

**Возняк О. М.**

к.т.н., доцент

Солона О. В.

к.т.н., доцент

Замрій М. А.

аспірант

**Вінницький національний
аграрний університет****Тихонова С. В.**

старший викладач

**Вінницький національний
технічний університет****Woznyak O.**

Ph.D., Associate Professor

Solona O.

Ph.D., Associate Professor

Zamrii M.

Postgraduate

**Vinnitsia National Agrarian
University****Tykhonova S.**

Senior Lecturer

**Vinnitsa National Technical
University****УДК 621.313****DOI: 10.37128/2306-8744-2023-2-7****ШІМ-КЕРУВАННЯ
ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ У
МЕХАТРОННИХ МОДУЛЯХ ЗА
ПРИНЦИПОМ ПРОСТОРОВО-
ВЕКТОРНОЇ МОДУЛЯЦІЇ**

У мехатронних модулях використання системи векторного керування для асинхронних двигунів включає необхідність використання додаткового обчислювального блоку. Цей блок відповідає за оцінку поточного кутового положення вектора потокозчеплення ротора. Цей процес базується на розв'язанні системи диференціальних рівнянь, які відповідають математичній моделі двигуна. Щоб реалізувати ефективну систему векторного керування для приводів змінного струму, необхідні високопродуктивні мікроконтролери з багатим спектром вбудованих периферійних пристроїв. Ці пристрої мають вимагати мінімальних обчислювальних ресурсів від центрального процесора для своєї нормальної роботи.

Сучасні досягнення в розробці процесорів для обробки сигналів, таких як DSP-процесори від фірм як INTEL, TEXAS INSTRUMENTS, ANALOG DEVICES та інші, дозволяють забезпечити високопродуктивність та широкий функціональний спектр. Особливу роль грають універсальні генератори періодичних сигналів, які забезпечують використання сучасних алгоритмів управління інверторами, зокрема алгоритмів векторної широтно-імпульсної модуляції.

Однією з головних переваг векторного керування асинхронними двигунами є відсутність недоліків амплітудного регулювання напруги, а також висока швидкодія та добра форма вихідної напруги або струму (яка наближається до синусоїдальної за допомогою широтно-імпульсної модуляції). Також варто відзначити істотне спрощення випрямляча, який може бути некерованим, що сприяє підвищенню коефіцієнта потужності перетворювача в усьому діапазоні регулювання напруги.

Однак, важливо відзначити деякі недоліки цього підходу, включаючи ускладнення схеми інвертора та системи керування, а також підвищені втрати в силових елементах інвертора через високу частоту комутації ключів. Незважаючи на ці недоліки, векторне керування широко застосовується в швидкодіючих позиційних електроприводах виробничих механізмів та машин, а також в приводах складних технічних систем з глибоким регулюванням швидкості в зоні "малих" переміщень.

Ключові слова: ШІМ-керування, мехатронні модулі, електропривід, асинхронний електродвигун.

Постановка проблеми. Керована електромеханічна система – це керований електропривід, який входить до конкретної категорії технічних систем. Іншими словами, це

структуроване та орієнтоване на досягнення цілей об'єднання взаємодіючих та взаємозалежних компонентів, що виступають як складова частина більш великої системи. Склад



електропривода включає джерело живлення, взаємодіючі електричні та електромеханічні перетворювачі, засоби керування та інформаційні пристрої, а також засоби взаємодії з зовнішніми системами – електричними, механічними, керуючими та інформаційними. Всі ці компоненти спрямовані на забезпечення руху виконавчого механізму машини та управління цим рухом відповідно до заданого закону[1-3]. В рамках цієї концепції, електропривід забезпечує цілеспрямовану зміну швидкості обертання та переміщення виконавчого механізму машини в певному діапазоні регулювання з визначеною точністю та швидкістю.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Один з методів регулювання обертів двигуна полягає у керуванні робочою напругою, однак далеко не всі системи, включаючи персональні комп'ютери, мають здатність безпосередньо створювати змінну напругу для живлення електродвигуна без використання спеціального апаратного засобу. Це може вплинути на складову вартість системи, оскільки зазвичай потребує додаткової спеціальної схеми для регулювання напруги живлення вентилятора.

Враховуючи, що сучасні електронні системи вентиляторів вже мають транзистори, які можуть контролювати напругу живлення двигуна, використання додаткової схеми для цієї мети може бути вважано зайвим[1]. Тому альтернативним рішенням для регулювання напруги або швидкості може бути використання електроніки, яка контролює роботу двигуна. Наприклад, якщо для керування комутацією використовується мікроконтролер, то для регулювання середньої напруги живлення обмоток може бути використана техніка широтно-імпульсної модуляції (ШІМ).

При зв'язку вихідного сигналу ШІМ-генератора з обмотками електродвигуна можна контролювати середнє значення напруги, а отже, і струму, який протікає через обмотки. Рівень заповнення імпульсів в ШІМ-сигналі визначає середнє значення напруги живлення обмоток. Наприклад, якщо заповнення імпульсів становить 50%, це означає, що середнє значення напруги, яка надходить до обмоток, складає половину від початкової живильної напруги. Збільшення рівня заповнення імпульсів в ШІМ-сигналі спричиняє збільшення швидкості обертання двигуна і моменту обертання.

Мета дослідження. Мета даної дослідної роботи полягає у показі можливостей реалізації більш високовимоголивого методу керування, який потребує більш великих обчислювальних здібностей, на базі того ж

мікроконтролера. Також метою є впровадження методу керування приводом мехатронних модулів.

Виклад основного матеріалу.

Використання методу векторного керування широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) в порівнянні зі стандартним ШІМ-керуванням дозволяє більш ефективно використовувати енергію та покращити динаміку перехідних процесів.

Принцип просторово-векторної модуляції.

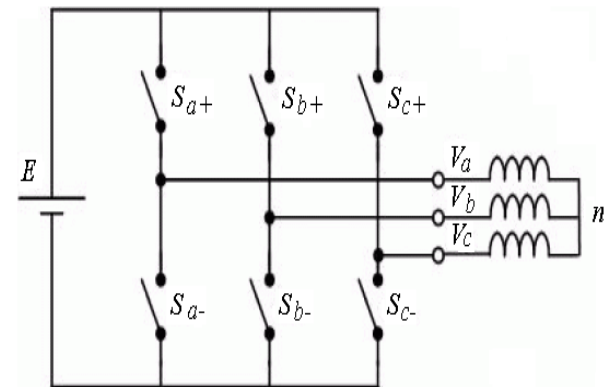


Рис. 1. Типова структура інверторного асинхронного привода

На рис. 1 зображена типова структура трифазного асинхронного електродвигуна, який підключений до інвертора напруги. Оскільки ми розглядаємо електродвигун як рівномірне навантаження з ізольованою нейтраллю, то можна визначити фазні напруги: $V_n = (V_a + V_b + V_c)/3$; $V_{an} = V_a - V_n = (V_{ab} - V_{ca})/3$; $V_{bn} = V_b - V_n = (V_{bc} - V_{ab})/3$; $V_{cn} = V_c - V_n = (V_{ca} - V_{bc})/3$.

Оскільки верхні силові ключі можуть бути включені або вимкнені, і відповідні нижні ключі можуть бути в протилежному стані (при цьому ігноруються паузи неперекриття), то загалом існує вісім можливих станів для силової схеми керування, як показано на рисунку 2. З цих восьми станів шість призводять до формування ненульових фазних напруг, тоді як два інші стани призводять до формування нульових фазних напруг.

Застосування перетворення Конкордія дозволяє представити шість ненульових фазних напруг у вигляді вершин шестикутника, як показано на рисунку 3.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

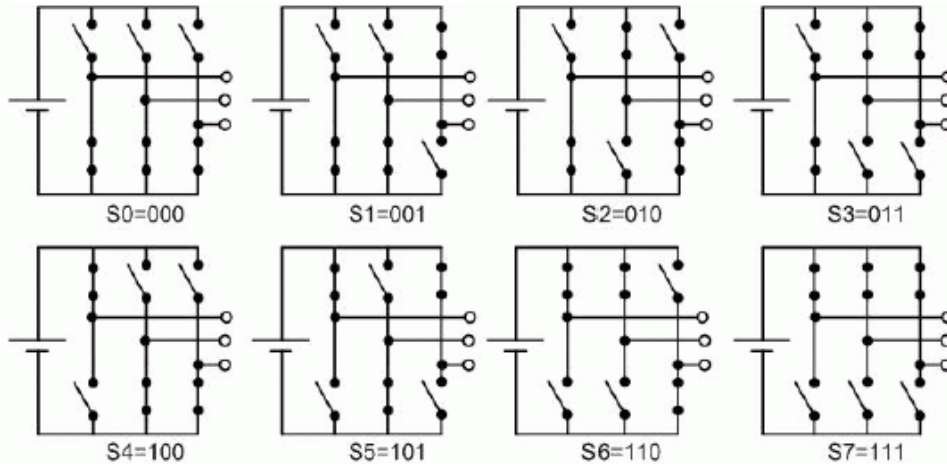


Рис. 2. Можливі конфігурації перемикачів трифазного інвертора

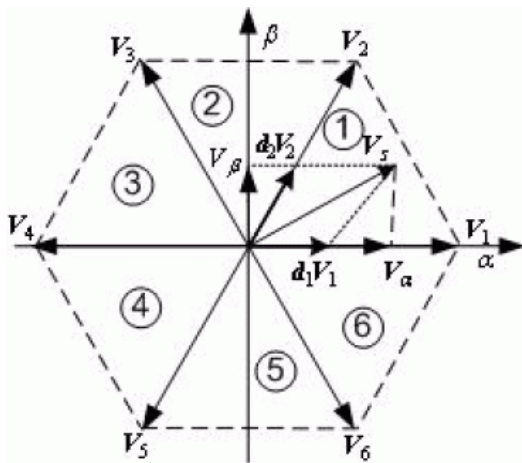


Рис. 3. Подання восьми можливих конфігурацій інвертора в системі координат Concordia

За рисунком 3 видно, що кут між ненульовими фазними напругами завжди становить 60 градусів. У комплексній формі ці ненульові фазні напруги можуть бути виражені як $V_k = E \cdot \exp(j(k-1) \cdot \pi/3)$, де $k = 1..6$, а $V_0 = V_7 = 0$ В. Таблиця 1 містить лінійні та фазні напруги для кожної з восьми можливих конфігурацій інвертора.

У системі координат Concordia будь-яка напруга статора $V_s = V_\alpha + jV_\beta = V_{sm} \cos(\theta) + jV_{sm} \sin(\theta)$ попадає в один з секторів шестикутника і може бути виражена як лінійна комбінація двох ненульових фазних напруг, що визначають межі цього сектора: $V_s = dkV_k + dk+1V_{k+1}$. Якщо порівняти $dkV_k + dk+1V_{k+1}$ з $V_{sm} \cos(\theta) + jV_{sm} \sin(\theta)$, отримаємо вирази для коефіцієнтів заповнення імпульсів для кожного сектора, які подані в таблиці 2.

Оскільки інвертор не може миттєво генерувати напругу V_s , принцип векторного керування широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) полягає в генерації напруги з періодом T_s , де середнє значення T_s дорівнює V_s . Це досягається шляхом генерації напруги V_k протягом періоду $T_k = dk \cdot T_s$ і напруги V_{k+1} протягом періоду $T_{k+1} = dk+1 \cdot T_s$. Оскільки $dk + dk+1 \leq 1$, ці напруги повинні завершити свій цикл протягом періоду комутації T_s , за допомогою напруги V_0 і/або V_7 .

Деякі рішення можливі, де мінімізація загальних гармонічних спотворень струму статора досягається за рахунок використання напруг V_0 і V_7 з однаковою тривалістю $T_0 = T_7 = (1 - dk - dk+1)T_s/2$. Напруга V_0 прикладається на початку та в кінці періоду комутації, а V_7 - в середині цього періоду. Верхня частина рисунка 4 показує осцилограми для сектора 1.

Таблиця 1

Стани ключів інвертора і його вихідні напруги

S_{a+}	S_{b+}	S_{c+}	S_I	V_{ab}	V_{b0}	V_{0a}	V_{an}	V_{bn}	V_{0n}	V_α	V_β	V_I
0	0	0	S_0	0	0	0	0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	S_1	0	-E	E	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{2}$	$-E \frac{\sqrt{3}}{2}$	V_5
0	1	0	S_2	-E	E	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{2}$	$E \frac{\sqrt{3}}{2}$	V_3



0	1	1	S_3	-E	0	E	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	-E	0	V_4
1	0	0	S_4	E	0	-E	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	E	0	V_1
1	0	1	S_5	E	-E	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E\sqrt{3}}{2}$	V_6
1	1	0	S_6	0	E	-E	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E\sqrt{3}}{2}$	V_2
1	1	1	S_7	0	0	0	0	0	0	0	0	V_7

Ефективність реалізації векторного ШІМ-керування. У таблиці 2 видно, що вирази для коефіцієнтів заповнення імпульсів мають відмінний вигляд в кожному секторі. Під детальним вивченням цих виразів можна зробити висновок, що через те, що $\sin(x) = \sin(\pi - x)$, всі коефіцієнти заповнення імпульсів можуть бути виражені уніфікованим способом: $d_k = 2V_s \sin(\theta'') / (E\sqrt{3})$ і $d_{k+1} = 2V_s \sin(\theta') / (E\sqrt{3})$, де $\theta'' = \pi/3 - \theta'$, а $\theta' = \theta - (k-1)\pi/3$. Оскільки ці вирази не залежать від номера сектора, їх можна позначити як d_a і d_b .

Через те, що область значень θ' завжди знаходиться в межах $0.. \pi/3$, при обчисленні d_a і d_b потрібна таблиця значень синусів лише для цього інтервалу. Це значно зменшує об'єм пам'яті, необхідний для зберігання таблиці синусів.

Мікроконтролер AT90PWM3 має три контролери силового каскаду (PSC), які генерують імпульсні сигнали, сформовані за допомогою алгоритму векторного керування. Лічильники виконують лічбу від нуля до значення, відповідного половині періоду комутації (як показано в нижній частині рисунка 4), а потім знову відраховують назад до нуля. Значення, які необхідно зберегти в трьох регістрах порівняння, наведені в таблиці 3.

Завдяки меншим енергетичним втратам під час технологічного процесу збору врожаю при рівній робочій ширині охоплення порівнюваних агрегатів (як показано в таблиці 2), спостерігається зменшення витрат палива на 2,5 кг на гектар, що в свою чергу призводить до зменшення експлуатаційних витрат на 156,6 гривень на гектар.

Таблиця 2.

Вирази коефіцієнтів заповнення імпульсів для кожного сектора

Номер сектора	θ	d_k	d_{k+1}
1	$\left[0, \frac{\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(\theta)$
2	$\left[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{5\pi}{3} + \theta\right)$
3	$\left[\frac{2\pi}{3}, \pi\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(\theta)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)$
4	$\left[\pi, \frac{4\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{5\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(2\pi - \theta)$
5	$\left[\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)$
6	$\left[\frac{5\pi}{3}, 2\pi\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(2\pi - \theta)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$

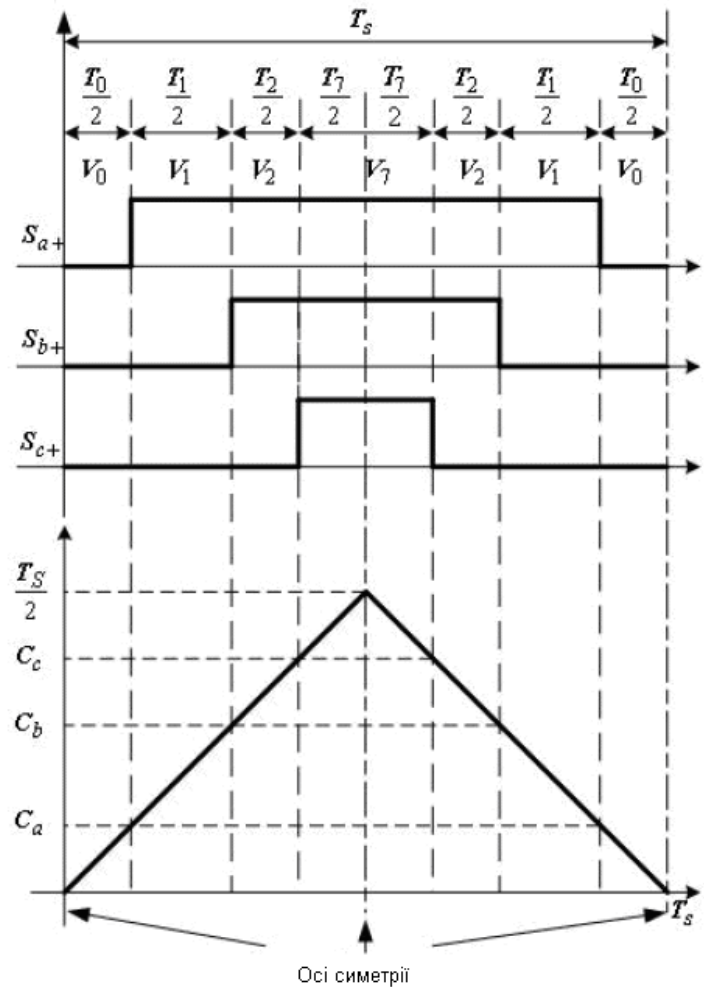


Рис. 4. Осцилограми сигналів керування інвертором і відповідні значення регістрів порівняння

Таблиця 3.

Значення регістрів порівняння залежно від номера сектора

Номер сектора	$\frac{4}{T_s} C_a - 1$	$\frac{4}{T_s} C_b - 1$	$\frac{4}{T_s} C_c - 1$
1	$-d_a - d_b$	$d_a - d_b$	$d_a + d_b$
2	$-d_a + d_b$	$-d_a - d_b$	$d_a + d_b$
3	$d_a + d_b$	$-d_a - d_b$	$d_a - d_b$
4	$d_a + d_b$	$-d_a + d_b$	$-d_a - d_b$
5	$d_a - d_b$	$d_a + d_b$	$-d_a - d_b$
6	$-d_a - d_b$	$d_a + d_b$	$-d_a + d_b$

Алгоритм визначення сектора. Для визначення до якого сектора належить задана напруга статора V_s , література пропонує різні алгоритми, які зазвичай вимагають численних операцій і базуються на координатах напруги V_s у площині Concordia або у фазовому просторі a-b-c. У випадку коли значення визначаються за принципом керування V/f,

модулі напруги статора V_{sm} розраховуються за правилом постійності V/f, а фаза цих напруг θ визначається з ω_s за допомогою дискретно-часового інтегратора. Для ефективної реалізації цього алгоритму визначення сектора необхідно маніпулювати θ' і k замість θ у спеціальному інтеграторі, як показано на рисунку 5. Номер сектора k є виходом



лічильника, який працює за модулем 6 і активується при кожному досягненні значення $\pi/3$ для θ' . При цьому також забезпечується обмеження діапазону значень θ' в межах $0 \dots \pi/3$, як показано на рисунку 6.

Ініціалізація:

$$\theta' = 0; \quad \theta'' = \frac{\pi}{3}; \quad k = 1;$$

Початок алгоритму:

$$\theta' = \theta' + \omega_s T_s$$

Якщо $\theta' \geq \frac{\pi}{3}$, то

$$\theta' = \theta' - \frac{\pi}{3}$$

якщо $k \geq 6$, то
{ $k = 1$ інакше $k = k + 1$ }

$$\theta'' = \frac{\pi}{3} - \theta'$$

Закінчення алгоритму

Рис. 5. Алгоритм визначення сектора

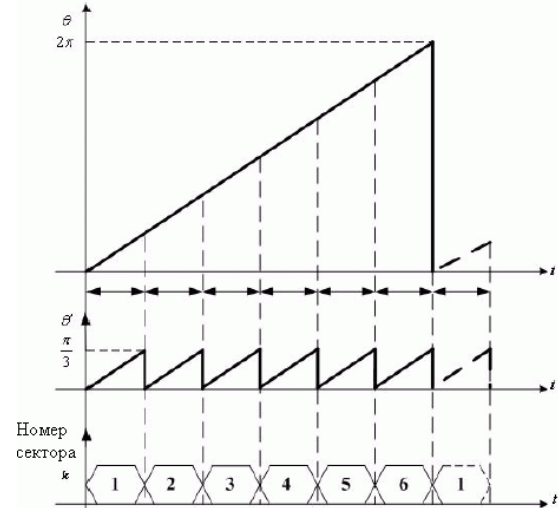


Рис. 6. Визначення сектора

Результуюча блок-схема, подана на рис. 7, може використовуватися для побудови контуру керування (рис. 8), в якому різниця між бажаною і виміряною швидкістю поступає на вхід ПІ-регулятора, в якому визначається частота напруги статора. Для зниження складності контролера як початкові дані для обчислення правила V/f і алгоритму векторного ШІМ-керування використовуються абсолютні значення частоти напруги статора. Якщо на виході ПІ-регулятора присутнє негативне значення, то вміст двох змінних керування силовими транзисторами інвертора обмінюються місцями.

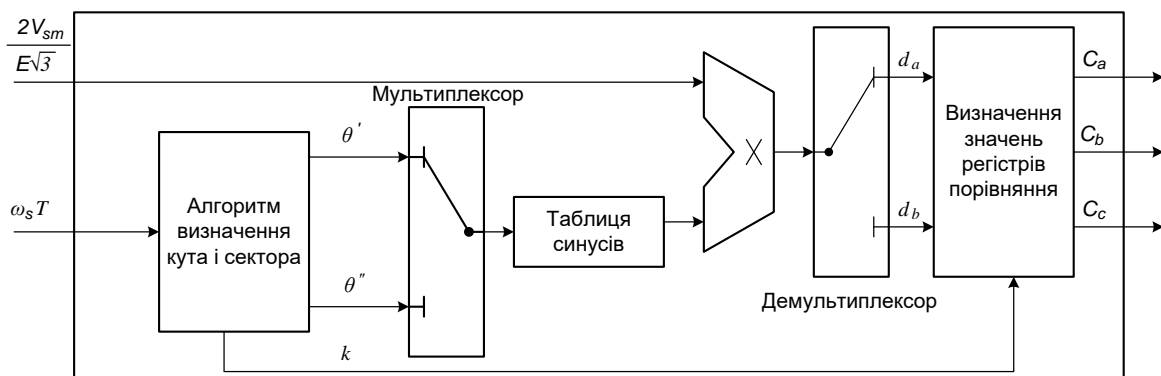


Рис. 7. Блок-схема векторного ШІМ-керування

Експериментальна перевірка. На рисунку 9 представлений графік перехідного процесу, що показує зміну швидкості і напруг статорів при керуванні мікроконтролером зі зміною заданої швидкості між значеннями +700 і -700 оборотів на хвилину. Дані експериментальні результати були отримані при керуванні асинхронним двигуном потужністю 750 Вт. З графіка видно, що бажана швидкість досягається після закінчення

перехідного процесу тривалістю 1.2 секунди. Потім, коли частота статора на виході ПІ-регулятора наближується до нуля, амплітуда напруги статора стає рівною пороговій напрузі.

Також на рисунку 9 видно, що при використанні векторного керування широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) перехідний процес виходить більш плавним, але при цьому тривалішим.

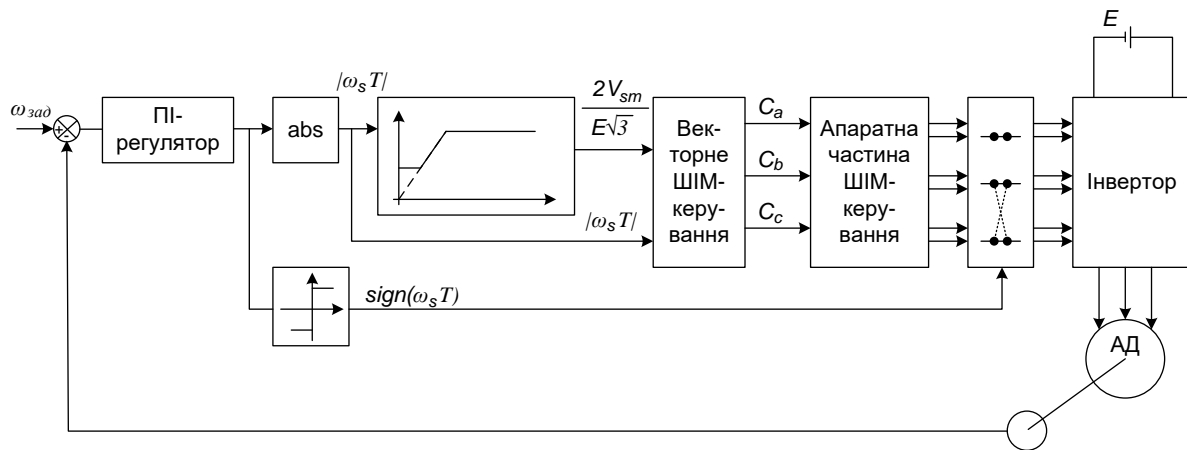
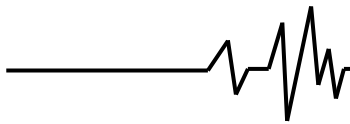


Рис. 8. Блок-схема завершеної системи керування

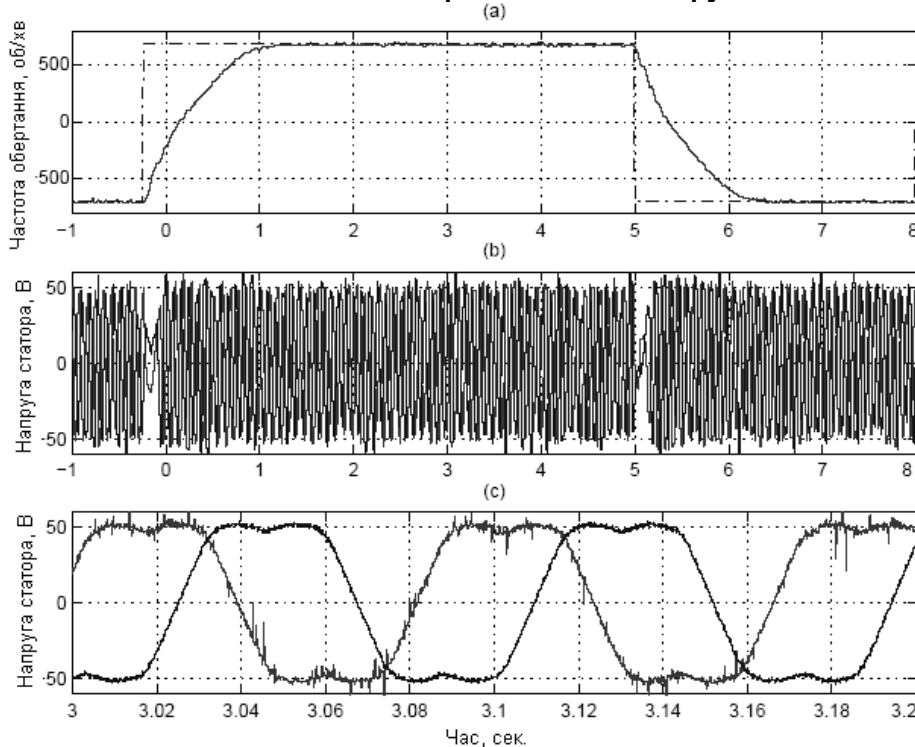


Рис. 9. Результати вимірювання частоти обертання (об/хв) і фазної напруги статора (В) при керуванні мікроконтролером і стрибкоподібній зміні заданої частоти обертання

Висновки. Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) виходить на передній план з істотно кращими характеристиками, як за складом, так і за амплітудою вищих гармонік напруги. Основна ідея цього методу полягає в формуванні півхвилі вихідної напруги за допомогою зміни скважності двополярних або однополярних імпульсів. Цей підхід сприяє зміні амплітуди першої гармоніки вихідної напруги, при цьому вищі гармоніки частково згладжуються за рахунок індуктивності фазних обмоток двигуна.

Переваги цього методу включають повне усунення недоліків амплітудного регулювання напруги, високу швидкодію, хорошу форму вихідної напруги або струму (наближену до синусоїдальної при ШІМ), а

також істотне спрощення випрямляча - останній може бути некерованим. У цьому випадку коефіцієнт потужності перетворювача практично дорівнює одиниці у всьому діапазоні регулювання напруги.

Звісно, також існують недоліки цього методу, такі як ускладнення схеми інвертора й системи керування, збільшені втрати в силових елементах інвертора через високу частоту комутації ключів. Незважаючи на ці обмеження, вказані методи широко використовуються в швидкодіючих позиційних електроприводах виробничих механізмів і машин, а також у приводах складних технічних систем з глибоким регулюванням швидкості в зоні "малих" переміщень і робочого діапазону.

**Список використаних джерел**

1. Грабко В. В., Кучерук В. Ю., Возняк О. М. Мікропроцесорні системи керування електроприводами. Навчальний посібник. Вінниця: ВНТУ, 2009. 146 с.

2. Лавріненко Ю.М., Марченко О.С., Савченко П.І., Синявський О.Ю., Войтюк Д.Г., Лисенко В.П. Електропривод: підручник (за ред. Лавріненка Ю.М.). – К.: вид-во Лір-К., 2009. 504 с.

3. Возняк О.М., Штуць А.А., Тихонов В. К. Дослідження пускових режимів асинхронних двигунів та розробка пристрою плавного пуску. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2022. № 3 (118). С. 110-122.

4. Возняк О.М., Штуць А.А. Керування асинхронним електродвигуном змінного струму за принципом постійності V/F і звичайного ШІМ-керування. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2022. № 4 (119). С. 102-109.

5. Дослідження параметрів лінійного асинхронного електроприводу віброцентробіжного сепаратора зерна. *Вісник ХНУ*. Серія: Технічні науки. 2021. №1 (293). С. 104-113.

6. Розробка мікропроцесорного контролера для вимірювання лінійного переміщення рухомих органів виконавчих механізмів для вібраційних машин. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2020. № 2. С 71-84.

7. Оптимізація імпульсного регулювання гальмування двигуна постійного струму. *Вісник ЛНАУ*. Серія: Агроінженерні дослідження. №23. 2019. С. 95-99

8. Пат. 3824437 Germany, Method for controlling asynchronous machines / Felix Blaschke; Siemens Aktiengesellschaft. - № 237572; заявл. 16.07.1971.

References

1. Hrabko V. V., Kucheruk V. Yu., Voznyak O. M. Mikroprotsesorni systemy keruvannya elektropyvodamy. Navchalnyi posibnyk. Vinnytsia: VNTU, 2009. 146 s.

2. Lavrinenko Yu.M., Marchenko O.S., Savchenko P.I., Syniavskiy O.Yu., Voituk D.H. Lysenko V.P. Elektropyvod: pidruchnyk (za red. Lavrinenka Yu.M.). – K.: vid-vo Lir-K., 2009. 504 s.

3. Vozniak O.M., Shtuts A.A., Tykhnov V. K. Doslidzhennya puskovykh rezhymiv asynkhronnykh dvyhuniv ta rozrobka prystroyu plavnoho pusku. *Tekhnika, energetyka, transport APK*. 2022. № 3 (118). S. 110-122.

4. Vozniak O.M., Shtuts A.A. Keruvannya asynkhronnym elektrodvyhunom zminnoho strumu

za pryntsypom postynnosti V/F i zvychainoho SHIM-keruvannia. *Tekhnika, energetyka, transport APK*. 2022. № 4 (119). S. 102-109.

5. Doslidzhennya parametriv liniynoho asynkhronnoho elektropyvodu vibratsiynoho separatora zerna. *Visnyk KHNU*. Seriya: *Tekhnichni nauky*. 2021. №1 (293). S. 104-113.

6. Rozrobka mikroprotsesornoho kontrollera dlia vymirivannya liniynoho peremishchennya rukhomykh orhaniv vykonavchykh mekhanizmiv dlya vibratsiynykh mashyn. *Vibratsiyi v tekhnitsi ta tekhnolohiyakh*. 2020. № 2. S 71-84.

7. Optymizatsiya impulsnoho rehulivannya halmuvannya dvyhuna postynnoho strumu. *Visnyk LNAU*. Seriya: *Ahroinzhenerni doslidzhennya*. №23. 2019. S. 95-99

8. Pat. 3824437 Germany, Method for controlling asynchronous machines / Felix Blaschke; Siemens Aktiengesellschaft. - № 237572; zaiavl. 16.07.1971

PWM CONTROL OF THE ELECTRIC DRIVE IN MECHATRONIC MODULES ACCORDING TO THE PRINCIPLE OF SPACE-VECTOR MODULATION

In mechatronic modules, the use of a vector control system for asynchronous motors includes the need to use an additional computing unit. This block is responsible for estimating the current angular position of the rotor flux coupling vector. This process is based on solving a system of differential equations that correspond to the mathematical model of the engine. To implement an effective vector control system for AC drives, high-performance microcontrollers with a rich range of integrated peripherals are required. These devices must require minimal computing resources from the central processor for their normal operation.

Modern advances in the development of processors for signal processing, such as DSP processors from companies such as INTEL, TEXAS INSTRUMENTS, ANALOG DEVICES and others, allow to ensure high performance and a wide functional range. A special role is played by universal generators of periodic signals, which ensure the use of modern inverter control algorithms, in particular algorithms of vector pulse width modulation.

One of the main advantages of vector control of asynchronous motors is the absence of disadvantages of voltage amplitude regulation, as well as high speed and good output voltage or current shape (which approaches sinusoidal with pulse width modulation). It is also worth noting the significant simplification of the rectifier, which can be uncontrolled, which helps to increase the power



factor of the converter in the entire range of voltage regulation.

However, it is important to note some disadvantages of this approach, including the complexity of the inverter circuit and control system, as well as increased losses in the power elements of the inverter due to the high switching frequency of the switches. Despite these

shortcomings, vector control is widely used in high-speed positional electric drives of production mechanisms and machines, as well as in drives of complex technical systems with deep speed regulation in the area of "small" movements.

Keywords: PWM control, mechatronic modules, electric drive, asynchronous electric motor.

Відомості про авторів

Возняк Олександр Миколайович – кандидат технічних наук, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки Вінницького національного аграрного університету (вул. Сонячна, 3, м. Вінниця, Україна, 21008). e-mail: alex.voz1966@gmail.com

Солона Олена Василівна – кандидат технічних наук, доцент, завідувач кафедри загальнотехнічних дисциплін та охорони праці Вінницького національного аграрного університету (вул. Сонячна, 3, м. Вінниця, Україна, 21008, e-mail: solona_o_v@ukr.net).

Замрій Михайло Анатолійович – аспірант, асистент кафедри загальнотехнічних дисциплін та охорони праці Вінницького національного аграрного університету (вул. Сонячна, 3, м. Вінниця, Україна, 21008, e-mail: zamrij99@gmail.com).

Тихонова Світлана Володимирівна – старший викладач кафедри фізичного виховання, Вінницький національний технічний університет email: tixonsv68@gmail.com.

Voznyak Oleksandr – Candidate of Technical Sciences (*Ph. D in Engineering*), associate professor of the Department of Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics of the Vinnytsia National Agrarian University (Sonyachna St., 3, Vinnytsia, Ukraine, 21008). e-mail: alex.voz1966@gmail.com

Solona Olena – Candidate of Technical Sciences (*Ph. D in Engineering*), Associate Professor, Head of the department of general technical disciplines and labor protection, Vinnytsia National Agrarian University (3, Solnyschaya St., Vinnytsia, Ukraine, 21008, e-mail: solona_o_v@ukr.net).

Zamrii Mykhailo – graduate student, assistant at the Department of General Technical Disciplines and Occupational Safety of the Vinnytsia National Agrarian University (Sonyachna St., 3, Vinnytsia, Ukraine, 21008, e-mail: zamrij99@gmail.com).

Tykhonova Svitlana –Senior Lecturer, Department of Physical Education, Vinnitsa National Technical University, Vinnitsa. email: tixonsv68@gmail.com.