

УДК 621.383.52

І.А. КОЗАКЕВИЧ, канд. техн. наук, доц., К.В. БУДНІКОВ, асп.  
Криворізький національний університет

## ПРЕДИКТИВНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИМ ІНВЕРТОРОМ НАПРУГИ

**Мета** роботи полягає у розвитку предиктивних засобів керування для трифазних інверторів напруги у складі систем автоматизованого електроприводу шляхом прогнозування стану на наступному інтервалі дискретності системи.

**Методи дослідження.** У роботі використано теоретичний аналіз схеми заміщення системи «інвертор напруги – навантаження» з використанням законів електротехніки, дослідження можливих станів ключів інвертора з використанням методу комутуючих функцій, розробка дискретної прогнозувальної моделі з використанням методу Ейлера, дослідження системи предиктивного керування трифазним інвертором напруги з використанням методів математичного моделювання та аналіз показників синусоїдальності вихідного струму за допомогою методів швидкого перетворення Фур'є.

**Наукова новизна.** Доведено, що використання методів предиктивного керування трифазними інверторами напруги є раціональною альтернативою існуючим підходам на базі широтно-імпульсної модуляції, оскільки інвертор представляє собою елемент з кінцевою кількістю станів, що дозволяє здійснити прогнозування поведінки системи при застосуванні кожного з цих станів.

**Практична значимість.** Предиктивні системи керування можуть знаходити своє втілення у вигляді алгоритмічного та програмного забезпечення мікропроцесорних систем автоматизованих електроприводів.

**Результати.** Представлено аналіз схеми заміщення системи «інвертор напруги – навантаження», розроблено дискретну прогнозувальну модель, що може використовуватися в предиктивних системах керування та проаналізовано варіант функції витрат, що застосовується для оцінки відповідності кожного з варіантів подальшої поведінки системи до бажаної. Складено математичну модель системи у середовищі Matlab/Simulink, що містить предиктивний алгоритм у вигляді S-файлу.

**Ключові слова:** предиктивне керування, інвертор напруги, функція витрат, комутаційний стан, керування струмом

doi: 10.31721/2306-5451-2021-1-52-77-82

**Проблема та її зв'язок з науковими і практичними задачами.** Трифазний дворівневий інвертор напруги є найбільш популярною схемою у складі автоматизованих частотно-керованих електроприводів [1-5]. Найчастіше в існуючих дослідженнях предиктивне керування перетворювачами електричної енергії розглядається на рівні підсистеми керування струмом.

Предиктивне керування перетворювачами базується на кінцевому наборі можливих комутаційних станів силових ключів, що дає можливість з використанням моделі динамічної системи прорахувати зміну основних змінних стану для кожного варіанту включення ключів. При цьому важливим є визначення показників, за якими здійснюватиметься оцінка відповідності поведінки системи бажаній. До цих показників, перш за все, відноситься функція витрат, яка розраховується для всіх можливих варіантів включення ключів перетворювача з використанням прогнозних значень змінних стану. Прогнозування стану динамічної системи здійснюється для кожного з варіантів стану інвертора, що аналізується, а вибір комбінації включення ключів, що буде використано на наступному дискретному інтервалі, здійснюється таким чином, щоб мінімізувати функцію витрат. Отже, для синтезу системи предиктивного керування необхідно оцінити усі можливі комутаційні стани інвертора; розробити математичну модель перетворювача, на основі якої розробити алгоритми прогнозування стану системи та визначити вигляд функції витрат.

**Аналіз досліджень і публікацій.** Системи керування трифазними інверторами [6-12] широко розглядаються в літературі як в контексті частотно-керованих електроприводів, так і в контексті керування мережевими інверторами джерел розосередженої генерації. У [6] розглядається перетворювач, що живиться від однієї фази та дозволяє жити трифазне навантаження. Його особливістю є відсутність конденсаторів в ланцюзі постійного струму, що, за твердженням авторів, призводить до вищої стійкості, вищого коефіцієнту потужності та меншої вартості. Однак управління ускладнюється через коливання напруги в ланцюзі постійного струму. У роботі пропонується метод управління вхідним струмом інвертора із замкнутим контуром для зменшення гармонік вхідного струму. Пропонований спосіб порівнюється із традиційним методом і експериментальні результати підтверджують його ефективність. Проте, представлені

матеріали не доводять більшу стійкість такої системи у порівнянні з існуючими. У [7] представлено активне керування відхиленням від збурень для інвертора напруги. Порівнюючи запропонований підхід та ПІ-керування доводиться, що представлений підхід має кращі характеристики, забезпечуючи стійкість системи навіть при наявності значних збурень. В той же час, у даній роботі розглядаються лише мережеві інвертори, в той час як автономні інвертори автоматизованих частотно-керованих електроприводів залишаються поза увагою.

**Постановка завдання.** Мета роботи полягає у розвитку предиктивних засобів керування для трифазних інверторів напруги у складі систем автоматизованого електроприводу шляхом прогнозування оцінки змінних стану на наступному інтервалі дискретності системи. Для досягнення поставленої мети було поставлено та розв'язано наступні задачі: проаналізувати схему заміщення системи «трифазний інвертор напруги – навантаження» та визначити основні аналітичні залежності, що описують динаміку змінних стану системи; визначити основні можливі стани інвертора та виконати розробку прогнозування моделі, що дозволяє визначити зміну вихідного струму інвертора в залежності від його комутаційного стану; розробити математичну модель системи предиктивного керування трифазним інвертором напруги та дослідити її функціонування; проаналізувати якість форми вихідного струму шляхом його спектрального аналізу.

**Викладення матеріалу та результати.** Отже, на першому етапі необхідно розглянути роботу трифазного інвертора (рис. 1) та скласти рівняння, що дозволили б виконувати прогнозування величини вихідного струму для майбутніх інтервалів дискретності системи.

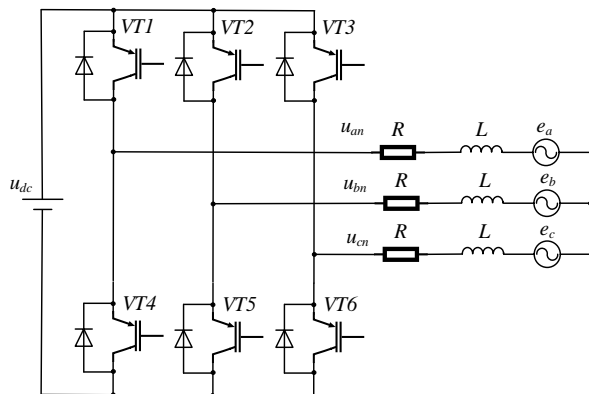


Рис. 1. Схема заміщення системи «автономний інвертор напруги – навантаження»

Як видно зі схеми заміщення, в кожному плечі інвертора знаходиться два IGBT-ключа з антипаралельними діодами. Дані ключі (при нехтуванні «мертвим» часом, який є необхідним для безпечної їх комутації) працюють в інверсному режимі, оскільки одночасне включення обох ключів в одному плечі призведе до виникнення короткого замикання ланцюга постійного струму. Це дозволяє розглядати не шість окремих сигналів керування даними ключами, а лише три, по одному

для кожного плеча інвертора. Тоді керуючі сигнали можна сформувати таким чином

$$S_a = \begin{cases} 0, & \text{якщо } VT1 \text{ вимкнений, а } VT4 \text{ вклучений;} \\ 1, & \text{якщо } VT1 \text{ вклучений, а } VT4 \text{ вимкнений;} \end{cases} \quad (1)$$

$$S_b = \begin{cases} 0, & \text{якщо } VT2 \text{ вимкнений, а } VT5 \text{ вклучений;} \\ 1, & \text{якщо } VT2 \text{ вклучений, а } VT5 \text{ вимкнений;} \end{cases} \quad (2)$$

$$S_c = \begin{cases} 0, & \text{якщо } VT3 \text{ вимкнений, а } VT6 \text{ вклучений;} \\ 1, & \text{якщо } VT3 \text{ вклучений, а } VT6 \text{ вимкнений.} \end{cases} \quad (3)$$

Умовно розділимо джерело живлення на два джерела з напругами  $u_{dc}/2$  для отримання штучної нульової точки. Тоді вихідні напруги інвертора в залежності від стану комутаційних сигналів  $S_a$ ,  $S_b$  та  $S_c$  можна записати так

$$u_{an} = u_{dc}S_a - \frac{u_{dc}}{2}; \quad (4)$$

$$u_{bn} = u_{dc}S_b - \frac{u_{dc}}{2}; \quad (5)$$

$$u_{cn} = u_{dc}S_c - \frac{u_{dc}}{2}, \quad (6)$$

де  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$  та  $u_{cn}$  – напруги між відповідними вихідними фазами інвертора та нульовою точкою.

Використаємо теорію узагальнених векторів для отримання узагальненого вектору вихідної напруги інвертора  $u$ . При такому підході використовується оператор повороту на кут  $120^\circ$   $a = e^{\frac{2\pi}{3}j}$ . Тоді

$$u = \frac{2}{3}(u_{an} + au_{bn} + a^2u_{cn}). \quad (7)$$

Проаналізувавши можливі комбінації значень комутаційних сигналів, отримано значення векторів напруги, що відображені у табл. 1.

Таким чином, існує вісім комбінацій включення ключів інвертора, що можуть застосовуватися для створення необхідної вихідної напруги. При використанні алгоритмів широтно-імпульсної модуляції дані вектори напруги включаються на таку розраховану тривалість, щоб за період модуляції середнє значення вихідної напруги відповідало заданому. Отже, в такому випадку інвертор, нехтуючи запізненням, можна розглядати як лінійний елемент динамічної системи. При використанні предиктивного керування інвертор розглядається як дискретний елемент, що має сім різних станів, оскільки два з восьми векторів призводять до створення нульової вихідної напруги.

Розглянемо побудови прогнозуючої моделі системи. Для цього слід записати рівняння, отримані за другим законом Кірхгофа, для схеми заміщення

$$u_{an} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a; \quad (8)$$

$$u_{bn} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b; \quad (9)$$

$$u_{cn} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c, \quad (10)$$

де  $R$  – активний опір навантаження;  $L$  – індуктивність навантаження,  $e_a$ ,  $e_b$  та  $e_c$  – фазні значення протиЕРС навантаження.

По аналогії до узагальнюючого вектору вихідної напруги інвертора можна записати узагальнюючі вектори струму та протиЕРС навантаження

$$i = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c); \quad (11)$$

$$e = \frac{2}{3}(e_a + ae_b + a^2e_c). \quad (12)$$

Тоді рівняння (8) – (10) можна записати так

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + e. \quad (13)$$

Отже, процеси у системі інвертор – навантаження можна описати диференційним рівнянням (13). Проте, для подальшого синтезу системи предиктивного керування необхідно отримати рівняння стану системи у дискретній формі з урахуванням періоду дискретизації  $\Delta t$ . Таке рівняння необхідне для того, щоб виконувати прогнозування зміни величини струму навантаження при прикладанні кожного з можливих векторів напруги. Для отримання дискретних форм рівнянь стану системи існує низка математичних підходів. Оскільки в даному випадку розглядається просте навантаження, то отримане диференційне рівняння є рівнянням першого порядку, тому дискретна форма запису рівняння (13) може бути отримана наближеним обчисленням операції диференціювання. При цьому слід врахувати, що такий підхід є можливим лише для оцінки базових властивостей предиктивного керування і у випадку більш складних систем може призводити до виникнення помітних похибок, а, отже, до необхідності використання більш розвинених підходів до дискретизації диференційних рівнянь.

Отже, похідна узагальненого вектору струму за часом з використанням методу Ейлера може бути обчислена так

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i[k+1] - i[k]}{\Delta t}. \quad (14)$$

Підставимо рівняння (14) у (13). Отримуємо

$$u[k] = Ri[k] + L \frac{i[k+1] - i[k]}{\Delta t} + e[k]. \quad (15)$$

Таблиця 1  
Значення комутаційних сигналів та узагальнюючі вектори вихідної напруги інвертора

| Номер вектору | $S_a$ | $S_b$ | $S_c$ | Узагальнюючий вектор вихідної напруги інвертора |
|---------------|-------|-------|-------|---|
| 1             | 0     | 0     | 0     | 0   |
| 2             | 0     | 0     | 1     | $2/3u_{dc}e^{\frac{4\pi}{3}j}$                  |
| 3             | 0     | 1     | 0     | $2/3u_{dc}e^{\frac{2\pi}{3}j}$                  |
| 4             | 0     | 1     | 1     | $2/3u_{dc}e^{\pi j}$                            |
| 5             | 1     | 0     | 0     | $2/3u_{dc}e^{0j}$                               |
| 6             | 1     | 0     | 1     | $2/3u_{dc}e^{\frac{5\pi}{3}j}$                  |
| 7             | 1     | 1     | 0     | $2/3u_{dc}e^{\frac{\pi}{3}j}$                   |
| 8             | 1     | 1     | 1     | 0   |

Виразимо з рівняння (15) величину  $i[k + 1]$ , яка є значенням струму навантаження на наступному інтервалі дискретності

$$i[k + 1] = i[k] + \frac{\Delta t}{L}(u[k] - Ri[k] - e[k]). \quad (16)$$

Оскільки вимір значень фазних протиЕРС може бути не передбачений наявними технічними засобами, то доцільно здійснювати оцінки даних величин непрямим чином, базуючись на вимірі струму та напруги. Виразимо величину ЕРС з (15)

$$e[k] = u[k] - Ri[k] - L \frac{i[k+1]-i[k]}{\Delta t}. \quad (17)$$

Отже, для визначення величини протиЕРС на дискретному інтервалі  $k$  необхідно знати значення струму навантаження на дискретному інтервалі  $k+1$ , який відноситься до майбутніх періодів часу. В той же час, можна врахувати те, що протиЕРС змінюється з частотою, що є порівняно низькою по відношенню до частоти дискретності цифрової системи керування. Це дозволяє прийняти допущення, що  $e[k] \approx e[k - 1]$ .

Тоді оцінку величини протиЕРС можна здійснити так

$$e[k] \approx u[k - 1] - Ri[k - 1] - L \frac{i[k]-i[k-1]}{\Delta t}. \quad (18)$$

Розглянемо вибір функції витрат. Оскільки на рівні системи керування трифазним інвертором напруги розглядається предиктивне керування струмом, то задачею такої системи є мінімізація величини похибки між задаючим сигналом струму та реальною величиною струму, що протікає в навантаженні. Дана задача системи керування повинна знайти своє втілення у формулюванні функції витрат. У випадку використання двофазної нерухомої системи відліку  $\alpha\beta$  вона формується з використанням похибок величин струму по осям  $\alpha$  та  $\beta$

$$c = |i_{\alpha}^*[k + 1] - \hat{i}_{\alpha}[k + 1]| + |i_{\beta}^*[k + 1] - \hat{i}_{\beta}[k + 1]|, \quad (19)$$

де  $i_{\alpha}^*[k + 1]$ ,  $i_{\beta}^*[k + 1]$  – проекції вектору завдання струму перетворювача  $i^*[k + 1]$  на осі нерухомої системи відліку  $\alpha\beta$ ;  $\hat{i}_{\alpha}[k + 1]$ ,  $\hat{i}_{\beta}[k + 1]$  – прогнозні значення проекцій струму перетворювача на осі нерухомої системи відліку  $\alpha\beta$ .

Оскільки в сучасних цифрових системах керування електроприводами використовуються високопродуктивні цифрові сигнальні процесори, то інтервал дискретності є досить малим, а тому суттєвої зміни задаючого сигналу протягом даного інтервалу не відбувається, що дозволяє вважати, що  $i^*[k + 1] \approx i^*[k]$ . Таке допущення може призводити до виникнення запізнення в системі керування величиною один інтервал дискретності, але з огляду на його мінімальне значення це не призводить до помітного погіршення загальних показників якості керування.

Таким чином, загальна структура системи предиктивного керування струмом автономного інвертора напруги показана на рис. 2. Результати математичного моделювання роботи системи показані на рис. 3. Форма вихідних струмів (рис. 3а) та його спектр (рис. 3б) доводять, що вищі гармонічні складові є незначними.

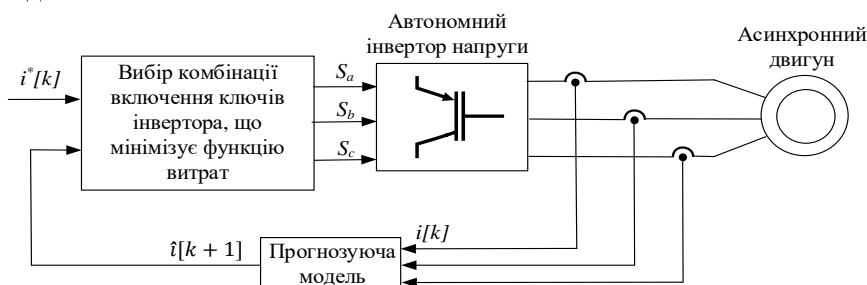
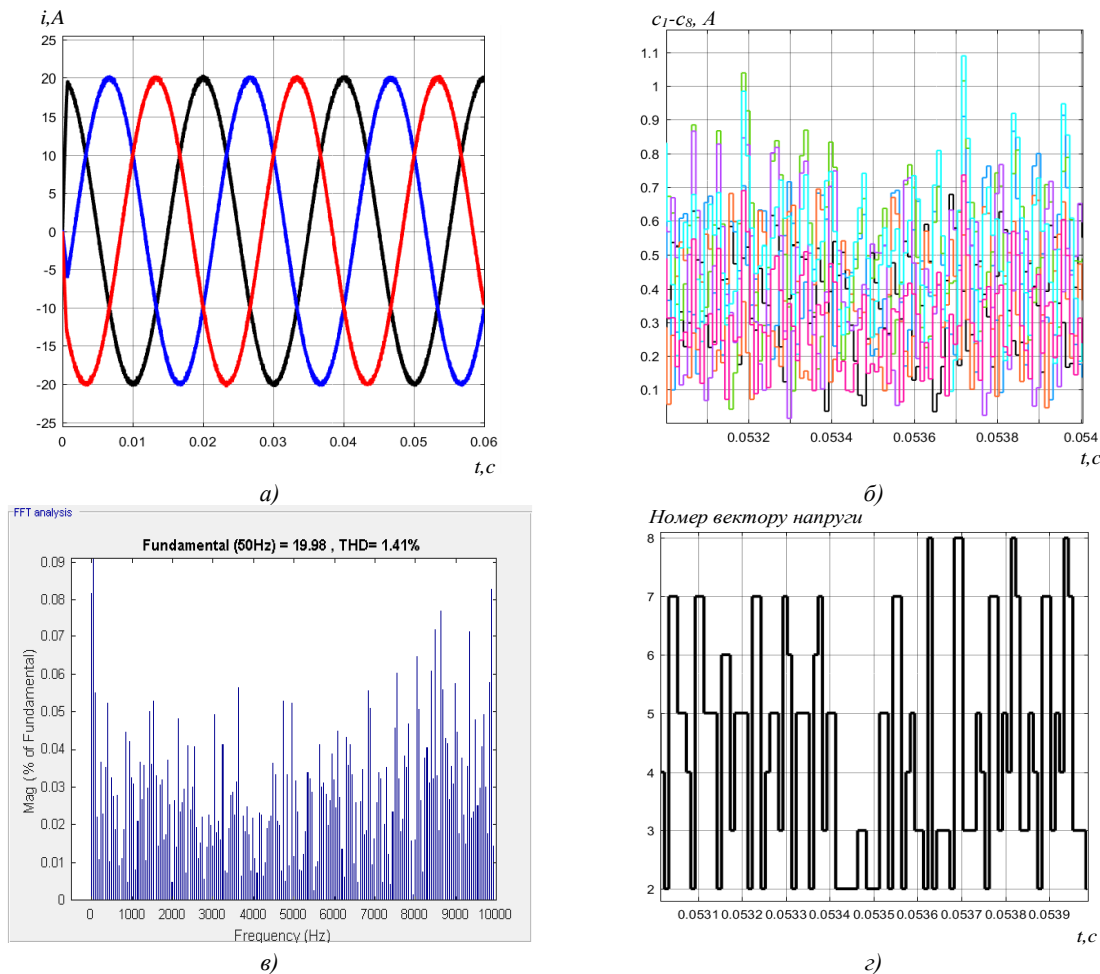


Рис. 2. Загальна структура предиктивного керування струмом трифазного інвертора напруги



**Рис. 3.** Результати моделювання роботи предиктивної системи керування струмом трифазного інвертора: *a* – форма вихідних струмів; *б* – функції витрат для можливих векторів напруги, що генерується інвертором; *в* – спектр вихідного струму інвертора, побудований за допомогою інструменту FFT Analysis середовища Matlab Simulink; *г* – номер вектору напруги, що обирається системою керування

**Висновки та напрямок подальших досліджень.** Таким чином, розглянутий підхід до реалізації предиктивного керування струмом трифазного інвертора може розглядатися як альтернатива до існуючих методів широтно-імпульсної модуляції, дозволяє отримувати вихідний струм з низькими гармонічними спотвореннями. До сильних сторін такого принципу керування відноситься можливість інтеграції у загальну структуру предиктивного керування автоматизованим електроприводом. До слабких сторін такої системи відноситься необхідність визначення параметрів навантаження та більші обчислювальні витрати з боку мікропроцесорної системи керування.

#### Список літератури

1. Сінчук І.О. Превентивна оцінка і основні напрями підвищення енергоефективності підземних залізрудних підприємств / І.О. Сінчук, І.А. Козакевич, М.Л. Барановська, Т.М. Берідзе, І.І. Пересунько // Вісник Криворізького національного університету. Збірник наукових праць. – Кривий Ріг, 2020. – Вип. 50. С. 142-147.
2. Козакевич І.А. Система енергоефективного керування динамічним компенсатором викривлень напруги / І.А. Козакевич, А.А. Кондратенко // Гірничий вісник. – 2019. – Випуск 105. С. 154-159.
3. Козакевич І.А. Дослідження роботи синхронного двигуна з постійними магнітами в гібридних тягових електроприводах / І.А. Козакевич, І.В. Касаткіна, Л.В. Єрмоєнко // Гірничий вісник. – 2018. – Випуск 104. С. 106-110.
4. Козакевич І.А. Система керування вентилями реактивними двигунами / І.А. Козакевич, І.І. Шевченко // Гірничий вісник. – 2017. – Випуск 102. С. 135-138.
5. Козакевич І.А. Керування потоками потужності гібридних транспортних засобів / І.А. Козакевич, Ю.Г. Осадчук, Р.А. Ільченко // Гірничий вісник. – 2017. – Випуск 102. С. 124-129.
6. Jiang H. An Inverter Input Current Closed-loop Control Scheme for IPMSM Drives Fed by Electrolytic Capacitorless Converter / H. Jiang, Y. Zhang, L. Huang, J. Liu // IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia). – Nanjing, China, 2020. – Pp. 1795-1799.

7. **Han Y.** The anti-disturbance performance study of voltage source inverter with active disturbance rejection control / **Y. Han, H. Xiong** // IEEE 8th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference (ITAIC). – Chongqing, China, 2019. – Pp. 1101-1105
8. **Lee H.** Accurate Neutral Current Control for Neutral Point Voltage Balancing in Three-Level Inverters Considering Digital Control and PWM Delay / **H. Lee, S. Kim and Y. Yoon** // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – Baltimore, USA, 2019. – Pp. 4795-4800
9. **Mohammed L.A.** Voltage to Frequency Speed Control of Induction Motor using Cascaded Multilevel inverter / **L.A. Mohammed** // 2nd International Conference on Electrical, Communication, Computer, Power and Control Engineering (ICECCPCE). – Mosul, Iraq, 2019. – Pp. 148-152
10. **Hao W.** Droop Control Method of Inverter Based on Variable Virtual Impedance / **W. Hao, C. Zheng, Q. Wang, T. Rui** // 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). – Xi'an, China, 2019. – Pp. 1167-1172

УДК 621.926.23.001.2

В.І. КЛЯЦЬКИЙ, канд.техн.наук, доц., Л.А. БУГАЙ, ст. викл.,  
Н.С. ЗАПОРОЖЕЦЬ, студ.  
Криворізький національний університет

## ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ КОНУСНОЇ ДРОБАРКИ МІЛКОГО ДРОБЛЕННЯ

**Мета.** Експериментальна розробка конструкції футировочної броні дробарки дрібного дроблення, що утворюють камеру дроблення, і вплив її на технологічні параметри.

**Методи досліджень.** У роботі застосовані загальноприйняті методи теорії дроблення, варіаційного обчислення, статистичної обробки експериментальних і теоретичних досліджень, великим об'ємом лабораторних експериментів з використанням сучасних методик і вимірювальної апаратури. Для проведення експериментів застосовувалося рототабельне планування другого порядку з наступною обробкою результатів на ЕОМ.

**Наукова новизна.** Дослідження методів і засобів підвищення ефективності роботи конусних дробарок базується на більш-менш повному обсязі обліку діючих факторів і призводить до необхідності розгляду цілого комплексу причин. Проведено експериментальні дослідження, що включають визначення впливу профілю камери дроблення, твердості гірських порід, величини розвантажувальної щільності, на продуктивність і якість продукту дроблення. Встановлено математичну модель у вигляді рівнянь регресії, отриманих статистичними методами на базі експериментів, зібраних безпосередньо при проведенні експериментів. Для вирішення поставлених завдань було використано метод рототабельного планування другого порядку, який дозволив поряд з отриманням математичної моделі процесу, провести статистичну оцінку отриманих результатів. При плануванні експериментів в якості змінних факторів прийняті: обсяг камери дроблення, міцність подрібнювальних руд, розмір розвантажувальної щільності, довжина зони калібрування.

**Практична значимість.** На моделі конусної дробарки дрібного дроблення (М 1: 5) проведено експериментальні дослідження по визначенню впливу профілю камери дроблення при різних значеннях розвантажувальної щільності дробарки, що переробляє різну по міцності руду на продуктивність дробарки і вихід готового класу продукту дроблення.

**Результати.** Отримано оптимальні значення обсягу камери дроблення, розмір розвантажувальної щільності, довжина зони калібрування при різних конструктивно-механічних параметрах моделі конусної дробарки дрібного дроблення з різними профілями камери дроблення.

**Ключові слова:** конусна дробарка, камера дроблення, профіль.

doi: 10.31721/2306-5451-2021-1-52-82-85

**Проблема та її зв'язок з науковими і практичними задачами.** При експериментальних дослідженнях, що включають визначення впливу профіля камери дроблення, міцності переробляємих руд, величини розвантажувальної щільності, на продуктивність і якість продукту дроблення, раціонально застосувати планування експерименту [1]. Цим методом визначається математична модель не у вигляді рівнянь динаміки, а в вигляді регресії отриманих статистичним методом на базі інформації, зібраної безпосередньо при проведенні експерименту. Метод рототабельного планування другого порядку [2] поряд з отриманням математичної моделі процесу дозволяє скоротити об'єм експериментальних досліджень і провести сувору статистичну оцінку отриманих результатів.