

# ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 681.51/.54

А.В. Бакутін

Державний вищий навчальний заклад „Національний гірничий університет“, м. Дніпропетровськ, Україна, e-mail: leg\_10n89@mail.ru

## ВИБІР ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ ДЛЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ

A.V. Bakutin

State Higher Educational Institution “National Mining University”, Dnipropetrovsk, Ukraine, e-mail: leg\_10n89@mail.ru

## THE COMPONENT CHOICE FOR THE INDUCTION MOTOR FIELD ORIENTED CONTROL SYSTEM

**Мета.** Обґрунтування вибору елементної бази для побудови системи векторного керування асинхронним двигуном електромеханічної системи приводу головного руху металорізального верстата.

**Методика.** Вибір елементної бази виконується виходячи з аналізу вимог до обчислювальних засобів, що працюють у режимі реального часу, пристроїв формування керуючих сигналів, а також елементів силової схеми щодо практичної реалізації та забезпечення надійної роботи й відпрацювання алгоритмів керування.

**Результати.** Отримані рекомендації щодо вибору мікропроцесорного елемента, що задовольняє висунутим з боку системи векторного керування асинхронним двигуном вимогам, та математичні залежності для коректного вибору пристрою формування сигналів керування силовими ключами, а також для параметричного вибору силових ключів. Проведені експериментальні дослідження, що підтверджують достовірність результатів роботи.

**Наукова новизна.** Отримана узагальнена методика обґрунтування вибору складових частин системи векторного керування асинхронним двигуном.

**Практична значимість.** Розглянуті вимоги до мікропроцесорного пристрою зі сторони системи векторного керування за ключовими параметрами: продуктивність роботи, кількість каналів аналогово-цифрового перетворення та виходів з широтно-імпульсною модуляцією, об'ємом пам'яті даних та пам'яті програм, наявна кількість входів-виходів для забезпечення обміну інформацією між цифровою системою та оператором. Наведені параметри та математичні залежності для коректного вибору пристроїв формування сигналів керування й силових ключів, а також графіки впливу параметрів схеми на роботу силових елементів.

**Ключові слова:** мікропроцесорні пристрої, асинхронний двигун, векторне керування, драйвери силових ключів, IGBT транзистор

**Вступ.** Високі вимоги до сучасних систем електроприводу можуть бути забезпечені лише за допомогою потужної мікропроцесорної системи керування та сучасної силової електроніки. Більшість типів електромеханічних систем (насоси, вентилятори, компресори тощо) вимагають відносно невеликий діапазон регулювання швидкості до 1:10, 1:20 та відносно низьку швидкодію, для чого достатнім є використання скалярного керування [1]. Натомість системи з широким діапазоном регулювання вихідних координат, швидкодіючий привід верстатів, роботів вимагає використання векторних систем керування. Ускладнення структури керування приводом призводить до необхідності застосування мікропроцесорів з підвищеною продуктивністю та спеціальними периферійними пристроями для оптимального сполучення з силовими інверторами та датчиками зворотних зв'язків [2].

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Вибір елементної бази є важливим етапом на шляху до практичної реалізації розроблених алгоритмів керування електромеханічними системами. До основних елементів системи керування електропривода належать мікропроцесорні засоби [3], що відповідають за відпрацювання механізмом заданих алгоритмів роботи з необхідною якістю протікання електромеханічних процесів, пристрої формування сигналів керування [4], що відповідають за узгодження роботи інформаційної та силової частин системи, та силовий модуль [5], що виконує передачу напруги та струму необхідної форми на двигун.

**Виклад основного матеріалу.** Векторне керування дозволяє досягти таких регульованих властивостей приводу з асинхронним двигуном (АД), як і у приводі з двигуном постійного струму (ДПС), і навіть перевищити їх. При векторному керуванні двигун описується просторовими векторами в системі координат, що орі-

ентована за вектором потокозчеплення ротора. Вихідними координатами електромагнітної частини є потокозчеплення ротора та електромагнітний момент, що визначаються проекціями струму статора на координатні вісі незалежно одна від одної. Унаслідок цього структура АД має вигляд, що аналогічний структурі ДПС з незалежним збудженням. Системи векторного керування можна розділити на системи з прямою та опосередкованою орієнтацією щодо магнітного поля. До систем з прямою орієнтацією належать ті, в яких виконується безпосереднє вимірювання магнітного потоку за допомогою датчиків, та ті, в яких магнітний потік розраховується за допомогою математичної моделі двигуна. До систем опосередкованої орієнтації відносяться системи, в яких потік формується завданням інших змінних. Розроблювана система керування використовує пряму орієнтацію за магнітним потоком, що розраховується в математичній моделі двигуна.

При побудові системи керування необхідно контролювати дійсну швидкість двигуна. У більшості випадків її вимірювання здійснюється за допомогою обертових датчиків швидкості, що розташовуються на валу двигуна та є пристроями, що сумісно з електронним блоком перетворюють механічну величину – швидкість – в аналоговий або дискретний електричний сигнал, пропорційний вимірюваній величині [6]. Останнім часом спостерігається тенденція, що спрямована на відмову від використання обертових перетво-

рювачів в електроприводі як постійного, так і змінного струму, що торкнулось і датчиків швидкості. Це призвело до розробки методів бездатчикового вимірювання швидкості, за яких вимірювана величина визначається опосередковано через легкодоступні вимірюванню електричні змінні, що вимірюються також для інших цілей. Такими величинами є напруга живлення та струм обмоток статора. Такий підхід означає передачу системі керування функцій, що раніше виконувались обертовим датчиком. Це призводить до її ускладнення, проте, при виконанні системи керування на мікропроцесорній основі, таке ускладнення не призводить до суттєвого підвищення вартості привода, тим паче, що при цьому виникає ще один позитивний момент – немає необхідності у з'єднувальних провідниках між датчиком швидкості та системою керування, яка може знаходитись на значній відстані від датчика та двигуна. Бездатчикове визначення швидкості може виконуватися з використанням різних методів, складність яких у значній мірі залежить від необхідного діапазону регулювання привода та вимог до точності визначення швидкості. До основи алгоритмів визначення швидкості покладена векторна система рівнянь асинхронного двигуна в нерухомій системі координат. У розроблюваній системі (рис. 1) використовується варіант визначення швидкості за допомогою величин, що записані в обертовій системі координат [7].

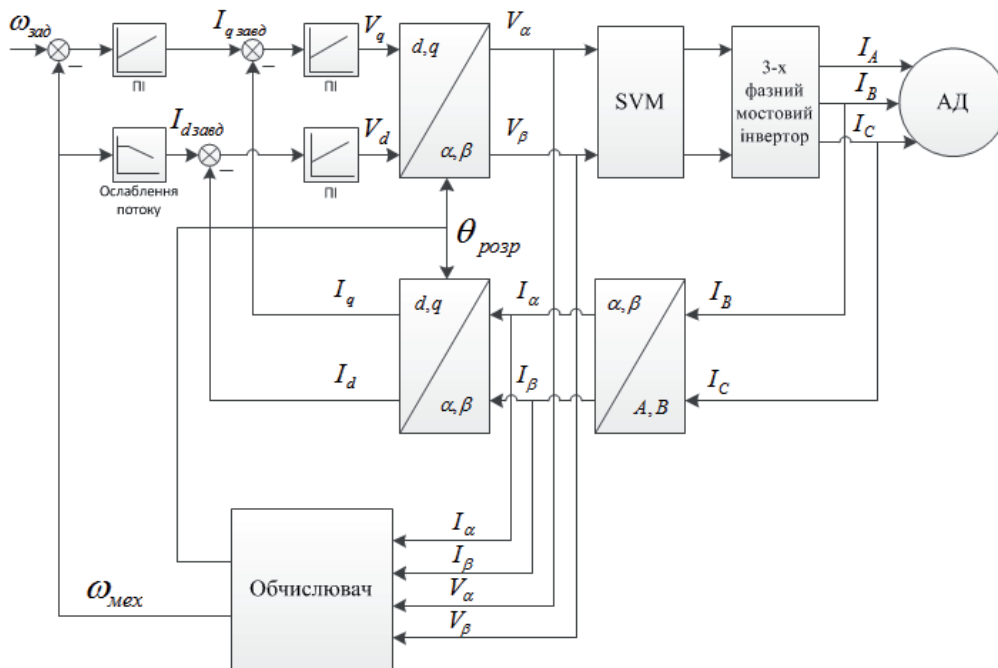


Рис. 1. Структурна схема розроблюваної векторної системи керування АД:  $\omega_{зад}$  – завдання на швидкість двигуна;  $I_{d\text{завд}}, I_{q\text{завд}}$  – завдання на проекції струму статора за вісями  $d$  та  $q$ ;  $V_d, V_q$  – завдання на проекції напруги за вісями  $d$  та  $q$ ;  $V_\alpha, V_\beta$  – завдання на проекції напруги за вісями  $\alpha$  та  $\beta$ ; SVM – блок формування імпульсів керування силовими ключами інвертора за принципом просторово-векторної модуляції;  $I_A, I_B, I_C$  – фазні струми обмотки статора двигуна;  $I_\alpha, I_\beta$  – проекції струму статора за вісями  $\alpha$  та  $\beta$ ;  $I_d, I_q$  – проекції струму статора за вісями  $d$  та  $q$ ;  $\omega_{мех}$  – механічна швидкість двигуна;  $\theta_{розр}$  – розраховане значення кутового положення ротора асинхронного двигуна

При підключенні асинхронного двигуна безпосередньо до мережі він буде працювати лише на природній механічній характеристиці, а швидкість буде змінюватися тільки зі зміною моменту навантаження в незначних межах. Через це, для регулювання частоти обертання двигунів використовується живлення відсилових інверторів струму або напруги. Найбільш поширеною є схема інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією. При цьому інвертор виконується за трифазною мостовою схемою, на вхід якої подається стала напруга від некерovanого випрямляча, а регулювання вихідної напруги здійснюється за рахунок широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Від системи керування електроприводом вимагається формування сигналів керування на відкривання та закривання силових повністю керованих ключів інвертора, для чого мікроконтролер повинен мати шість каналів ШІМ, по одному на кожний силовий ключ. Важливою вимогою для запобігання короткого замикання в інверторі напруги, що може виникнути за протікання струму через ключі одного плеча, є фазовий зсув сигналів керування силових ключів, за рахунок чого один ключ встигає зачинитись, а вже потім починає відкриватись інший. Це призводить до появи так званої мертвої паузи під час комутації силових ключів. З огляду на це, мікроконтролер повинен забезпечувати безімпульсну паузу з програмованою тривалістю між сигналами керування за каналами ШІМ.

Для розрахунку дійсного положення ротора та швидкості двигуна система керування повинна мати інформацію про фазні струми та напруги двигуна. Для вимірювання струму до кожної фазної обмотки двигуна вмикається датчик струму, сигнал з якого після попереднього підсилення до належного рівня подається на аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) мікроконтролера. Через те, що рівень вихідної напруги інвертора напруги з ШІМ змінюється не шляхом регулювання його вхідної напруги, а шляхом зміни тривалості вмикання ключів при незмінній напрузі живлення, миттєва вихідна напруга має прямокутний характер, а середня за період напруга на навантаженні змінюється синусоїдно. Через це вимірювання миттєвої вихідної напруги інвертора напруги з ШІМ не є доцільним. В якості сигналу зворотного зв'язку за напругою можна використовувати сигнал завдання на вихідну напругу інвертора в нерухомих координатах. Тому для вимірювання миттєвих значень струму та напруги в обмотках двигуна необхідно щоб мікроконтролер мав 3 канали АЦП. Для визначення необхідної розрядності АЦП слід мати на увазі також і точність, що може забезпечити обраний для вимірювання датчик струму. Виконаємо розрахунок дискретності аналогово-цифрового перетворення [8] для діапазону вимірюваного струму  $\pm 7,5$  А, чутливості датчика струму  $0,1$  мВ/А та 10 розрядного АЦП з максимальною вхідною напругою  $3,3$  В

$$N_{\text{АЦП}} = I \cdot k_{\text{дс}} \cdot k_{\text{АЦП}}$$

де  $N_{\text{АЦП}}$  – дискретність аналогово-цифрового перетворення, А/розряд;  $I$  – діапазон вимірюваного струму, А;  $k_{\text{дс}}$  – коефіцієнт перетворення датчика струму, А/В;

$k_{\text{АЦП}}$  – коефіцієнт перетворення АЦП мікроконтролера, В/розряд.

Для обраних даних отримуємо, А/розряд

$$N_{\text{АЦП}} = 15 \cdot 0,667 \cdot 0,0032 = 0,032.$$

З урахуванням того, що точність вимірювання самого датчика струму складає  $\pm 2,1\%$ , тобто  $\pm 0,132$  А, 10 розрядного каналу АЦП буде достатньо для забезпечення аналогово-цифрового перетворення із заданою точністю.

Розглянемо необхідну кількість входів та виходів, що повинен мати мікроконтролер для забезпечення всіх запланованих функціональних можливостей системи керування асинхронним двигуном. Перш за все слід передбачити входи керування системою:

- для запуску програми на виконання;
- для зупинки системи;
- вибір напрямку обертання;
- для дискретного збільшення завдання на швидкість;
- для дискретного зменшення завдання на швидкість;
- для плавної зміни завдання на швидкість.

Останній вхід необхідно виконувати як аналоговий, тобто необхідно виконувати аналогово-цифрове перетворення. Причому розрядність АЦП напряму впливає на діапазон зміни завдання на швидкість, так для 10-ти розрядного АЦП це 1024, а для 12-ти розрядного – 4096. Крім цього слід передбачити індикацію роботи системи керування. Для цього необхідно мати такі виходи:

- індикація рівня напруги ланки постійного струму;
- індикація руху вперед;
- індикація руху назад;
- індикація пуску системи;
- індикація зупинки системи;
- індикація виникнення помилки в ході роботи системи керування.

Для захисту системи при аварійних режимах роботи необхідно також контролювати напругу та струм у ланці постійного струму, для чого необхідно задіяти ще два входи, які налаштовуються як АЦП, щоб контролювати максимальне або мінімальне значення вимірюваних параметрів.

Зі структурної схеми видно, що для роботи системи векторного керування асинхронним двигуном з розрахунком швидкості та магнітного потоку ротора й статора за допомогою математичної моделі двигуна необхідне виконання значної кількості обчислень, у тому числі перетворення, пов'язані з багаторазовим переходом до різних систем координат: від трифазної оберткової системи до двофазної нерухомих, а потім до двофазної оберткової, що орієнтована за магнітним потоком ротора та обертається синхронно з ним, та відповідні зворотні перетворення. Це вимагає великої продуктивності роботи мікроконтролера – виконання 20–40 мільйонів інструкцій за секунду. Як показує практика та досвід подібних розробок, для належного виконання всіх операцій може знадобитись до 512 байт оперативної пам'яті для зберігання сталих величин, проміжних розрахунків та таблиць відповідності для тригонометричних функцій, а для зберігання програмного коду до 5 кбайт пам'яті програм.

На основі висунутих розроблюваною системою вимог до мікропроцесорної системи був здійснений вибір мікроконтролера dsPIC33FJ32MC204 фірми Microchip з наступними параметрами:

- напруга живлення 3,3В;
- продуктивність роботи до 40 мільйонів інструкцій за секунду;
- розрядність процесора 16 біт;
- 44 ніжки;
- 8 каналів ШІМ з програмованою мертвою зоною;
- 9 каналів 10-ти або 12-ти розрядного АЦП;
- 32 кбайт пам'яті програм;
- 2 кбайт пам'яті даних.

Розглянемо вимоги, що висуваються до елементів силової частини системи електропривода та керування силовими елементами. Першочерговий вибір силових ключів виконується за визначеною напругою запирання елементів, що обирається з урахуванням схеми випрямлення, значення лінійної напруги живлення випрямляча або випрямленої напруги (таблиця), причому слід не допускати досягнення напруги на ключі максимального значення напруги запирання з урахуванням можливих перенапруг на ключі (рис. 2) [5]

$$U_{CEmax} \leq U_{CE} - \frac{0.8L_{\sigma}I_{Cmax}}{t_B}$$

де  $L_{\sigma}$  – сумарне значення паразитних індуктивностей кола комутації;  $t_B$  – час спадання максимального струму колектора  $I_{Cmax}$ .

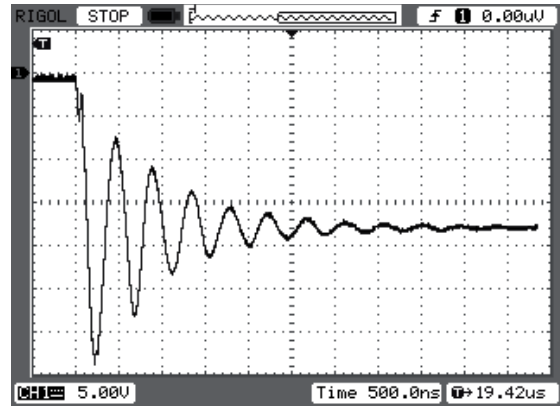


Рис. 2. Осцилограма комутації напруги 18 В зі значним рівнем перенапруги

Таблиця

Параметри схем випрямлення напруги для вибору силових ключів

$U_{л}, В$	Схема випрямлення	$U_d, В$	$U_{CES}, В$
125	1-ф мостова	110	200
200...246	1-ф мостова	180...221	500, 600
400...480	3-ф мостова	540...648	1200
575...690	3-ф мостова	777...932	1700

Вихідний струм силового пристрою обмежується балансом втрат потужності у силових ключах, а також можливим рівнем розсіювання тепла від кожного елемента через систему охолодження до холодоагенту. Крім того, втрати потужності на перемикання зростають пропорційно частоті комутації ключів, тому вони обмежують її максимальне значення. Іншими обмежувачими факторами є час затримки на відкривання та запирання силових ключів, час відновлення зустрічно-паралельного діода, значення потужності сигналу керування, що зростає пропорційно до частоти, мінімальний час наростання та спадання сигналу керування, а також час на перезарядку снаберів, за допомогою яких зменшують перенапругу на силових ключах.

Дослідження характеристик перемикання силового ключа виконаємо на прикладі IGBT транзистора, схема заміщення (рис. 3) якого складається з відповідних ємностей переходів між базою, колектором та емітером  $C_{ge}$ ,  $C_{gc}$  та  $C_{ce}$ , джерела напруги керування силовим ключем  $U_{GG}$ , активного опору в колі бази  $R_g$ , джерела струму  $I_L$ , що відповідає струму активно-індуктивного навантаження, джерела струму, що відповідає струму колектора транзистора, та зустрічно-паралельного діода  $D_f$  [9].

Розглянемо перехідні процеси відкривання силового ключа при ступінчастому змінненні напруги керування  $U_{GG}$ . На першому етапі відбувається зростання напруги

база-емітер від нуля до напруги зміщення  $U_{GE(th)}$ , при цьому струм протікає через ємності  $C_{ge}$  та  $C_{gc}$ .

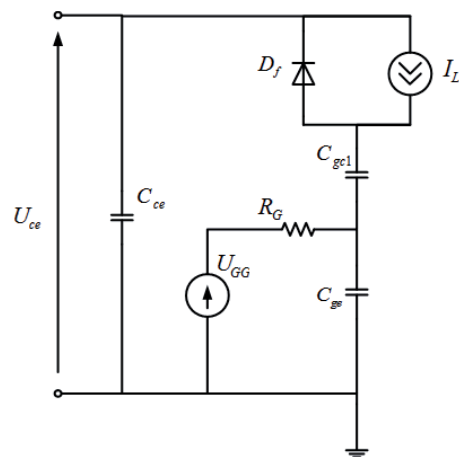


Рис. 3. Еквівалентна схема IGBT транзистора:  $U_{ce}$  – напруга колектор-емітер транзистора;  $C_{ge}$  – ємність переходу база-емітер;  $C_{gc}$  – ємність переходу база-колектор;  $C_{ce}$  – ємність переходу колектор-емітер;  $U_{GG}$  – напруга керування транзистором;  $I_L$  – струм активно-індуктивного навантаження;  $D_f$  – зустрічно-паралельний діод;  $R_g$  – значення активного опору кола бази

Після досягнення напругою база-емітер значення напруги зміщення вона продовжує зростати разом зі збільшенням струму колектора у відповідності до передатної характеристики силового ключа, що наводиться в паспортних даних, по експоненціальній кривій зі сталою часу  $\tau_1 = R_g(C_{ge} + C_{gc1})$ . Напруга колектор-емітер залишається постійною та рівною прикладеній до транзистора напрузі до поки струм колектора ключа буде меншим за струм навантаження, при цьому зустрічно-паралельний діод знаходиться у відкритому стані. Після того, як транзистор починає проводити повний струм навантаження, діод закривається, а значення напруги база-емітер лишається зафіксованим на рівні  $U_{GE,IL}$ , що необхідний для підтримання струму ключа  $i_{ce} = I_L$ , при цьому струм бази

$$I_G = \frac{U_{GG} - U_{GE,IL}}{R_G}$$

протікає тільки через ємність  $C_{gc}$ , що зумовлює зменшення напруги колектор-емітер

$$\frac{dU_{ce}}{dt} = \frac{i_G}{C_{gc}} = \frac{U_{GG} - U_{GE,IL}}{C_{gc}}$$

Зменшення напруги колектор-емітер відбувається у два етапи: перший відноситься до активної області роботи ключа, де  $C_{gc} = C_{gc1}$ , а другий етап пов'язаний з переходом транзистора до омичної області, де  $C_{gc} = C_{gc2}$ . Після того як напруга колектор-емітер зменшується до значення відкритого стану, напруга база-емітер продовжує експоненціально зростати до рівня прикладеної напруги керування  $U_{GG}$  зі сталою часу  $\tau_2 = R_g(C_{ge} + C_{gc2})$  з одночасним зниженням струму бази до нульового рівня. Розрахунок перехідних процесів відкривання силового ключа (рис. 4) виконано для IGBT-транзистора IRG4PC30UD за умови, що струм навантаження  $I_L = 5$  А, сигнал керування подається ступінчасто до рівня 15 В, а до кола бази ввімкнено активний опір  $R_g = 8$  Ом.

Зміна швидкості перезаряду ємності бази силового ключа визначає його характеристику перемикачів та може контролюватися за допомогою активного опору каналу керування, напруги та струму сигналу керування. Найбільш розповсюдженим методом керування силовим ключем є використання активного опору, або двох опорів, для відкривання та запирання відповідно у колі бази. При цьому швидкість та час перемикачів регулюються значенням опору  $R_g$ : зі зменшенням опору швидкість перемикачів підвищується (рис.5). З осцилограм видно, що за більшого значення опору  $R_g$  криві напруги мають характерне затягування процесу перемикачів, що зникає з його зменшенням. Проте при зменшенні значення опору необхідно враховувати можливий рівень перенапруги на силовому ключі в результаті наявності паразитних індуктивностей та швидкої зміни значення струму колектора. Тому значення опору в колі бази має забезпечувати оптимальні характеристики перемикачів по відношенню до втрат потужності в силовому ключі та обмеження рівня перенапруги. За допомогою керування силовим ключем, шляхом

подачі на базу напруги із заданою зміною  $dv/dt$ , досягається мінімізація часу комутації та низького рівня перенапруг (рис. 6). Водночас це вимагає значних значень напруги та струму драйвера протягом усього процесу перемикачів, та крім того драйвер повинен мати більш складну топологію та вартість порівняно з системою на основі активного опору бази. Компромісне рішення можливе шляхом поєднання опору та керування напругою, наприклад, драйвер з динамічною системою керування.

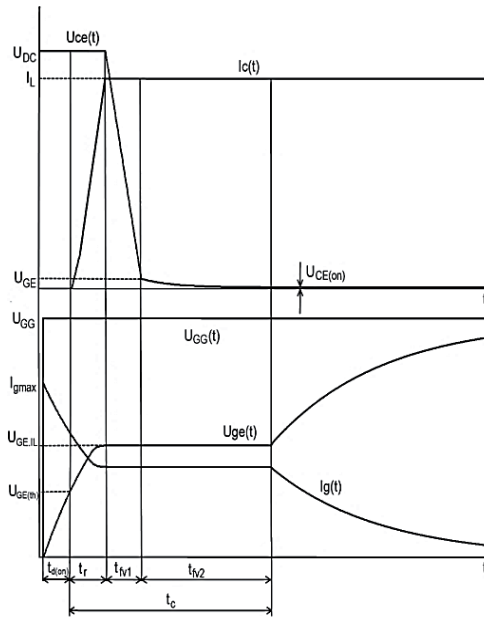


Рис. 4. Графіки перехідних процесів відкривання силового ключа:  $I_g(t)$  – функція струму бази транзистора;  $I_c(t)$  – функція струму колектора транзистора;  $U_{ge}(t)$  – функція напруги база-емітер транзистора;  $t_{d(on)}$  – час, за який напруга база-емітер досягає значення напруги зміщення;  $t_r$  – час, за який струм колектора сягає значення струму навантаження;  $t_{fv1}$  – час спадання напруги в межах активної області роботи транзистора;  $t_{fv2}$  – час переходу до омичної області роботи транзистора;  $t_c$  – загальний час комутації транзистора

Важливим елементом зв'язку між мікроконтролером та силовим модулем є драйвер силових ключів, що повинен забезпечити надійне та швидке відкривання та запирання силового елемента. Максимальна вихідна напруга драйвера обмежується значенням ізоляції бази силового ключа, що для сучасних елементів становить 20 В. Необхідна вихідна потужність драйвера  $P_g$  розраховується на основі значення сумарного заряду бази  $Q_G$  та частоти комутації  $f_{ком}$  [5]

$$P_g = (U_{GG+} + |U_{GG-}|)Q_G f_{ком}$$

де  $U_{GG+}$  – напруга бази при відкриванні силового ключа, В;  $U_{GG-}$  – напруга бази при запиранні силового ключа, В.

Середній струм бази можна розрахувати наступним чином

$$I_g = k_c C_{ies} (U_{GG+} + |U_{GG-}|) f_{ком}$$

де  $k_c$  – коефіцієнт ємності бази силового ключа;  $C_{ies}$  – вхідна ємність силового ключа, Ф.

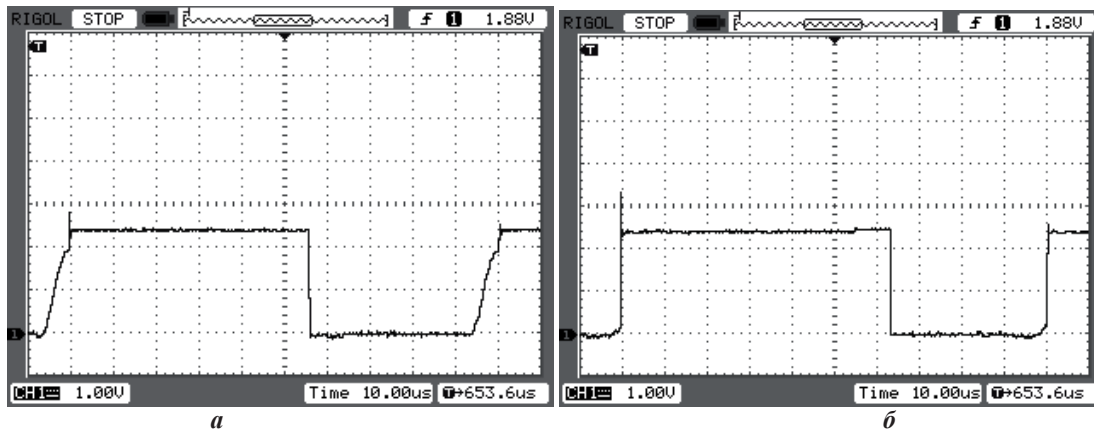


Рис. 5. Осцилограми запирання силового ключа за різних значень опору  $R_g$ : а –  $R_g = 20 \text{ Ом}$ ; б –  $R_g = 8 \text{ Ом}$

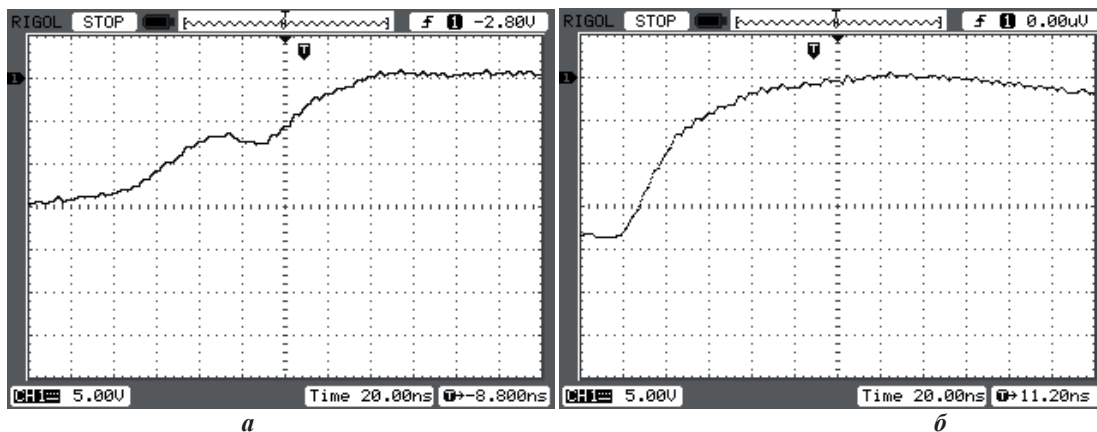


Рис. 6. Осцилограми запирання силового ключа: а – зі ступінчастою зміною сигналу керування; б – при керуванні із заданою зміною  $dv/dt$

Крім того необхідно враховувати значення максимально можливого струму бази, досягнення якого може призвести до виходу драйвера з ладу. Розрахунок максимального струму бази виконується з урахуванням значення внутрішнього опору силового ключа  $R_{gвн}$  [5]

$$I_{gmax} = \frac{U_{GG+} + |U_{GG-}|}{R_g + R_{gвн}}$$

Тому при виборі необхідного драйвера силових ключів слід брати до уваги можливість забезпечення необхідного вихідного струму, при цьому середній струм драйвера не повинен перевищувати максимально можливого, розраховане пікове значення струму повинне бути меншим за максимально можливе, вихідні ємності драйвера повинні забезпечити необхідний рівень заряду та розряду бази силового ключа.

**Висновки.** Наведені рекомендації щодо вибору мікропроцесорного елемента, що задовольняє висунутим з боку системи векторного керування асинхронним двигуном вимогам, та математичні залежності для коректного вибору пристрою формування сигналів ке-

рування силовими ключами, а також для параметричного вибору силових ключів, можуть широко використовуватися для практичної реалізації теоретичних досліджень керування асинхронними двигунами.

**Список літератури / Reference**

1. Бешта О.С. Використання регульованого електропривода в задачах підвищення енергоефективності технологічних процесів / О.С. Бешта // Науковий вісник НГУ. – 2012. – №4. – С. 98–108.
2. Beshta, O.S. (2012), “Electric drive adjustment for improvement of energy efficiency of technological processes”, *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, no. 4, pp. 98–108.
3. Алексеев К.В. Микроконтроллерное управление электроприводом / К.В. Алексеев, К.А. Палагута. – М.: МГИУ, 2008. – 298 с.
4. Alekseyev, K.V. (2008), *Mikrokontrollernoye upravleniye elektropriivodom* [Microcontroller Electric Drive Control], MGIU, Moscow, Russian Federation.
5. Клиначев Н.В. Цифровые управляющие системы для электропривода [Электронный ресурс] / Клиначев

чев Н.В. – Код доступу: [www.model.exponenta.ru/k2/Jigrein/dcs\\_knv.htm](http://www.model.exponenta.ru/k2/Jigrein/dcs_knv.htm)

Klinachev, N.V. (2011), “Digital control systems for electric drive”, available at: [www.model.exponenta.ru/k2/Jigrein/dcs\\_knv.htm](http://www.model.exponenta.ru/k2/Jigrein/dcs_knv.htm)

4. Hermwille, M. (2007), “IGBT Driver Calculation”, Application Note AN-7004, SEMIKRON.

5. Wintrich, A., Nicolai, U. and Tursky, W. (2011), *Application Manual Power Modules*, ISLE.

6. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Соколовский Г.Г. – М.: Academia, 2006. – 266 с.

Sokolovskiy, G.G. (2006), *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniyem* [Frequency Controlled AC Electric Drives], Academia, Moscow, Russian Federation.

7. Bose, Bimal K. (2001), *Modern Power Electronics And AC Drives*, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River.

8. Бешта О.С. Вибір інтервалу дискретизації для обробки даних / О.С. Бешта // Науковий вісник Національної гірничої академії України. – 2000. – №6. – С. 92–95

Beshhta, O.S. (2000), “Sample time choice for data processing”, *Naukovyi Visnyk Natsionalnoi Hirnychoi Akademii Ukrainy*, no.6, pp. 92–95.

9. Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, M.P. (2002), *Power electronics: converters, application and design*, John Wiley & Sons Inc.

**Цель.** Обоснование выбора элементной базы для построения системы векторного управления асинхронным двигателем электрохимической системы привода главного движения металлорежущего станка.

**Методика.** Выбор элементной базы выполняется исходя из анализа требований к вычислительным средствам, которые работают в режиме реального времени, устройств формирования управляющих сигналов, а также элементов силовой схемы в отношении практической реализации и обеспечения надежной работы и отработки алгоритмов управления.

**Результаты.** Получены рекомендации по выбору микропроцессорного элемента, который удовлетворяет выдвинутым со стороны системы векторного управления асинхронным двигателем требованиям, математические зависимости для корректного выбора устройства формирования сигналов управления силовыми ключами, а также для параметрического выбора силовых ключей. Выполнены экспериментальные исследования, которые подтверждают достоверность результатов работы.

**Научная новизна.** Получена обобщенная методика обоснования выбора составляющих системы векторного управления асинхронным двигателем.

**Практическая значимость.** Рассмотрены требования к микропроцессорному устройству со стороны системы векторного управления по ключевым параметрам: продуктивность работы, количество каналов аналогово-цифрового преобразования и выходов с широтно-импульсной модуляцией, объемом памяти данных и памяти программ, количество входных выходов для обеспечения обмена информацией между цифровой системой и оператором. Приведены параметры и математические зависимости для корректного выбора устройств формирования сигналов управления и силовых ключей, а также графики влияния параметров схемы на работу силовых элементов.

**Ключевые слова:** микропроцессорные устройства, асинхронный двигатель, векторное управление, драйверы силовых ключей, IGBT транзистор

**Purpose.** The component choice foundation for the field-oriented induction motor control implementing of the metal cutting machine tool main motion electromechanical system.

**Methodology.** The component choice was performed on the requirement analysis to the real-time computing facilities; generating control signal devices and the power circuit elements for the implementation and to ensure reliable operation and control algorithm execution.

**Findings.** Recommendations on the microprocessor device choice, which satisfied the requirements extended by the field-oriented induction motor control system; mathematical relations for the correct choice of the generating control signal devices and for the parametric choice of power switches were obtained. The experimental investigation, which confirmed the result accuracy, was carried out.

**Originality.** The generalized technique for the component choice foundation for the field-oriented induction motor control system was obtained.

**Practical value.** The requirements to the microprocessor device by the field-oriented control system on the key parameters were considered: the productivity, the number of analog-to-digital conversion channels, and the number of pulse-width modulation outputs, data memory and program memory, the number of inputs and outputs for the information exchange between the digital system and operator. The parameters and mathematical relations for the correct choice of the generating control signal devices and power switches were given. The circuit parameter influence on the power element performance graphs is presented.

**Keywords:** microprocessor unit, induction motor, field-oriented control, driver, IGBT

Рекомендовано до публікації докт. техн. наук М.О. Алексєєвим. Дата надходження рукопису 10.06.14.