

В. Ф. Граняк¹
 В. В. Кухарчук¹
 С. Ш. Каців¹

ПАРАМЕТРИЧНИЙ ЄМНІСНИЙ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ПОВІТРЯНОГО ЗАЗОРУ МІЖ РОТОРОМ І СТАТОРОМ ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

¹Вінницький національний технічний університет

Обґрунтовано, що виходячи з міркувань забезпечення універсальності та зменшення собівартості побудови засобів вимірювання повітряного зазору між ротором та статором обертових електричних машин доцільним є застосування вимірювальних перетворювачів повітряного зазору у значення вихідної постійної напруги. Такий вимірювальний перетворювач дозволить реалізувати засіб вимірювання на базі серійних мікроконтролерів з вбудованим АЦП напруги.

Показано, що найпридатнішим для використання разом з електричними машинами в процесі їх промислової експлуатації є ємнісні сенсори повітряного зазору. Проте, через відносно низьку чутливість зазначеного класу первинних вимірювальних перетворювачів їх використання спільно із серійними вторинними перетворювачами типу «ємність–напруга» має обмеження, що посилюються необхідністю забезпечення можливості адаптації засобу вимірювання до широкого класу обертових електричних машин з різним номінальним значенням повітряного зазору між ротором і статором. Враховуючи зазначені обставини, запропоновано конструкцію вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність–напруга», що характеризується змінним коефіцієнтом підсилення, відносно простим конструктивним виконанням та низьким значенням додаткової внесеної похибки. Це дозволить вирішити задачу узгодження вимірювального сигналу між сенсором повітряного зазору та наявними аналого-цифровими перетворювачами напруги, якими, зазвичай комплектуються сучасні мікроконтролери.

Розроблено математичну модель запропонованого вторинного вимірювального перетворювача, отриману шляхом подальшого розвитку методу розрахунку випрямлячів Терентьєва (метод монограм), що дозволило адаптувати його для розрахунку випрямлячів з низьким значенням вхідної напруги живлення та малим значенням струмів навантаження.

Отримано математичну модель вимірювального перетворювача повітряного зазору між ротором та статором обертових електричних машин в напругу, що є послідовним з'єднанням ємнісного сенсора повітряного зазору та запропонованого вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність–напруга». Адекватність математичної моделі підтверджено експериментально.

Ключові слова: повітряний зазор, обертова електрична машина, параметричний ємнісний сенсор, вторинний вимірювальний перетворювач, математична модель, статична характеристика.

Вступ

Останніми десятиліттями спостерігається пришвидшений розвиток систем моніторингу та діагностування обертових електричних машин [1]. Це зумовлює зростання потреби у таких засобах вимірювання технологічних параметрів цих машин, які мали б підвищену точність та були б придатні до використання у режимі реального часу. При цьому вибір контрольованих технологічних параметрів у першу чергу зумовлюється імовірністю виникнення дефектів, для яких цей контрольований параметр характеризуватиметься найвищою інформативністю.

Результати статистичного аналізу розподілу дефектів, що виникають під час експлуатації асинхронних електродвигунів, дають змогу виокремити такі найімовірніші типи дефектів для зазначе-

ного типу обладнання [2]:

1. Теплове пошкодження ізоляції полюсних обмоток — 30 %.
2. Міжвиткове коротке замикання — 15 %.
3. Пошкодження підшипників — 12 %.
4. Механічне пошкодження обмоток статора чи ізоляції — 11 %.
5. Механічна деформація конструкцій ротора чи статора — 9 %.
6. Робота електродвигуна на двох фазах — 8 %.
7. Обрив чи ослаблення кріплення стрижня в білячій клітці — 5 %.
8. Ослаблення кріплення обмоток статора — 4 %.
9. Дисбаланс ротора електродвигуна — 3 %.
10. Неспіввісність валів — 2 %.
11. Інші дефекти — 1 %.

При цьому для таких дефектів, як: механічна деформація конструкцій ротора чи статора, обрив чи ослаблення стрижня в білячій клітці, ослаблення кріплення обмоток статора та неспіввісність валів, які складають 20 % від загальної кількості, буде характерною зміна величини повітряного зазору між ротором і статором.

Очевидним є і той факт, що для синхронних машин та машин постійного струму зазначений показник буде ще вищим, оскільки конструкція останніх передбачає наявність роторних обмоток, що можуть деформуватися в процесі експлуатації [3]. Тож, аналізуючи наведені статистичні дані, можна зробити висновок про доцільність контролю величини повітряного зазору між ротором та статором електричних машин. А отже, розробка вимірювальних перетворювачів, які могли б бути застосовані для побудови цифрових засобів вимірювання повітряного зазору між ротором та статором електромеханічних перетворювачів енергії, придатних для експлуатації спільно із сучасними системами технічного контролю та діагностування, а також отримання їх високоточних математичних моделей, є актуальною науково-прикладною задачею.

Постановка задачі

Однією з основних вимог, що висувається до засобів вимірювання величини повітряного зазору є їх безконтактність, оскільки це дозволяє уникнути суттєвого втручання у конструкцію електричної машини та не призводить до появи надлишкового дебалансу ротора [1]. Аналіз наявних сенсорів, придатних для побудови зазначених засобів вимірювання, дає змогу виділити два їх основних типи, які можуть бути застосовані для розв'язання цієї задачі: ємнісний та оптичний [4]. При цьому використання оптичних первинних вимірювальних перетворювачів обмежується умовами експлуатації електричних машин, оскільки останні є чутливими до забруднення та стороннього електромагнітного випромінювання у оптичному діапазоні [5]. Тож, враховуючи сказане, є очевидним доцільність використання саме ємнісних сенсорів.

Також є очевидним, що контроль величини повітряного зазору електричної машини необхідно здійснювати у декількох просторово зміщених точках [4], що обумовлює реалізацію засобу вимірювання зазначеного параметра у вигляді інформаційно-вимірювальної системи [6]. При цьому реалізацію таких засобів вимірювання доцільно здійснювати на базі серійних мікроконтролерів з вбудованим аналого-цифровим перетворювачем, що в загальному випадку дозволить зменшити їх собівартість, а також розвантажити сервер та лінію передачі даних.

Аналіз шляхів розв'язання задачі

Побудова засобів вимірювання на базі параметричних сенсорів, вихідний сигнал яких не має власних енергетичних характеристик, призводить до деякого ускладнення процесу проміжного вимірювального перетворення цих величин у рівень постійної напруги, придатний для обробки внутрішніми засобами серійних мікроконтролерів [7], [8]. Додатковим фактором, що також суттєво ускладнює практичне використання ємнісних сенсорів повітряного зазору, є їх відносно низька чутливість. Одним з найперспективніших сенсорів цього типу є ємнісний сенсор повітряного зазору між ротором та статором, детально описаний у роботі [9], структурна схема якого показана на рис. 1.

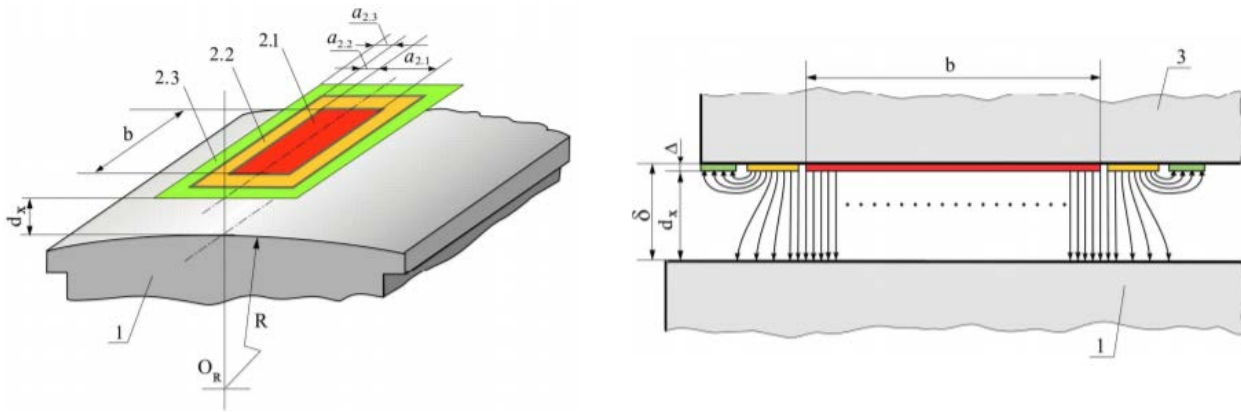


Рис. 1. Структурна схема ємнісного сенсора повітряного зазору між ротором і статором електромеханічних перетворювачів енергії [9]

Сенсор 2, який встановлюється на зубці статора 3, складається з потенціального електрода 2.1, охоронного електрода 2.2 та заземленого електрода 2.3. Він з'єднується з вторинним вимірювальним перетворювачем за допомогою кабелю з подвійним екраном, при чому внутрішній екран з'єднується з охоронним електродом 2.2, а зовнішній — із заземленим електродом 2.3.

У процесі вимірювання із зовнішнього джерела живлення на потенціальний електрод 2.1 подається змінна напруга. Через електричну ємність конденсатора, утвореного електродом 2.1 та заземленим полюсом ротора 1, корпусом електромеханічного перетворювача енергії та заземленим електродом 2.3 протікає змінний струм, значення якого за фіксованого діючого значення напруги живлення буде пропорційне зазору між ротором і статором. До основних переваг цього сенсора можна віднести невеликі масо-габаритні розміри та підвищену чутливість у порівнянні з іншими сенсорами цього класу, що становить близько 40 нФ/мм в діапазоні зміни ємності від 50 до 400 нФ зі зміною величини повітряного зазору від 0,8 до 10 мм, а також квазілінійна статична характеристика [9].

Оскільки розглянутий вище сенсор характеризується незначним діапазоном зміни вихідної ємності, а засіб вимірювання, реалізований на його основі, повинен характеризуватися адаптивністю, що дасть змогу застосовувати його для вимірювання величини повітряного зазору широкого класу електромеханічних перетворювачів енергії з різним номінальним значенням повітряного просвіту між ротором та статором, то використання серійних вторинних вимірювальних перетворювачів типу «ємність–напруга» для побудови останнього є недоцільною, оскільки такий підхід не зможе забезпечити вищенаведених властивостей.

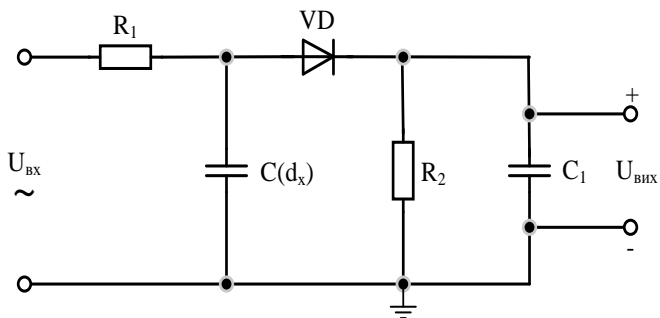


Рис. 2. Електрична принципова схема вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність–напруга»

Одним з можливих варіантів конструктивного виконання вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність–напруга», що задовольняв би описані вище вимоги, може бути електричне коло, схема якого показана на рис. 2.

На схемі рис. 2 ємнісний сенсор позначений, як $C(d_x)$. Напруга $U_{вх}$ є вхідною змінною напругою від зовнішнього джерела живлення. Напруга $U_{вих}$ — вихідна постійна напруга, аналітично пов'язана з ємністю сенсора $C(d_x)$, яка подається на вхід АЦП напруги.

Для отримання математичної моделі запропонованого вторинного вимірювального перетворювача розглянемо електромагнітні процеси, які відбуватимуться під час його функціонування. Щоби спростити цей аналіз скористаємося положеннями теореми активного двополюсника [10]. Це дасть можливість провести заміну деякої частини електричного кола, поданого на рис. 2, відповідним еквівалентним генератором. Схема електричного кола після зазначеної модифікації та внутрішня схема еквівалентного генератора показані на рис. 3.

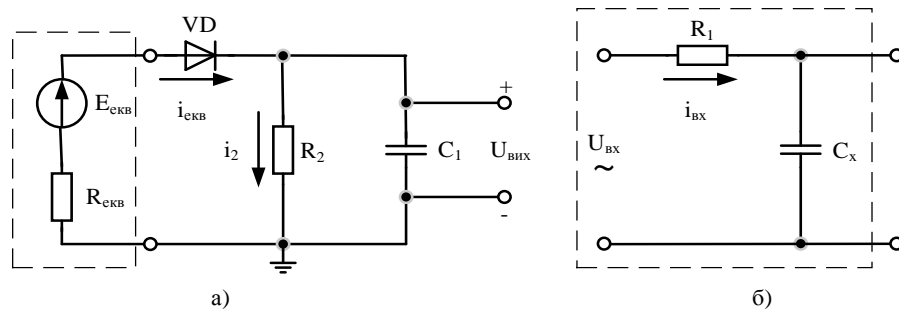


Рис. 3. Схема електричного кола після модифікації: а — коло з еквівалентним генератором; б — внутрішня схема еквівалентного генератора

Розрахуємо значення комплексної ЕРС еквівалентного генератора,

$$E_{\text{екв}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_x}} \cdot \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} - j \frac{U_{\text{вх}} R_1 \omega C_x}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1}, \quad (1)$$

де j — уявна одиниця ($\sqrt{-1}$); ω — циклічна частота вхідної напруги живлення, яка визначається за формулою

$$\omega = 2\pi f, \quad (2)$$

де f — частота вхідної напруги живлення.

Прийнявши за початок відліку момент часу переходу миттєвого значення вхідної напруги через нуль з додатною першою похідною, рівняння (1) можна записати у такому вигляді:

$$E_{\text{екв}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} - j \frac{U_{\text{вх}} R_1 \omega C_x}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} = \frac{U_{\text{вх}} \sqrt{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} \cdot e^{-j R_1 \omega C_x}. \quad (3)$$

Відповідно, з урахуванням (3), миттєве значення ЕРС еквівалентного генератора може бути описане так:

$$e_{\text{екв}}(t) = \frac{U_{\text{вх}} \sqrt{2R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 2}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} \sin(\omega t - R_1 \omega C_x) = E_{\text{екв max}} \sin(\omega t - R_1 \omega C_x). \quad (4)$$

Далі розрахуємо еквівалентний опір введеного еквівалентного генератора. Оскільки переважна більшість існуючих електронних блоків живлення, що використовуються у електронних колах, укомплектовані системами стабілізації вихідної напруги [11], то для подальших розрахунків джерело живлення $U_{\text{вх}}$ будемо вважати ідеальним джерелом ЕРС. Тоді

$$Z_{\text{екв}} = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_x}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_x}} = \frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1} - j \frac{R_1^2 \omega C_x}{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1} = R_{\text{екв}} - jX_{\text{екв}}. \quad (5)$$

Розглянемо процеси, що відбуваються у тій частині запропонованого вторинного вимірювального перетворювача, що не увійшла до складу еквівалентного генератора. За своєю будовою значена частина електричного кола є однофазним, однопівперіодним випрямлячем з смісним фільтром, для якого може бути застосована модель Терентьєва [12], [13] з деякими модифікаціями, обумовленими особливостями роботи вимірювального перетворювача.

Оскільки вимірювальний перетворювач повинен характеризуватися незначною потужністю розсіювання, то справедливою буде нерівність [13]

$$R_{\text{екв}} \gg R_{VD}, \quad (6)$$

де R_{VD} — активний прями опір діода.

З урахуванням (6) сума активного прямого опору діода та еквівалентного генератора з допустимою точністю може бути розрахована як

$$R = R_{\text{екв}} + R_{VD} \approx R_{\text{екв}}. \quad (7)$$

Для візуалізації процесів зазначеної частини схеми подамо хвильові діаграми її напруг (рис. 4), вибравши за початковий момент часу момент максимального значення напруги на затискачах еквівалентного генератора.

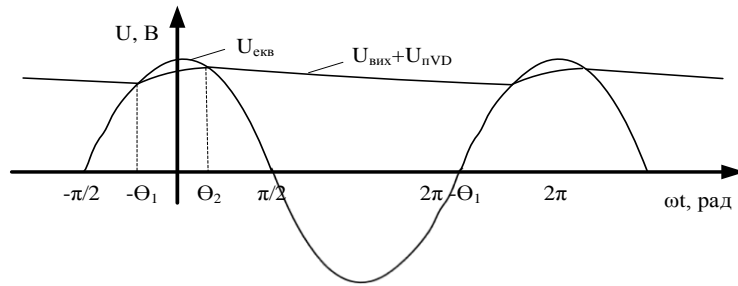


Рис. 4. Хвильові діаграми напруги на затискачах еквівалентного генератора та напруги $U_{вих}$ для усталеного режиму роботи схеми

Розгляд розпочнемо з моменту $\omega t = -\pi/2$. В цей момент (див. рис. 4) сума напруги на конденсаторі C_1 ($U_{вих}$) та прямого падіння напруги діода, за якої відбувається його відкривання, (U_{nVD}) більше напруги на затискачах еквівалентного генератора ($U_{екв}$), а отже, діод VD є закритим. Розряджуючись, конденсатор C_1 створює на резисторі R_2 експоненційно спадну напругу.

Зі збільшенням кута до значення $\omega t = -\Theta_1$ буде справедливою рівність

$$U_{екв} - U_{вих} = U_{nVD}. \quad (8)$$

Діод в цей момент часу відкриється і почне пропускати струм, частина якого йтиме на зарядку конденсатора C_1 , а частина пройде через резистор R_2 у вигляді струму i_2 .

Під час зарядки конденсатора C_1 напруга на ньому зростає, і з кутом $\omega t = \Theta_2$ знову буде виконуватися рівність (8). У цей момент діод закриється і розпочнеться розрядка конденсатора C_1 на опір R_2 , що триватиме до досягнення кутом значення $\omega t = 2\pi - \Theta_1$.

Визначимо миттєвий струм $i_{екв}(t)$ у разі відкритого ключа VD. Для зазначеного режиму роботи його можна розрахувати таким чином:

$$i_{екв}(t) = \frac{e_{екв}(t) - u_{вих}(t) - U_{nVD}}{R_{екв}} = \frac{\Delta u(t)}{R_{екв}}. \quad (9)$$

Таким чином, за формою струм діода збігається з напругою $\Delta u(t)$.

При цьому збільшення опору R_2 зумовить зменшення струму $i_{екв}$, а отже зменшить і потужність розсіювання та уповільнить процес розряджання ємності C_1 . В свою чергу, це зумовить зменшення кута Θ_1 . До того ж, під час заряджання конденсатора через великий опір R_2 відгалужується менша частина струму $i_{екв}$. Відповідно, конденсатор заряджається швидше, що призводить до зменшення кута Θ_2 . Таким чином зменшення струму i_2 призводить до зменшення часу заряджання, зменшення втрат, збільшення вихідної напруги та зменшенню пульсацій. Ефект збільшення вихідної напруги та зменшення пульсацій матиме і збільшення частоти вхідної напруги f , оскільки це автоматично зменшить проміжок часу між зарядками ємності, а, отже, зменшить час розрядки. Ємність же конденсатора C_1 відобразиться не лише на пульсаціях вихідної напруги, але й на формі струму $i_{екв}$. За достатньо великої ємності конденсатора вихідна напруга буде майже постійною, а імпульси струму — симетричними [13].

Розрахувавши перехідний процес розрядки ємності C_1 через опір R_2 , можна отримати закон зміни вихідної напруги у діапазоні кутів $\Theta_2 \leq \omega t \leq 2\pi - \Theta_1$:

$$u_{вих}(t) = U_{вих\max} \cdot e^{-\frac{1}{C_1 R_2} t}, \quad (10)$$

де $U_{вих\max}$ — максимальна напруга, до значення якої заряджається ємність C_1 .

Наклавши обмеження на допустимі пульсації напруги у 1 %, на основі (10) розрахуємо мінімальну сталу часу $C_1 R_2$, необхідну для забезпечення зазначеного рівня пульсацій із заданою частотою вхідної напруги f . Для спрощення розрахунків за час розряду ємності прийемо повний період вхідного сигналу, до якого буде наближатися реальний час розрядки ємності зі збільшенням опору R_2 . Математично виконання цієї умови можна записати таким чином:

$$U_{\text{вих max}} \cdot e^{-\frac{1}{C_1 R_2 f}} \geq 0,99 U_{\text{вих max}} \rightarrow C_1 R_2 \geq \ln(0,99^{-f})^{-1}. \quad (11)$$

За виконання умови (11) кути Θ_1 і Θ_2 стають фактично рівними, тобто справедливий вираз [12]

$$\Theta_1 = \Theta_2 = \Theta. \quad (12)$$

Для такого режиму роботи, враховуючи (8), вихідна напруга може бути розрахована так:

$$U_{\text{вих}} = E_{\text{екв max}} \cos(\Theta) - U_{nVD}, \quad (13)$$

де $E_{\text{екв max}}$ — амплітудне значення ЕРС еквівалентного генератора.

Оскільки кут відсічки Θ пов'язаний з параметрами випрямляча трансцендентним рівнянням, що не має аналітичних розв'язків, і у розглянутому випадку може бути записаною, як [12], [13]:

$$\text{tg}(\Theta) - \Theta = \pi \cdot \frac{R_{\text{екв}}}{R_2}, \quad (14)$$

то для отримання аналітичної залежності типу $\Theta = f(R_{\text{екв}}/R_2)$ доцільним буде скористатися методами апроксимації функції на необхідному діапазоні зміни значень аргументу. В такому випадку, з урахуванням (4), (5) та (13) рівняння перетворення запропонованого вторинного вимірювального перетворювача може бути записане таким чином:

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} \sqrt{2R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 2}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} \cos \left(f \left(\frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1} \right) \right) - U_{nVD}. \quad (15)$$

На основі рівняння перетворення (15) побудуємо статичну характеристику запропонованого вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність–напруга», сумісного з вищеописаним ємнісним сенсором повітряного зазору, задавшись такими конструктивними параметрами: діюче значення вхідної напруги ($U_{\text{вх}}$) — 5 В, частота вхідної напруги (f) — 1 кГц (що знаходиться у межах частоти пропускання випрямних напівпровідникових діодів загального призначення) [14], опори R_1 та R_2 — відповідно 2,5 кОм та 100 кОм (що забезпечує незначну потужність розсіювання вторинного перетворювача), ємність C_1 — 1 мкФ (що задовольняє умові (11)) та випрямний діод 1N1004, пряме падіння напруги якого (U_{nVD}) дорівнює 0,5 В [14]. Для зазначених конструктивних параметрів у заявленому діапазоні зміни ємності сенсора (50 нФ...400 нФ) справедливе відношення

$$0,0005 \leq \frac{R_{\text{екв}}}{R_2} \leq 0,015. \quad (16)$$

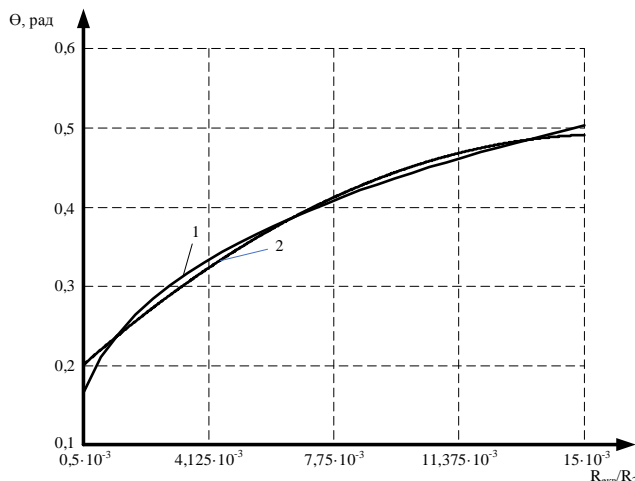


Рис. 5. Залежність кута відсічки діода від відношення опорів: 1 — фактична (дійсна); 2 — апроксимована поліномом (17)

У зазначеному діапазоні зміни аргументу на основі дискретних розв'язків трансцендентного рівняння (14) з використанням методу найменших квадратів проведено апроксимацію залежності $\Theta = f(R_{\text{екв}}/R_2)$. Як апроксимуючу функцію, виходячи з міркувань необхідності забезпечення достатньої точності на недоречності надмірного ускладнення математичної моделі, вибрано поліном 2-го порядку. В результаті апроксимації отримано залежність

$$\Theta = 0,182 + 39,466 \frac{R_{\text{екв}}}{R_2} - 1258 \left(\frac{R_{\text{екв}}}{R_2} \right)^2. \quad (17)$$

Загальний вигляд фактичної (дійсної) залежності $\Theta = f(R_{\text{екв}}/R_2)$, отриманої шляхом інтерполяції дискретних розв'язків трансцендентного рівняння (14) та залежності (17), показаний на рис. 5.

За використання (17) підсумкове рівняння перетворення вторинного вимірювального перетворювача може бути записане так:

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} \sqrt{2R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 2}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} \cos \left(0,182 + 39,466 \frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1} - 1258 \left(\frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1} \right)^2 \right) - U_{\text{нVD}}. \quad (18)$$

Оскільки, як зазначалося вище, рівняння перетворення сенсора може бути описане таким чином:

$$C_x = k \cdot d_x + b, \quad (19)$$

де d_x — повітряний зазор між ротором і статором; k та b — сталі, що характеризують конструктивні параметри сенсора.

Загальне рівняння перетворення вимірювального каналу повітряного зазору з урахуванням (18) та (19) можна записати так:

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} \sqrt{2R_1^2 \omega^2 (kd_x + b)^2 + 2}}{R_1^2 \omega^2 (kd_x + b)^2 + 1} \times \cos \left(0,182 + 39,466 \frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 (kd_x + b)^2 + 1} - 1258 \left(\frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 (kd_x + b)^2 + 1} \right)^2 \right) - U_{\text{нVD}}. \quad (20)$$

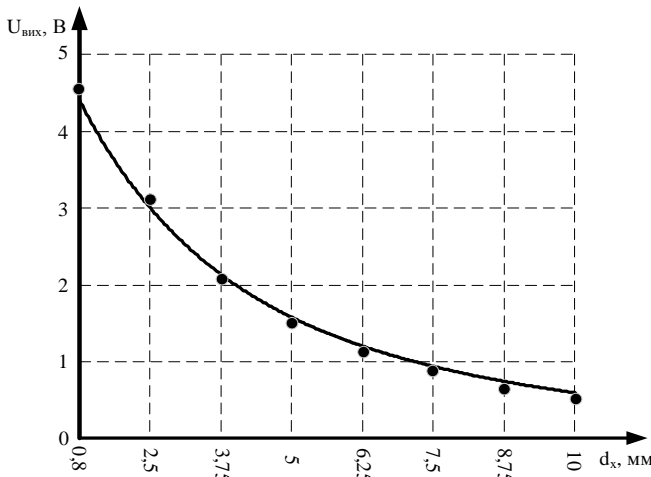


Рис. 6. Статичні характеристики аналогової частини вимірювального каналу повітряного зазору з вищезазначеними конструктивними параметрами та накладеними експериментальними точками

ності $\Theta = f(R_{\text{екв}}/R_2)$, щоправда, це призведе до збільшення степеня полінома функції, а отже, до ускладнення вихідного рівняння перетворення.

Висновки

1. Запропоновано вторинний вимірювальний перетворювача типу «ємність–напруга», який характеризується змінним коефіцієнтом підсилення, відносно простим конструктивним виконанням та низьким значенням додаткової внесеної похибки, що дозволить вирішити існуючу проблему узгодження вимірювального сигналу між сенсором повітряного зазору та існуючими аналого-цифровими перетворювачами напруги, якими, зазвичай, комплектуються сучасні мікроконтролери.

2. Набув подальшого розвитку метод розрахунку випрямлячів Терентьєва (метод монограм), що дозволило адаптувати його для розрахунку випрямлячів з низьким значенням вхідної напруги живлення та малим значенням струмів навантаження.

3. Отримано рівняння перетворення вимірювального перетворювача, що однозначно пов'язує величину повітряного просвіту між ротором та статором з рівнем постійної вихідної напруги. Експериментально доведено її адекватність.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] М. А. Яцун, і А. М. Яцун, *Експлуатація та діагностування електричних машин і апаратів*, навч. посіб. Львів, Україна: Видавництво Львівської політехніки, 2010, 228 с.
- [2] ИТГ Энергомаши. *Определение неисправности асинхронного двигателя*. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://energo.ucoz.ua/publ/5-1-0-10>.
- [3] В. Ю. Кучерук, *Елементи теорії побудови систем технічного діагностування електромоторів*, моногр. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003, 195 с.
- [4] Е. А. Зайцев, А. С. Левицкий, и В. Е. Сидорчук, «Система контроля воздушного зазора гидроагрегатов,» *Приборы и методы измерения*, т. 8, № 2, с. 122-130, 2017.
- [5] В. К. Кирилловский, и Т. В. Точилина, *Оптические измерения*, учеб. пос. по лабораторному практикуму. Санкт-Петербург, РФ: Университет ИТМО, 2014, 130 с.
- [6] В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, Є. Т. Володарський, і В. В. Грабко, *Основи метрології та електричних вимірювань*, підруч. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2012, 522 с.
- [7] N. V. Raghavendra, and L. Krishnamurthy, *Engineering metrology and measurements*. Oxford: University press, 2013, 508 p.
- [8] Д. М. Нестерчук, С. О. Квітка, і С. В. Галько, *Методи і засоби вимірювань електричних та неелектричних величин*, навч. посіб. Мелітополь, Україна: Виданничо-поліграфічний центр «Люкс», 2017, 206 с.
- [9] А. С. Левицкий, А. І. Новік, і Є. Ю. Неболюбов, «Створення ємнісного вимірювача повітряного зазору між ротором та статором у потужних гідроагрегатах,» *Праці інституту електродинаміки НАН України*, вип. 26, с. 54-62, 2010.
- [10] Ю. А. Карпов, С. Ш. Кацев, В. В. Кухарчук, і Ю. Г. Ведміцький, *Теоретичні основи електротехніки. Усталені режими лінійних електричних кіл із зосередженими та розподіленими параметрами*, підруч. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2011, 377 с.
- [11] Е. А. Москатов, *Источники питания*. Киев, Украина: МК-Пресс, 2012, 208 с.
- [12] Б. П. Терентьев, *Выпрямители для радиоустройств*. Москва: Связьрадиоиздат, 1938, 227 с.
- [13] П. А. Борисов, В. С. Томасов, *Расчёт и моделирование выпрямителей*, учеб. пос. Санкт-Петербург, РФ: СПб ГУ ИТМО, 2009, 169 с.
- [14] М. А. Філінюк, та ін., *Елементна база електронних апаратів. Частина III. Напівпровідникові діоди та тиристори*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2016, 92 с.

Рекомендована кафедрою теоретичної електротехніки та електричних вимірювань ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 10.12.2020

Граняк Валерій Федорович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри теоретичної електротехніки та електричних вимірювань, e-mail: titanxp2000@ukr.net ;

Кухарчук Василь Васильович — д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри теоретичної електротехніки та електричних вимірювань;

Кацев Самоїл Шулімович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри теоретичної електротехніки та електричних вимірювань.

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

V. F. Hraniak¹
V. V. Kukharchuk¹
S. Sh. Katsyv¹

Parametric Capacitive Measuring Air Clearance Converter Between Rotor and Stator of Rotating Electric Cars

¹Vinnitsia National Technical University

The paper substantiates that based on the considerations of ensuring the versatility and reducing the cost of construction of measuring the air gap between the rotor and stator of rotating electric machines, it is advisable to use measuring transducers of air gap in the value of the output DC voltage. Such a measuring transducer will allow you to implement a measuring instrument based on serial microcontrollers with built-in voltage ADC.

It is shown that the most suitable for use in conjunction with electric machines in the process of their industrial operation are capacitive air gap sensors. However, due to the relatively low sensitivity of this class of primary measuring transducers, their use in conjunction with serial secondary transducers such as "capacitance - voltage" has serious limitations, exacerbated by the need to adapt the measuring instrument to a wide class of rotating electric machines with different nominal air values the clearance between the rotor and the stator. Given these circumstances, it was proposed to design a secondary measuring transducer type "capacitance-voltage", characterized by variable gain, relatively simple design and low value of additional error, which will solve the existing problem of matching the measuring signal between the sensor and the sensor existing analog-to-digital voltage converters, which are usually equipped with modern microcontrollers.

A mathematical model of the proposed secondary measuring instrument obtained by further development of the

Terentyev rectifier calculation method (monogram method) was developed, which allowed adapting it for calculation of rectifiers with low value of input supply voltage and small value of load currents.

A mathematical model of the air gap measuring transducer between the rotor and the stator of rotating electric machines into voltage is obtained, which is a series connection of the capacitive air gap sensor and the proposed secondary measuring transducer of the "capacitance-voltage" type. The adequacy of the mathematical model was confirmed experimentally.

Keywords: air gap, rotating electric machine, parametric capacitive sensor, secondary measuring transducer, mathematical model, static characteristic.

Hraniak Valerii F. — Cand. Sc. (Eng.), Associate Professor, Associate Professor of the Chair of Theoretical Electrical Engineering and Electrical Measurements, e-mail: titanxp2000@ukr.net ;

Kukharchuk Vasyl V. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of the Chair of Theoretical Electrical Engineering and Electrical Measurements;

Katsyv Samoil Sh. — Cand. Sc. (Eng.), Associate Professor, Associate Professor of the Chair of Theoretical Electrical Engineering and Electrical Measurements

В. Ф. Граняк¹
В. В. Кухарчук¹
С. Ш. Каців¹

Параметрический емкостный измерительный преобразователь воздушного зазора между ротором и статором вращающихся электрических машин

¹Вінницький національний технічний університет

Обосновано, что исходя из соображений обеспечения универсальности и уменьшения себестоимости построения средств измерения воздушного зазора между ротором и статором вращающихся электрических машин целесообразно применение измерительных преобразователей воздушного зазора в значение выходного постоянного напряжения. Такой измерительный преобразователь позволит реализовать измеритель на базе серийных микроконтроллеров со встроенным АЦП напряжения.

Показано, что наиболее подходящим для использования совместно с электрическими машинами в процессе их промышленной эксплуатации являются емкостные сенсоры воздушного зазора. Однако из-за относительно низкой чувствительности указанного класса первичных измерительных преобразователей их использование совместно с серийными вторичными преобразователями типа «емкость–напряжение» имеет серьезные ограничения, которые усиливаются необходимостью обеспечения возможности адаптации средства измерения к широкому классу вращающихся электрических машин с различным номинальным значением воздушного просвета между ротором и статором. Учитывая указанные обстоятельства, предложена конструкция вторичного измерительного преобразователя типа «емкость–напряжение», характеризующегося переменным коэффициентом усиления, относительно простым конструктивным исполнением и низким значением дополнительной внесенной погрешности. Это позволило решить существующую проблему согласования измерительного сигнала между сенсором воздушного зазора и существующими аналого-цифровыми преобразователями напряжения, которыми, как правило, комплектуются современные микроконтроллеры.

Разработана математическая модель предложенного вторичного измерительного преобразователя, полученная путем дальнейшего развития метода расчета выпрямителей Терентьева (метод монограмм), что позволило адаптировать его для расчета выпрямителей с низким значением входного напряжения питания и малым значением токов нагрузки.

Получена математическая модель измерительного преобразователя воздушного зазора между ротором и статором вращающихся электрических машин в напряжение, представляющего собой последовательное соединение емкостного сенсора воздушного зазора и предложенного вторичного измерительного преобразователя типа «емкость–напряжение». Адекватность математической модели подтверждена экспериментально.

Ключевые слова: воздушный зазор, вращающаяся электрическая машина, параметрический емкостной сенсор, вторичный измерительный преобразователь, математическая модель, статическая характеристика.

Граняк Валерий Фёдорович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры теоретической электротехники и электрических измерений, e-mail: titanxp2000@ukr.net ;

Кухарчук Василий Васильевич — д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой теоретической электротехники и электрических измерений;

Каців Самоил Шулимович — канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры теоретической электротехники и электрических измерений