

УДК 621.317

**О.М. Васілевський, В.О. Поджаренко, О.М. Наталіч**  
Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця  
кафедра метрології та промислової автоматики  
E-mail: [wasilevskiy@mail.ru](mailto:wasilevskiy@mail.ru)

## **МЕТОДИКА ПІДВИЩЕННЯ ІНСТРУМЕНТАЛЬНОЇ СКЛАДОВОЇ ВІРОГІДНОСТІ КОНТРОЛЮ НЕСИНХРОННОСТІ ОБЕРТАННЯ СИЛОВИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

### **Abstract**

*Vasilevskiy O.M., Podhzarenko V.O., Natalich O.M. Method of increase of instrumental component authenticity of control of unsynchronousness of rotation of power electromechanics transformers. Investigational question of increase of instrumental component authenticity of control of unsynchronousness of rotation of power electromechanics transformers due to diminishing of error of measuring of angulators. The high-fidelity measuring channel of angulator is developed and his error is set.*

**Keywords:** *probability of the control, a tool component of probability, the measuring channel, angular speed, rotation difference.*

### **Анотація**

*Васілевський О.М., Поджаренко В.О., Наталіч О.М. Методика підвищення інструментальної складової вірогідності контролю несинхронності обертання силових електро-механічних перетворювачів. Досліджено питання підвищення інструментальної складової вірогідності контролю несинхронності обертання силових електро-механічних перетворювачів за рахунок зменшення похибки вимірювання кутової швидкості. Розроблено вимірювальний канал кутової швидкості та досліджено його похибку вимірювання.*

**Ключові слова:** *вірогідність контролю, інструментальна складова вірогідності, вимірювальний канал, кутова швидкість, несинхронність обертання.*

### **Аннотация**

*Василевский А.Н., Поджаренко В.А., Наталич Е.Н. Методика повышения инструментальной составляющей вероятности контроля асинхронности вращения силовых электромеханических преобразователей. Исследован вопрос повышения инструментальной составляющей вероятности контроля асинхронности вращения силовых электромеханических преобразователей за счет уменьшения погрешности измерения угловой скорости. Разработан измерительный канал угловой скорости и исследовано его погрешность измерения.*

**Ключевые слова:** *вероятность контроля, инструментальная составляющая вероятности, измерительный канал, угловая скорость, асинхронность вращения.*

**Постановка задачі.** В теперішній час, завдяки досягненням мікропроцесорної та вимірювальної техніки, стало можливим використовувати автоматичні пристрої та системи різного рівня інтелекту для контролю різноманітних параметрів ЕМП як в процесі їх виготовлення, так і під час їх експлуатації. На сьогоднішній день при вимірюванні та контролі характеристик ЕМП застосовуються традиційні методи та засоби, що не завжди забезпечують максимальну точність, швидкодію, ефективність, тому підвищення точності вимірювання кутових швидкостей ЕМП під час їх синхронізації є актуальною задачею при побудові технологічних процесів призначених для перемотування листів металу, паперів, ниток, різних плівок, обдирки алмазів та ін.

**Аналіз стану досліджень та публікацій.** Розв’язання даної задачі започатковано в [1, 2]. В зазначеній літературі кутова швидкість визначалась за допомогою вібротрихних параметрів ЕМП з метою підвищення вірогідності контролю вібраційного стану ЕМП, тому розробка нового способу вимірювання кутової швидкості ЕМП під час їх синхронізації, що дозволяє підвищити точність вимірювання залишається невирішеною частиною зазначеної задачі.

**Формування цілей статті.** З огляду на вище сказане, метою статті є розробка математичної моделі високоточного тахометричного перетворювача (ТП), побудова на його основі вимірювального каналу (ВК) кутової швидкості та дослідження похибки вимірювання кутової швидкості при використанні запропонованого ТП.

**Викладення основного матеріалу.** Тахометричний перетворювач (ТП) включає в себе вал 1 (рис. 1), на який насаджено модулятор 2, в якому виконана прорізь 3 та прорізь 4. Прорізь 3 обмежена кривими  $\rho_1(\varphi)$  та  $\rho_2(\varphi)$ . Форма прорізі 4 обмежена проміями, які починаються у центрі модулятора  $O$ , кут між якими  $\gamma$ , та дугами концентричних кіл радіусами  $R_1$  (більший радіус) та  $R_2$ , центр яких співпадає з центром модулятора. За модулятором, зі сторони вала, розташована діафрагма 5 (її виділено жирною лінією), у якій виконано прорізі 6–9. За діафрагмою встановлено фотодіоди 10–13, які входять до складу фотоприймачів на основі пари фотодіод-операційний підсилювач. Елементи фотоприймачів та інші електронні елементи ТП розташовані на платі 14. Джерело світла 15 з конденсорною лінзою освітлює fotocутливий шар фотодіодів через перехрестя модулятора та діафрагми. При обертанні вала, обертається і модулятор, внаслідок чого прозорі та непрозорі елементи модулятора перекривають отвори діафрагми.

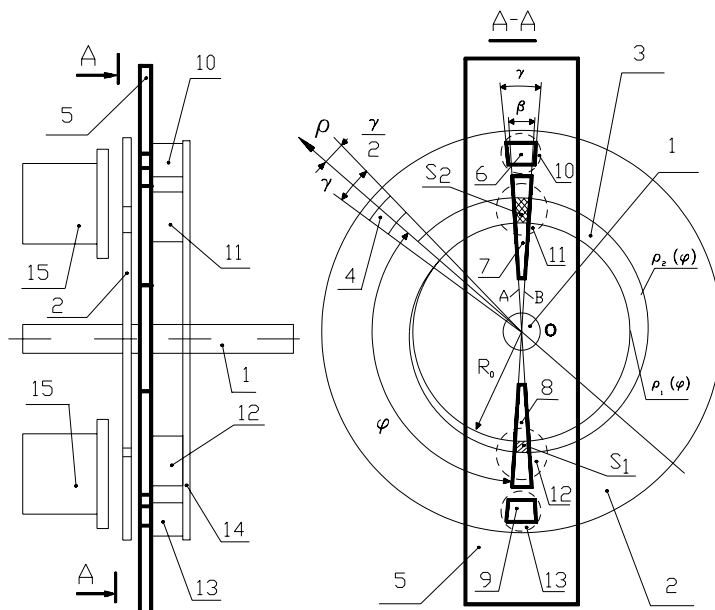


Рисунок 1 — Конструктивна схема ТП та модулятора, що прикріплюються до валу ЕМП

При вище вказаній формі отворів діафрагми, площа заштрихованого отвору, через яке світло при обертанні попадає на fotocутливий шар фотодіоду фотоприймача, лінійно залежить від кута повороту вала та визначається виразом

$$S_{\phi 1} = \begin{cases} (\varphi - n\alpha) \frac{R_1^2 - R_2^2}{2}, \varphi \in [n\alpha, (n+1)\alpha), & n = 0, 2, 4, \dots \\ -(\varphi - n\alpha) \frac{R_1^2 - R_2^2}{2} + (R_1^2 - R_2^2)\alpha, \varphi \in [(n+1)\alpha, (n+2)\alpha) \end{cases}, \quad (1)$$

де  $\varphi$  — поточний кут повороту заднього в напрямку обертання краю прозорого елемента модулятора, який умовно прийнято за перший, відносно переднього в напрямку обертання

краю першого отвору діафрагми (рад);  $R_1, R_2$  — відповідно більший та менший радіус кола, що обмежує отвір діафрагми.

Вираз для вихідної напруги фотоприймача в залежності від площі фоточутливого шару фотодіоду, що освітлюється має вигляд

$$U_{\phi} = IS_{10}R_{33}S/r^2, \tag{2}$$

де  $r$  — відстань від джерела світла до поверхні, що освітлюється;  $S$  — площа, що опромінюється;  $I$  — сила світла.

Вихідна напруга фотоприймача, як слідує з виразу (2), прямо пропорційна площі отвору, через який світло попадає на фоточутливий шар фотодіоду. Підставивши (1) в (2) отримуємо вираз, який зв'язує вихідну напругу першого фотоприймача з кутом повороту  $\varphi$

$$U_{\phi i} = \begin{cases} S_{10}R_{33}\frac{I}{r^2}(\varphi-n\alpha)\frac{R_1^2-R_2^2}{2}, \varphi \in [n\alpha, (n+1)\alpha], n=0,2,4\dots \\ S_{10}R_{33}\frac{I}{r^2}\left(-(\varphi-n\alpha)\frac{R_1^2-R_2^2}{2}+(R_1^2-R_2^2)\alpha\right), \varphi \in [(n+1)\alpha, (n+2)\alpha], n=0,2,4\dots \end{cases} \tag{3}$$

Вихідний сигнал вище описаного перетворювача є періодичним, його частота дорівнює добутку кількості прорізів модулятора на усталену частоту обертання. Тому, є очевидним, що оскільки смуга пропускання лінійних фотоприймачів обмежена, то при певній частоті обертання похибка первинного перетворення, що обумовлена частотними властивостями фотоприймачів, значно збільшується. Окрім того, визначення поточного кутового положення за допомогою описаного ТП є неможливим.

Доцільним є знаходження такої форми прорізи модулятора, при якій би забезпечувався максимально низькочастотний вихідний сигнал. Завдання визначення прорізи модулятора полягає у знаходженні такої її форми, щоб площа отвору, через який світло попадає на фоточутливий шар фотоприймача, лінійно залежала від кута повороту модулятора в межах його одного оберту [3].

Розглянемо рис. 2, на якому наведено креслення модулятора, з виконаною в ньому прорізью. Прорізи модулятора обмежена кривими, рівняння яких у полярних координатах, полюс яких співпадає з центром модулятора  $O$ , мають вигляд

$$\rho_1 = R_0, \rho_2 = R_0 + y(\varphi). \tag{4}$$

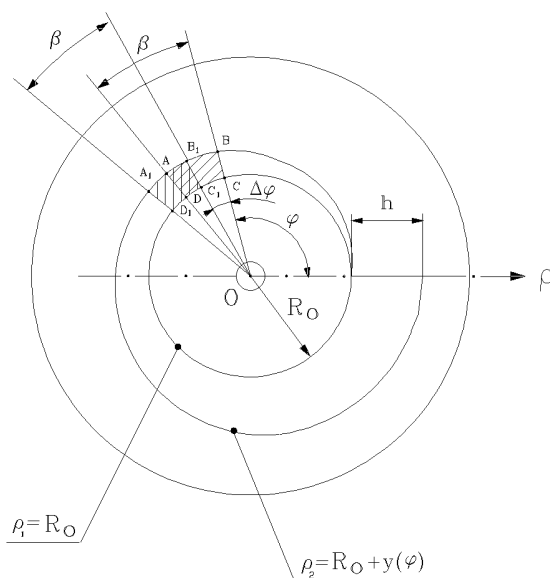


Рисунок 2 — Модулятор тахометричного перетворювача

Рівняння кривої  $\rho_1 = R_0$  є рівнянням кола у полярних координатах. Виходячи з тих самих умов, конфігурація діафрагми обмежена двома променями, які починаються у полюсі  $O$  і утворюють

між собою кут  $\beta$ . Розглянемо поточне розташування діафрагми відносно смуги, що обмежена колом  $\rho_1 = R_0$  та лінією  $\rho_2 = R_0 + y(\varphi)$ . Коефіцієнт заповнення  $\xi$  вікна діафрагми дорівнює відношенню

$$\xi = S_{ABCD} / S_{MAX} \quad (5)$$

де  $S_{ABCD}$ ,  $S_{MAX}$  — площа фігури ABCD відповідно у поточному та кінцевому положенні (у кінцевому положенні промінь OA співпадає з полярною віссю  $\rho$ ).

Завдання полягає у визначенні рівняння кривої  $\rho_2 = R_0 + y(\varphi)$ , яке забезпечує лінійну зміну приросту  $\Delta\xi$  коефіцієнта заповнення вікна діафрагми  $\xi$  в залежності від кута повороту  $\Delta\varphi$

$$\Delta\xi = k_0 \Delta\varphi \quad (6)$$

де  $k_0$  — коефіцієнт пропорційності.

Невідома функція  $y(\varphi)$  повинна задовольняти граничні умови  $y(0) = 0$ ,  $y(2\pi) = h$ .

Площу фігури ABCD знайдемо за допомогою подвійного інтегралу

$$S_{ABCD} = \iint_{ABCD} \rho d\varphi d\rho = \frac{1}{2} \int_{\varphi_0}^{\varphi_0 + \beta} (2R_0 y(\varphi) + y^2(\varphi)) d\varphi \quad (7)$$

Аналогічно визначаємо площу фігури  $A_1B_1C_1D_1$

$$S_{A_1B_1C_1D_1} = \frac{1}{2} \int_{\varphi_0 + \Delta\varphi}^{\varphi_0 + \Delta\varphi + \beta} (2R_0 y(\varphi) + y^2(\varphi)) d\varphi \quad (8)$$

Приріст коефіцієнта заповнення  $\Delta\xi$ , що відповідає куту  $\Delta\varphi$ , дорівнює

$$\Delta\xi = \frac{\Delta S}{S_{MAX}} = \frac{S_{A_1B_1C_1D_1} - S_{ABCD}}{S_{MAX}} \quad (9)$$

Звідки, з урахуванням (5), (7), (8) отримаємо

$$\int_{\varphi_0 + \Delta\varphi}^{\varphi_0 + \Delta\varphi + \beta} (2R_0 y(\varphi) + y^2(\varphi)) d\varphi - \int_{\varphi_0}^{\varphi_0 + \beta} (2R_0 y(\varphi) + y^2(\varphi)) d\varphi = k_1 \Delta\varphi \quad (10)$$

де  $k_1 = 2k_0 S_{MAX}$ .

Продиференціюємо співвідношення (10) по  $\Delta\varphi$ , тоді

$$k_1 = 2R_0 y(\varphi_0 + \Delta\varphi + \beta) + y^2(\varphi_0 + \Delta\varphi + \beta) - 2R_0 y(\varphi_0 + \Delta\varphi) - y^2(\varphi_0 + \Delta\varphi) \quad (11)$$

Введемо позначення

$$\varphi_0 + \Delta\varphi = t; \quad z(t) = 2R_0 y(t) + y^2(t) \quad (12)$$

При цьому співвідношення (11) набуде вигляду

$$z(t + \beta) - z(t) = k_1 \quad (13)$$

Нехай  $t=0$ , тоді у відповідності з граничними умовами і (12), маємо  $z(0)=0$  та відповідно з (13),  $z(\beta)=k_1$ . При  $t=\beta$ , відповідно з (2.45),  $z(2\beta)=k_1+z(\beta)=2k_1$ . Аналогічно, прийнявши  $t=2\beta$ , отримаємо  $z(3\beta)=3k_1$ . Отже, для значень аргументів  $\beta, 2\beta, 3\beta$ , які є членами арифметичної прогресії, функція  $z(t)$  приймає значення  $k_1, 2k_1, 3k_1$ , які також утворюють арифметичну прогресію. Наведена властивість притаманна тільки лінійній функції  $z(t) = at + b$ . З урахуванням (6) та (12),  $b=0$ , отже,  $z(t) = at$ , тобто

$$2R_0 y(t) + y^2(t) = at \quad (14)$$

Переписавши останнє співвідношення у вигляді  $(y(t) + R_0)^2 = R_0^2 + at$ , з урахуванням прийнятих позначень (13), дістанемо шукану залежність

$$\rho_2(\varphi) = \sqrt{R_0^2 + a\varphi} \quad (15)$$

З (12) та (14) маємо  $z(t)=at$ , а із (13), з урахуванням  $z(t+\beta)=a(t+\beta)$ , встановлюємо залежність

$$a\beta = k_1 = 2kS_{MAX} , \tag{16}$$

де  $S_{MAX} = \frac{1}{2} \int_{2\pi-\beta}^{2\pi} (\rho_2^2(\varphi) - R_0^2) d\varphi = a \frac{\beta}{4} (4\pi - \beta)$ .

Для початкового положення (промінь ОВ співпадає з полярною віссю)

$$S_0 = \frac{1}{2} \int_0^\beta (\rho_2^2(\varphi) - R_0^2) d\varphi = a \frac{\beta^2}{4} , \tag{17}$$

звідки знаходимо значення  $\xi_0$

$$\xi_0 = S_0 / S_{MAX} = \beta / (4\pi - \beta) . \tag{18}$$

При переході вікна діафрагми з початкового в кінцеве положення коефіцієнт заповнення  $\xi$  збільшується від  $\xi_0$  до 1, або, що теж саме, на величину прямо пропорційну куту повороту. Співвідношення (15) задовольняє очевидній умові  $\rho_2(0)=R_0$ , а з умови  $\rho_2(2\pi)=R_0+h$ , встановлюється ще одне співвідношення  $a = h(2R_0+h)/2\pi$ , що дозволяє обрати числові параметри.

Змінюючи розрізнявальну здатність ТП за кутом повороту у відповідності з кутовою швидкістю, що вимірюється, можна мінімізувати похибку вимірювання. Нижче пропонується ВК, що дозволяє перетворювати крутизну вихідного сигналу ТП з низькочастотним вихідним сигналом у частоту слідування імпульсів з можливістю зміни розрізняльної здатності. Функціональну схему ВК кутової швидкості наведено на рис. 3, а на рис.4 — часові діаграми їх роботи.

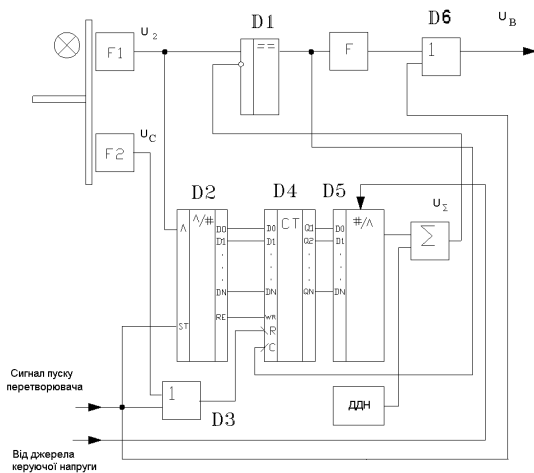


Рисунок 3 — ВК кутової швидкості з можливістю зміни розрізняльної здатності

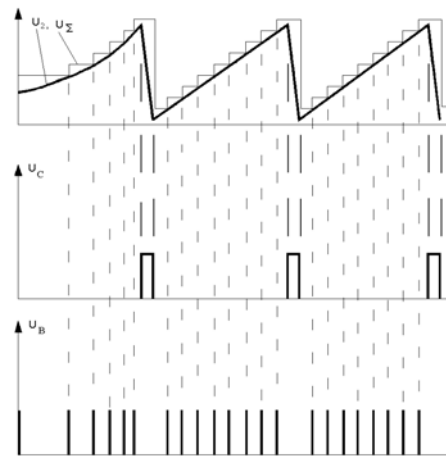


Рисунок 4 — Часові діаграми роботи ВК кутової швидкості

Принцип дії ВК полягає у тому, що вихідна напруга ТП з низькочастотним вихідним сигналом  $U_2$  має пилкоподібний вигляд. Тривалість заднього фронту напруги, що формується при  $\varphi \in [2\pi-\beta, 2\pi]$ , визначається кутовою шириною прорізи діафрагми  $\beta$ . Величина кута  $\beta$  вибирається виходячи з умов можливості втрати інформації про кутову швидкість у проміжок часу, за який формується задній фронт цієї напруги. Перед початком вимірювання, модулятор випадково розташовується відносно діафрагми, тобто вихідна напруга ТП відрізняється від свого мінімального значення. Зовнішній імпульс запуску надходить на вхід логічного елементу АБО D3 (рис. 3), запускає аналого-цифровий перетворювач (АЦП) D2 та скидає лічильник імпульсів D4. Цей імпульс через елемент АБО D6 поступає на вихід частотного перетворювача і є першим вихідним імпульсом. По закінченню аналого-цифрового перетворення на виході сигналу готовності RE АЦП з'являється імпульс, за

переднім фронтом якого цифровий код, відповідний вихідній напрузі ТП, записується у лічильник. Далі цифровий код подається на вхід цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), з виходу якого напруга  $U_{\Sigma}$  надходить на вхід суматора напруг, на другий вхід якого поступає напруга від джерела додаткової напруги (ДДН). Вихідна напруга ДДН перевищує мінімальну вихідну напругу ТП як мінімум на величину одного дискрету вихідної напруги ЦАП. Це необхідно для того, щоб перед початком вимірювання на виході компаратора був рівень логічного нуля. Вихідна напруга ЦАП, що за допомогою суматора складається з напругою ДДН, подається на інвертуючий вхід компаратора. Ця напруга (рис. 4) має пилоподібний вигляд та квантована за рівнем. При обертанні валу вихідна напруга ТП збільшується прямо пропорційно куту повороту. Коли її рівень перевищує напругу на інвертуючому вході компаратора, на його виході з'являється рівень логічної одиниці і цифровий код лічильника імпульсів збільшується на одиницю.

Процес продовжується циклічно і на виході компаратора формується послідовність імпульсів, яка поступає на вхід формувача імпульсів  $F$ , який формує вихідні імпульси  $U_B$  калібровані за амплітудою та тривалістю. Так як вихідна напруга фотоприймача прямо пропорційна куту повороту, а вихідні імпульси компаратора формуються в моменти збільшення цієї напруги на постійну величину одного кванту вихідної напруги ЦАП, час між двома сусідніми імпульсами є часом повороту вала ЕМП на фіксований кут. Коли кут повороту валу ЕМП знаходиться в межах  $\varphi \in [2\pi - \beta, 2\pi]$ , то напруга  $U_C$  досягає рівня логічної одиниці. Тривалість імпульсу  $U_C$  дорівнює часу дії заднього фронту напруги  $U_2$ . За заднім фронтом цього імпульсу здійснюється скид лічильника. Таким чином, на протязі кожного оберту на виході ТП формується послідовність імпульсів, частота яких пропорційна значенню кутової швидкості. Процес зміни розрізнявальної здатності найбільш швидкодіючих ЦАП з сумування струмів знаходиться з виразу

$$\Delta U_{p.3.} = R_{3.3.ЦАП} U_{оп} / R_C, \quad (19)$$

де  $U_{оп}$  — опорна напруга ЦАП;  $R_{3.3.ЦАП}$  — опір кола зворотного зв'язку операційного підсилювача ЦАП;  $R_C$  — струмозадаючий опір молодшого розряду.

Діапазон зміни вихідної напруги ТП дорівнює різниці між її максимальним та мінімальним значенням та визначається співвідношенням

$$\Delta U_2 = U_{2MAX} - U_{2MIN} = S_{10} R_{33} \frac{I}{r^2} \frac{a\beta}{2} (2\pi - \beta). \quad (20)$$

Кількість імпульсів,  $k_1$  формуємих за кут повороту  $2\pi - \beta$ , визначається як відношення діапазону зміни вихідної напруги ТП  $\Delta U_2$  та розрізнявальної здатності ЦАП, що використовується  $\Delta U_{p.3.}$

$$k_1 = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_{p.3.}} = \frac{S_{10} R_{33} R_C I a \beta (2\pi - \beta)}{2 r^2 R_{3.3.ЦАП} U_{оп}}, \quad (21)$$

а розрізнявальна здатність

$$\varphi_0 = \frac{2\pi - \beta}{k_1} = \frac{2 r^2 R_{3.3.ЦАП}}{S_{10} R_{33} R_C I a \beta} U_{оп}. \quad (22)$$

Із виразу (22) випливає, що розрізнявальна здатність перетворювача прямо пропорційна опорній напрузі ЦАП. В якості джерела керуючої напруги можливе використання іншого ЦАП. Тоді розрізнявальною здатністю можна керувати цифровим кодом. При використанні ТП з можливістю зміни розрізнявальної здатності та при обертанні ротору з високостабільною кутовою швидкістю, основною складовою загальної похибки визначення кутової швидкості є похибка, що обумовлена відсутністю синхронізації між вихідними імпульсами ТП та імпульсами зразкового генератора. У цьому випадку доцільним є застосування розглянутого у [3] оптимального алгоритму мінімізації похибки вимірювання частоти та періоду на основі усереднюючих вікон Діріхле. Мінімальна відносна середньоквадратична похибка вимірювання кутової швидкості ЕМП при відсутності випадкових завад визначається виразом

$$\varepsilon_{\omega \text{ MIN}} = \frac{1}{\omega \sqrt[4]{6}} \sqrt{\frac{\pi |\varepsilon_{\text{MAX}}|}{2^{n-1}}}, \quad (23)$$

де  $\varepsilon_{\text{MAX}}$  — максимальне значення другої похідної вихідного сигналу ТП на інтервалі диференціювання, виражене у одиницях кутового прискорення.

Графіки залежності цієї похибки від кутової швидкості при різній розрядності АЦП при  $|\varepsilon_{\text{MAX}}| = 1000 \text{ рад/с}^2$  наведено на рис. 5. Їх наведено в діапазоні кутових швидкостей, у якому період дискретизації як мінімум у два рази менше за період вихідного сигналу ТП.

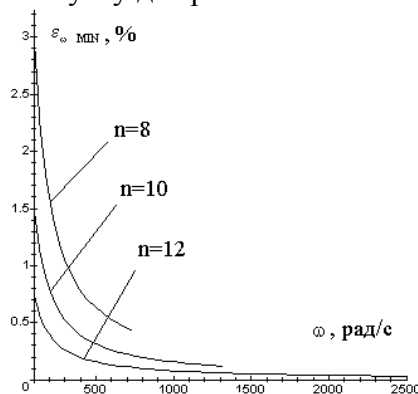


Рисунок 5 — Відносна середньоквадратична похибка вимірювання кутової швидкості

З рис. 5. видно, що в області низьких кутових швидкостей відносна середньоквадратична похибка вимірювання значно збільшується, що в першу чергу обумовлено похибкою квантування вихідного сигналу ТП.

#### Висновки.

Вперше запропоновано форму прорізи модулятора, діафрагму та ТП із зменшенням похибки первинного перетворення, який дозволяє визначити початкове кутове положення валу ЕМП. Отримано рівняння перетворення та математичну модель ВК кутової швидкості. Побудовано ВК кутової швидкості з розробленим ТП із можливістю зміни розрізняювальної здатності. В результаті досліджень розробленого ВК встановлено, що відносна похибка вимірювання не перевищує 0,4% в межах зміни кутової швидкості від 0 до 2 500 рад/с — це дозволяє підвищити сумарну складову вірогідності контролю несинхронностей обертання силових ЕПМ до 0,965.

Подальша робота полягає у розробці методики метрологічної атестації розробленого ВК кутової швидкості.

#### Література

1. Поджаренко В.О. Визначення частоти обертання електромеханічних систем за допомогою вібраційних сигналів / В.О. Поджаренко, В.Ю. Кучерук, О.М. Васілевський // Вимірювальна техніка та метрологія. — 2003. — № 63. — С.161–167.
2. Поджаренко В.О. Математичне моделювання системи керування асинхронними електродвигунами / В.О. Поджаренко, В.Ю. Кучерук, О.М.Васілевський // Наукові праці донецького національного технічного університету. Серія: „Обчислювальна техніка та автоматизація”. — 2003. — № 64. — С. 71–78.
3. Поджаренко В.О. До питання вибору форми модулятора тахометричного перетворювача / В.О. Поджаренко, В.М. Михалевич // Вісник Вінницького політехнічного інституту. — 1988. — №1. — С. 12–18.

Здано в редакцію:  
05.03.2009р.

Рекомендовано до друку:  
д.т.н, проф. Зорі А.А.