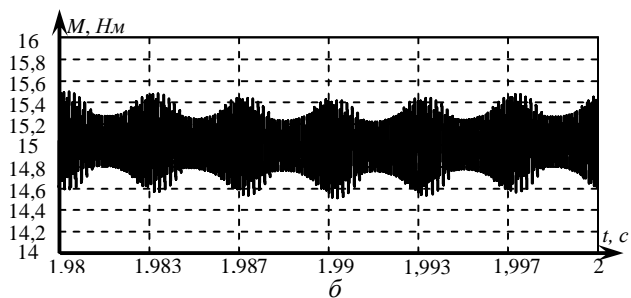
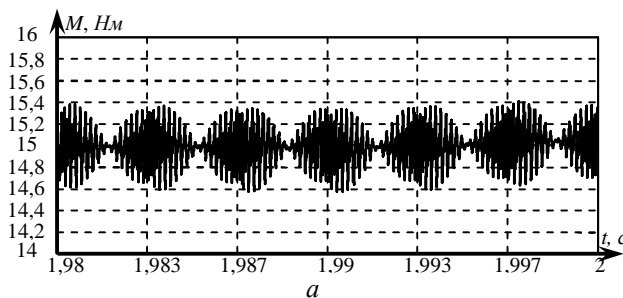


Рис. 9

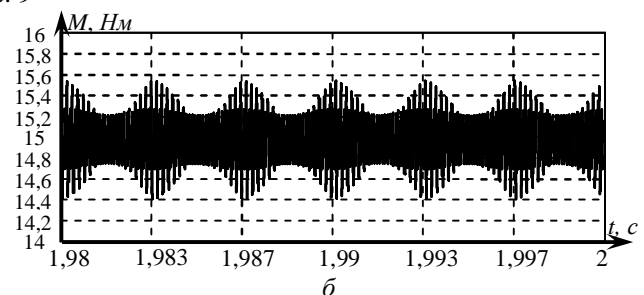
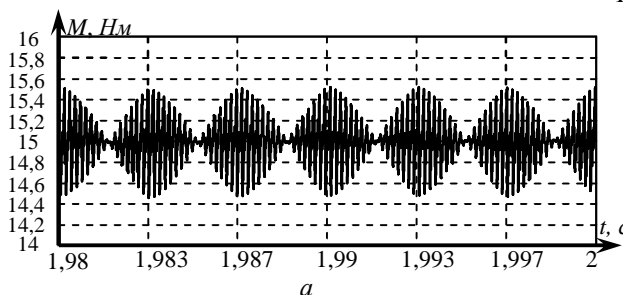


Рис. 10

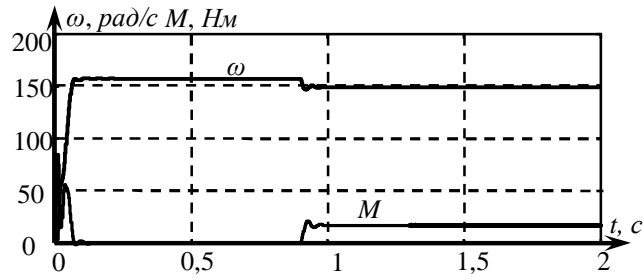


Рис. 11

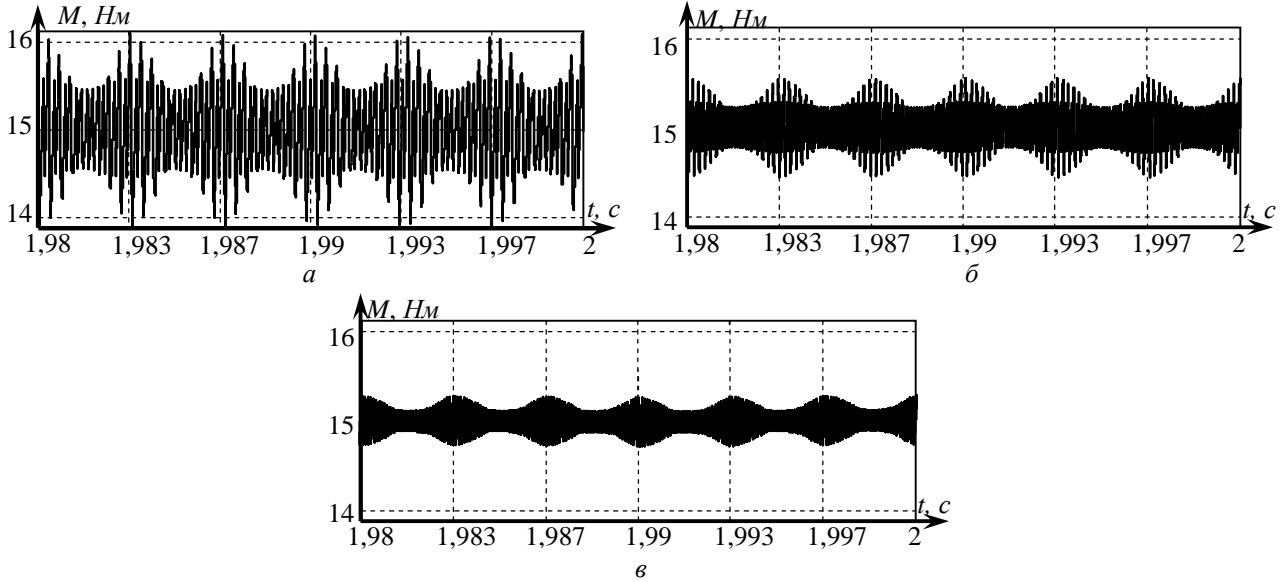


Рис. 12

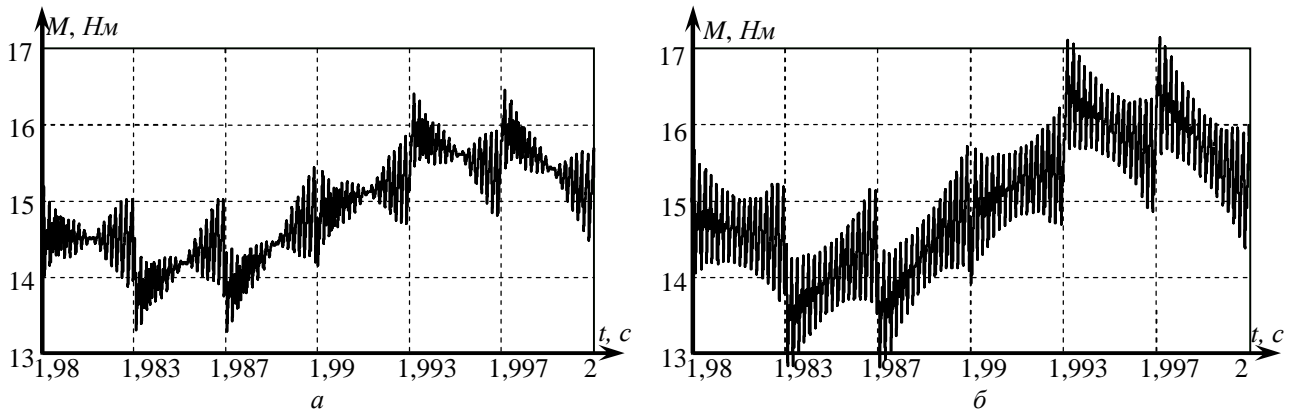


Рис. 13

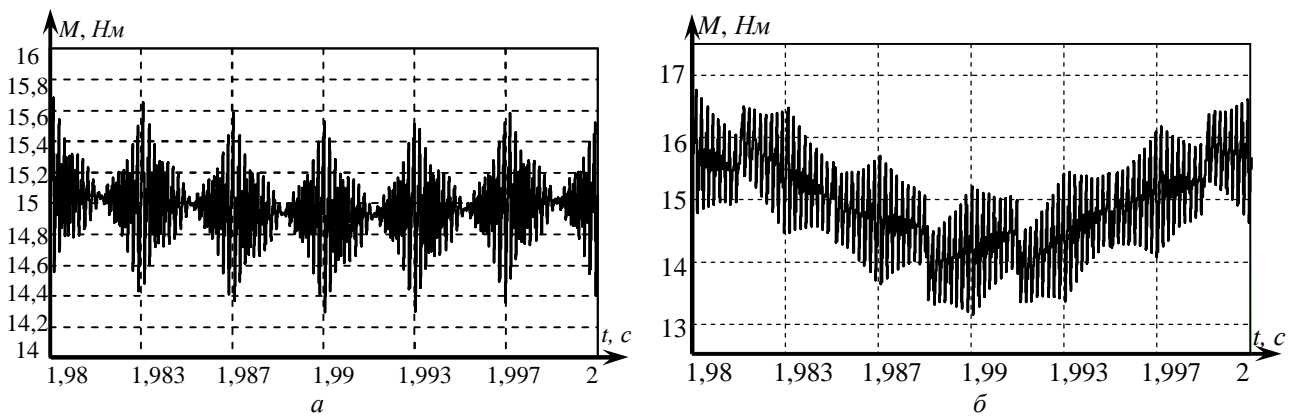


Рис. 14

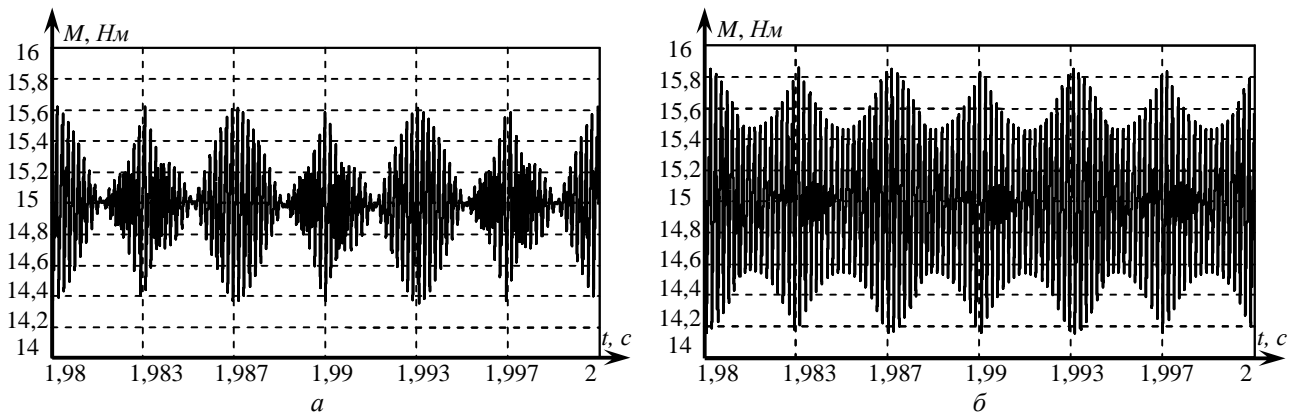


Рис. 15

Аналізуючи часові діаграми пульсацій електромагнітного моменту та числові значення пульсацій моменту з табл. 3, можна зробити висновок, що найменші значення пульсацій моменту (як середні, так і амплітудні) забезпечують метод ВШМ та неперервні методи модуляції. Застосування перервних методів підмодуляції в модуляційних функціях призводить до суттєвого збільшення середніх і амплітудних значень пульсацій моменту. Крім цього, застосування ПШМ-функцій призводить до збільшення в спектральному складі пульсацій моменту складових з частотою, що дорівнює  $6f_{вих}$  (де  $f_{вих}$  – вихідна частота АІН), та, найголовніше, появу складових з частотою  $f_{вих}$ . На часових діаграмах окремо наведено значення пульсацій моменту для коефіцієнта модуляції  $m=1$ , оскільки при значенні  $m=2/\sqrt{3}$  деякі перервні функції модуляції вироджуються і починають втрачати зовнішні ознаки перервності, що робить форму пульсацій моменту нехарактерною для перервних функцій.

Значення пульсацій моменту при  $m=1$  більші, ніж при  $m=2/\sqrt{3}$  для всіх варіантів модуляції. Суттєвими є показники спектрального складу пульсацій, оскільки складові з низькими частотами є особливо небажаними в спектрі пульсацій електромагнітного моменту. Значення пульсацій моменту (середні і амплітудні) зменшуються зі збільшенням частоти ШМ.

1. Акінін К.П., Антонов О.Є., Петухов І.С., Михальський В.М., Шаповал І.А., Чопик В.В. Побудова електромеханічних перетворювачів енергії підвищеної ефективності // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ. – 2010. – № 26. – С. 3–12.
2. Антонов А.Е., Петухов І.С. Потери на вихревые токи в обмотке беспазовой электрической машины // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 4. – С. 38–42.
3. Антонов А.Е., Киреев В.Г. О двух типах систем возбуждения беспазовых магнитоэлектрических двигателей // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 6. – С. 40–43.
4. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШМ // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 49–59.
5. Михальський В.М., Соболев В.М., Чопик В.В., Шаповал І.А. Визначення гармонічного складу та показників якості вихідної напруги АІН при застосуванні для широтно-імпульсної модуляції перервних модуляційних функцій // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 2. – С. 41–51.
6. Михальський В.М. Режим перемодуляції при керуванні автономним інвертором напруги з широтно-імпульсною модуляцією // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 3. – С. 33–43.
7. Михальський В.М. Широтно-імпульсна модуляція при векторному керуванні автономними інверторами напруги // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ. – 2010. – № 25. – С. 105–114.
8. Михальський В.М., Пересада С.М., Соболев В.Н., Чопик В.В., Шаповал І.А. Пульсации электромагнитного момента асинхронного двигателя при управлении от автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией // Техн. електродинаміка. Темат. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”. – 2010. – Ч.1. – С. 5–11.

УДК 621.313

А.Е. Антонов<sup>1</sup>, докт. техн. наук, В.М. Михальський<sup>2</sup>, докт. техн. наук, І.С. Петухов<sup>3</sup>, канд. техн. наук, І.А. Шаповал<sup>4</sup>, канд. техн. наук, В.В. Чопик<sup>5</sup>, вед. инж.

1–5 – Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, 03680, Киев-57, Украина

**Пути повышения эффективности электромеханических систем и полупроводниковых преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией для управления ими**

*Сжато раскрыто содержание научных исследований, которые проводились в отделе преобразования и стабилизации электромагнитных процессов ИЭД НАН Украины в 2010 году. Приведены основные научные результаты этих исследований. Библи. 8, рис. 15, табл. 3.*

**Ключевые слова:** электрическая машина магнитоэлектрического типа, преобразователь частоты, широтно-импульсная модуляция.

**O.Ye. Antonov<sup>1</sup>, V.M. Mykhalsky<sup>2</sup>, I.S. Petuhov<sup>3</sup>, I.A. Shapoval<sup>4</sup>, V.V. Chopyk<sup>5</sup>**

1–5 – Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,  
Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

**Ways to increase the effectiveness of electromechanical systems and semiconductor frequency converters with pulse-width modulation to control them**

*Content of research studies conducted in the department of transformation and stabilization of electromagnetic processes of IED NAS of Ukraine in 2010 is briefly presented. The main scientific results of these studies are reported. References 8, figures 15, tables 3.*

**Key words:** magnet type rotating electric machine, frequency converter, pulse-width modulation.

Надійшла 28.03.2011

Received 28.03.2011