

Trans. 2001. MTT-49, 12, pp. 2554-2559

2. Shcherbak V.V.. On the possibility for total conversion of the TE₁-wave into TE₂- or TE₃-wave on the cascade of three strip diaphragms // Telecommunication and Radio Engineering, Begell House, 65, 10, 2006, pp. 885-898.

3. Шестопалов В.П., Кириленко А.А., Рудь Л.А. Волноводные неоднородности. Киев: Наук. думка, 1986. 216 с.

4. Kirilenko A. A., Rud' L. A., Tkachenko V. I. Nonsymmetrical H-plane corners for TE_{1,0}-TE_{q,0} mode conversion in rectangular waveguide // IEEE trans. on MTT. 2006. Vol. 54. No. 6., pp. 2471– 2477

5. Saad S.S., Davies J.B., Davies O.J., Computer analysis of gradually tapered waveguide with arbitrary cross sections // IEEE Trans. – 1977, MTT-25, № 5, pp. 437-440.

6. Каценеленбаум Б.З., Коршунова Е.Н., Пангонис Л.И., Сивов А.Н. Синтез волноводного преобразователя поля // Радиотехника и электроника, 1982, 27, 12, С. 2373-2380.

7. Модель А. М. Фильтры СВЧ в радиорелейных системах. М.: Связь, 1970. 352 с.

8. Shestopalov V. P. and Shcherbak V. V., Matrix operators in the diffraction problems. I, II // Radiophysics and Quantum Electronics, Springer NY, 18, 7, 1975, pp. 161-166-172.

9. Щербак В.В. Щербак В.В. Дифракция электромагнитных волн на ленточной диафрагме с магнитодиэлектриком // Радиотехника, Изд-во ХГУ, 1966, вип. 2, С. 3-17

10. Щербак В.В. Поперечные металлические решетки в прямоугольном волноводе // Радиотехника, Изд. ХГУ, 1968, вип. 7, С.49-51

11. Khromenko T. G., Shestopalov V. P. and Shcherbak V.V., Semi-infinite asymmetric step in a rectangular waveguide // Radioengineering and Electronic Phys., 14, 5, 1969 pp. 669-678

12. Щербак В.В., Перешкоди в нерегулярних хвилеводах // ДАН УРСР, сер. А, 1, 1982, С. 64-66

13. Щербак В.В., Розв'язання дифракційних задач про обмежені екрани з круговими і прямолінійними щілинами // ДАН УРСР, сер. А, 4, 1981, С. 68-70

Надійшла до редакції
22.10.2011 р.

УДК 621.33

В.Д. БІДЮК, В. Д. КОСЕНКОВ, Л.В. СКУБІЙ

Хмельницький національний університет

ДО ВИЗНАЧЕННЯ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

В роботі розглянуто підхід до визначення втрат потужності в суцільному ярмі індуктора двигуна постійного струму який отримує живлення від однофазної мережі змінного струму через мостовий випрямляч.

We consider an approach to determining the power losses in a continuous coil motor yoke on-uous current which receives power from single phase AC current through the bridge rectifier.

Ключові слова: двигун постійного струму, ярмо індуктора, магнітне поле, втрати потужності.

Постановка проблеми

При живленні двигуна постійного струму з паралельним збудженням від однофазної мережі змінного струму виникають додаткові втрати потужності в суцільному ярмі індуктора від змінної складової магнітного потоку. Ці втрати потужності потрібно враховувати при визначенні корисної дії двигуна.

Аналіз публікацій

З класичній теорії електричних машин [1, 2, 3] втрати потужності визначаються при постійній напрузі живлення, при цьому у ярмі індуктора вони відсутні. В роботі [4] розглянуто визначення втрат потужності при живленні двигуна від трифазної мережі через мостовий випрямляч. Однак в цій роботі апріорно задана амплітуда шостої гармоніки магнітного потоку, яка більше амплітуди шостої гармоніки магніторухливної сили (МРС), чого бути не може.

Постановка задачі

В даній роботі поставлена задача розробити підхід до визначення величини амплітуди другої гармоніки магнітного потоку, яка має найбільший вплив та врахувати втрати потужності в ярмі індуктора від цього потоку.

Виклад основного матеріалу

Відомо [5], що представлена у вигляді ряду Фур'є напруга на виході однофазного випрямляча описується виразом:

$$u = \frac{4A_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t + \mathbf{K} \right), \quad (1)$$

де A_m – амплітуда синусоїди на виході випрямляча, ω – кутова частота першої гармоніки.

Також з роботи [3] відомо, що при роботі випрямляча на індуктивне навантаження відношення дієвого значення змінного струму до середньо випрямленого складає одиницю. З врахування цього амплітуда другої гармоніки буде складати біля 60 відсотків від постійної складової. З робіт [1, 2, 3] відомо,

що при коефіцієнтах насичення магнітного кола $k_{\mu} = 1,3\mathbf{K}1,4$ (в прикладах) збільшення магнітного потоку на 20 % обумовлює збільшення магніторушійної сили (МРС) обмотки збудження на 70...90 %. В нашому випадку потрібно ще врахувати ефект витискання магнітного потоку в суцільному ярмі індуктора, що збільшує його магнітний опір в декілька разів. Так при частоті $f = 100 \text{ Гц}$, електричній провідності сталі $\gamma = 8 \cdot 10^6 \text{ См/м}$, відносній магнітній проникливості $\mu' = 1000$ (згідно [6]) довжина хвилі буде:

$$\lambda = 2\pi \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \gamma}} = 2\pi \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 100 \cdot 1000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 8 \cdot 10^6}} = 0,0035 \text{ м}. \quad (2)$$

З врахуванням того, що на глибині $\lambda/2$ потужність хвилі зменшиться до 0,185 % значення на поверхні, глибину проникнення змінного потоку в ярмо можна обмежити величиною $\lambda/2$. Наприклад, якщо поперечні розміри ярма складають $a \times b = 30 \times 100$ мм, то для змінного магнітного потоку площа зменшується приблизно в 6 разів.

Отже в якості першого наближення можна взяти амплітуду другої гармоніки магнітного потоку як 10 % від основного потоку. Тоді, з врахуванням експоненціального закону зміни амплітуди індукції від глибини проникнення Z [6]:

$$B_m = B_{m\Pi} \cdot e^{-KZ} \quad (3)$$

де $B_{m\Pi}$ – амплітуда магнітної індукції на поверхні;

$$K = \sqrt{\frac{\omega \mu \gamma}{2}}, \quad (4)$$

середнє значення амплітуда магнітної індукції.

$$B_{mCP} = \frac{1}{\lambda/2} \int_0^{\lambda/2} B_{m\Pi} \cdot e^{-KZ} dZ = \frac{B_{m\Pi}}{\pi} \left(1 - \frac{1}{e^{\pi}}\right). \quad (5)$$

Площа ярма для змінного магнітного потоку

$$S_{Я\sim} \approx 2(a+b) \frac{\lambda}{2} \quad (6)$$

Величину індукції $B_{m\Pi}$ знайдено з формули:

$$B_{m\Pi} = \frac{\pi \cdot B_{mCP}}{1 - 1/e^{\pi}} = \frac{\pi \cdot F_{m\sim} / S_{Я\sim}}{1 - 1/e^{\pi}} = \frac{\pi \cdot 0,1\Phi_0}{(1 - e^{-\pi}) S_{Я\sim}}. \quad (7)$$

Далі з кривої намагнічування сталі визначаємо μ на поверхні ярма, а потім, згідно [4], комплексний магнітний опір R_{μ} на одиницю довжини:

$$R_{\mu} = \frac{a_q}{a_p \sqrt{a_p^2 + a_q^2}} \sqrt{\frac{\omega \cdot \gamma}{\mu}} + j \frac{1}{\sqrt{a_p^2 + a_q^2}} \sqrt{\frac{\omega \cdot \gamma}{\mu}}. \quad (8)$$

Коефіцієнти a_p та a_q враховують напівемпіричні значення магнітної проникливості сталі, яка в дійсності не залишається постійною величиною, а змінюється залежно від глибини проникнення магнітного потоку. За основу візьмемо величину магнітної проникливості μ на поверхні, а величинами a_p та a_q лінеаризується магнітна проникливість та використовується рівняння лінійної теорії.

Згідно [4] значення коефіцієнтів a_p та a_q знаходяться в межах $a_p = 1,3\mathbf{K}1,5 \approx 1,4$, $a_q = 0,8\mathbf{K}0,9 \approx 0,85$. З врахуванням вибраних значень a_p та a_q комплексний магнітний опір на одиницю довжини становить

$$R_{\mu} = 0,37 \sqrt{\frac{\omega \cdot \gamma}{\mu}} + j0,61 \sqrt{\frac{\omega \cdot \gamma}{\mu}} = 90,37 + j0,61 \sqrt{\frac{\omega \cdot \gamma}{\mu}} \approx 0,71 e^{j60^\circ} \sqrt{\frac{\omega \cdot \gamma}{\mu}}, \quad (9)$$

а магнітна напруга для змінного потоку в ярмі довжиною l складає:

$$U_{MЯ} = \Phi_{m\sim} \cdot |R_{\mu}| \cdot l \quad (10)$$

де $\Phi_{m\sim} = 0,1\Phi_0$ – амплітуда другої гармоніки змінного магнітного потоку.

В шихтованих полюсах та якорі, в повітряному проміжку магнітна напруга розраховується як і для електричних машин змінного струму без врахування ефекту витискання. Таким чином можна визначити повну

магніторушійну силу на пару полюсів F_{II} , яка потрібна для проведення змінного магнітного потоку $\Phi_{m\sim} = 0,1\Phi_0$

Обмотка збудження при живленні від випрямляча створює на другій гармоніці МРС

$$F_{3B\sim} = I_{\sim} \cdot w = \frac{U_{\sim}}{X_L} \cdot w \quad (11)$$

де $X_L = \frac{w^2}{|R_{\mu II}|}$, $|R_{\mu II}|$ – повний магнітний опір замкненого кола, U_{\sim} – дієве значення напруги другої гармоніки.

При визначенні магнітного опору ділянок кола $R_{\mu i}$ (крім суцільного ярма) враховується насичення відповідної ділянки кола без врахування ефекту витискання

За підсумками порівняння F_{II} та $F_{3B\sim}$ змінюється величина $\Phi_{m\sim}$ і розрахунки повторюються до наближення F_{II} до $F_{3B\sim}$. Після цього можна перейти до визначення втрат потужності в сталі згідно [4]. Питомі втрати потужності в ярмі індуктора визначаються формулою:

$$P_{\text{шт}} = a_p \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{2\gamma}} \cdot \frac{H_{m\sim}}{2}, \quad (12)$$

а втрати в ярмі довжиною l та перетином $a \times b$ становлять

$$P = 2(a + b) \cdot l \cdot P_{\text{шт}} \quad (13)$$

Втрати потужності в шихтованих ділянках кола від потоку $\Phi_{m\sim}$ визначаються за методикою [3].

Висновки

Таким чином, наведена методика дозволяє врахувати втрати потужності в суцільному ярмі індуктора двигуна постійного струму при його живленні від однофазного двопівперіодного випрямляча.

Література

1. Костенко М.П. Электрические машины. В 2-х ч. Ч.1. Изд.3-е, перераб. Учебник [для студентов высш. техн. учебных заведений.] / М.П.Костенко, Л.М. Пиотровский. – Л.: Энергия, 1972. – 544 с.
2. Вольдек А.И. Электрические машины. Учебник [для студентов высш. техн. учебных заведений.] Изд.2-е, перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
3. Виноградов Н.В. Проектирование электрических машин. / Виноградов Н.В., Горяинов Ф.А., Сергеев П.С. – М.: Энергия, 1969. – 632 с.
4. Туровский Я. Электромагнитные расчеты элементов электрических машин: [Пер. с польского.] – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 200 с.
5. Руденко В.С. Основы промышленной электроники. / Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. – К.: Вища шк., 1985. – 400 с.
6. Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. Т2. Учебник [для студентов высш. техн. учебных заведений.] / Л.Р.Нейман, К.С.Демирчян. – Л.: Энергия, 1967. – 408 с.

Надійшла до редакції
14.9.2011 р.

УДК 681.586.72

В.С. ОСАДЧУК, О.В. ОСАДЧУК, О.П. СТОВБЧАТА

Вінницький національний технічний університет

ВОЛЬТ-АМПЕРНА ХАРАКТЕРИСТИКА ПЕРЕТВОРЮВАЧА МАГНІТНОГО ПОЛЯ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ

Отримано аналітичний вираз вольт-амперної характеристики перетворювача магнітного поля з частотним виходом на основі біполярного двоколекторного магнітотранзистора та елемента Холла. Показано наявність ділянки від'ємного диференційного опору на вольт-амперній характеристиці, що дозволяє компенсувати втрати енергії в коливальному контурі та є базою для вибору робочої точки (режиму роботи) і розрахунків параметрів перетворювача.

The analytical expression of voltage-current characteristic of the magnetic field converter with the frequency output based on double-collector bipolar magnetotransistor and Hall-element is obtained. The presence of areas with negative differential resistance in current-voltage characteristic is shown, that can compensate for the loss of energy in the oscillatory circuit and is the basis for the choice of working point (mode) and calculating of the parameters of the converter.

Ключові слова: перетворювач, магнітне поле, частотний вихід, магнітотранзистор, елемент Холла, вольт-амперна характеристика, робоча точка.