

ОЦЕНКА ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОМ АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ ОТ МОДУЛЯЦИОННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ТОКА

Введение. Создание эффективных преобразователей частоты на полностью управляемых ключах и современных средств управления ими обуславливает широкое применение в различных отраслях промышленности асинхронного привода с частотным регулированием скорости. Применение ШИМ для регулирования подводимого к двигателю напряжения обуславливает широкий спектр гармонических составляющих тока (высокочастотных пульсаций), что вызывает дополнительные потери в стали и обмотках асинхронного двигателя (АД), снижает полезную мощность и момент на валу.

Анализ дополнительных потерь в стали и обмотках АД обычно проводится разложением кривой выходного напряжения преобразователя с ШИМ в гармонический ряд и исследованием негативного влияния отдельно для всех гармоник напряжения [1]. Добавочные потери в обмотках и стали магнитопровода зависят от амплитуды и частоты высших гармоник тока. Однако ток для каждой из гармоник напряжения существенно зависит как от режима работы АД, так и магнитных свойств стали. В результате чего даже индуктивные сопротивления рассеяния не будут пропорциональны номеру гармоник. Это весьма затрудняет расчет гармоник тока для соответствующих гармоник напряжения и практическое применение указанного метода анализа добавочных потерь от модуляционной составляющей тока статора.

Целью работы является определение добавочных потерь в стали АД в функции уровня (размаха) пульсаций высокочастотной (модуляционной) составляющей тока статора на основании магнитного поверхностного эффекта, обуславливающего затухание электромагнитной волны и неравномерное распределение индукции по сечению магнитопровода (листа), а так же поглощение части энергии магнитного поля объемом стали.

Материалы и результаты исследования. Расчет потерь в стали и обмотках двигателя может быть выполнен на основании Т-образной схемы замещения АД в режиме источника тока (рис. 1) для k -й гармоники, где потери в стали учитываются сопротивлением R_0 , включенным параллельно контуру намагничивания.

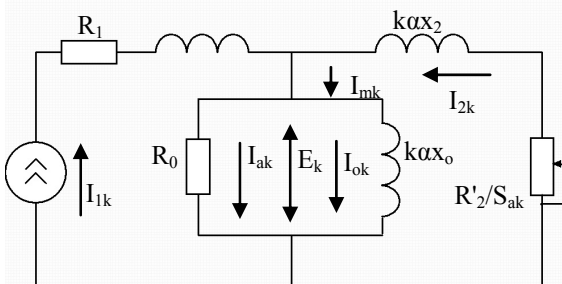


Рис. 1. Схема замещения АД для k -й гармоники в режиме источника тока

В схеме рис. 1 обозначено: $S_{ak} = (k\omega_{1n} - Z_n\omega) / ka\omega_{1n}$ – абсолютное скольжение k -й гармоники; $a = \omega_1 / \omega_{1n}$, ω_{1n} – относительная и номинальная угловая частота напряжения питания АД; Z_n – число пар полюсов; $k = \omega_{1k} / \omega_1$ – отношение угловых частот.

Разделение тока I_{mk} в контуре намагничивания на активную I_{ak} , характеризующую потери в стали, и реактивную (намагничивающую) I_{ok} , создающую основной магнитный поток k -й гармоники, можно реализовать на основании явления магнитного поверхностного эффекта, обуславливающего уменьшение среднего значения индукции в листе магнитопровода. В результате чего уменьшается основной маг-

нитный поток k -й гармоники и, следовательно, намагничивающая составляющая тока I_{ok} .

Отношение комплексов магнитной индукции и напряженности магнитного поля характеризует комплексную магнитную проницаемость [2]. С учетом этого схема замещения рис. 1 соответствует векторной диаграмме (рис. 2), в которой заданным является ток статора k -й гармоники. Геометрическая сумма активной I_{ak} и намагничивающей I_{ok} составляющих тока I_{1k} k -й гармоники остается практически неизменной при заданном способе ШИМ. На векторной диаграмме представлены также вектор индукции B_k , совпадающий с реактивной составляющей тока I_{ok} и, следовательно, магнитным потоком Φ_k . Вектор напряженности поля H_k для k -й гармоники совпадает с соответствующей гармоникой тока I_{mk} .

Используя комплексную магнитную проницаемость [2,3] комплекс B_k можно разложить на две составляющие $B_k = \mu_1\mu_0\dot{H}_k - j\mu_2\mu_0\dot{H}_k = \dot{\mu}\mu_0\dot{H}_k$, где $\dot{\mu} = \mu_1 - j\mu_2$ – комплексная магнитная проницаемость; μ_1 – действительная составляющая комплексной магнитной проницаемости, соответствующая относительной магнитной проницаемости, определяющей магнитный поток при заданной напряженности поля, а мнимая μ_2 характеризует потери в стали [3,4].

Таким образом, разделяя ток контура намагничивания I_{mk} на активную I_{ak} и намагничивающую I_{ok} составляющие на основании поверхностного магнитного эффекта, можно опередить потери в стали. С учетом обозначений рис. 1 можно записать выражение для потерь в стали, обусловленное k -й гармоникой тока

$$\Delta P_{cm,k} = 3I_{ak}E_k = 3I_{ak}kX_mI_{ok} \quad (1)$$

Активная составляющая тока в (1) может быть определена на основании магнитного поверхностного эффекта. При прохождении плоской электромагнитной волны вдоль стального листа, толщина которого значительно меньше других размеров, магнитная индукция распределяется по сечению листа в зависимости от координаты z по закону [3,4]

$$\dot{B}_{(z)} = \frac{\dot{B}_a \operatorname{ch} p z}{\operatorname{ch} p a}, \quad (2)$$

где \dot{B}_a – индукция магнитного поля на поверхности листа; $2a$ – толщина листа; $p = \sqrt{j\mu\mu_0\omega_k\gamma} = b + jb$; $b = \sqrt{\mu\mu_0\omega_k\gamma/2}$ – коэффициент затухания волны; $l/b = \Delta$ – глубина проникновения электромагнитной волны; γ, μ – удельная проводимость и относительная магнитная проницаемость стали; $\omega_k = k\omega_{1n}$ – угловая частота электромагнитной волны k -й гармоники тока статора; $z = a$ и $z = 0$ соответственно на поверхности и средней плоскости листа.

Если считать среднее значение индукции B_{cp} известной величиной и равной Φ/S , то из (2) имеем [3,4]

$$\dot{B} = \frac{\dot{\Phi}}{S} = \frac{1}{a} \int_0^a \dot{B} dz = \frac{1}{a} \int_0^a \frac{\dot{B}_a \operatorname{ch} p z}{\operatorname{ch} p a} dz = \frac{\dot{B}_a}{pa} \operatorname{th} p a \quad (3)$$

где $\operatorname{th} p a = \operatorname{th}(ba + jba) = (\operatorname{sh} 2ba + j \sin 2ba) / (\operatorname{ch} 2ba + \cos 2ba)$.

При больших значениях аргумента $2ba$ значения функции $\operatorname{sh} 2ba$ и $\operatorname{ch} 2ba$ значительно больше единицы и поэтому $\operatorname{th} p a \approx 1$ [3,4]. С учетом этого имеем из (3)

$$\dot{B}_a / \dot{B}_{cp} = pa. \quad (4)$$

В левой и правой частях (4) фигурируют комплексы и поэтому модуль

$$|pa| = \sqrt{2}ba = a\sqrt{\mu\mu_0\omega_k\gamma} \quad (5)$$

показывает во сколько раз модуль индукции B_a на поверхности листа больше модуля среднего значения B_{cp} [3,4], т.е.

$$\frac{B_a}{B_{cp}} = |pa| = \sqrt{2}ba = a\sqrt{\mu\mu_0\omega_k\gamma} = \sqrt{2} \frac{a}{\Delta}. \quad (6)$$

Уменьшение среднего значения индукции B_{cp} , а, следовательно, и магнитного потока эквивалентно уменьшению намагничивающей составляющей тока. Степень этого уменьшения на основании выражения (6) можно представить как

$$I_{mk} / I_{ok} = |pa| = a\sqrt{\mu\mu_0\omega_k\gamma} = \sqrt{2}a / \Delta. \quad (7)$$

Или

$$I_{ok} = I_{mk} / a\sqrt{\mu\mu_0\omega_k\gamma} = I_{mk} \Delta / \sqrt{2}a. \quad (8)$$

Зная модули I_{mk} и I_{ok} , можно найти модуль активной составляющей тока

$$I_{ak} = \sqrt{I_{mk}^2 - I_{ok}^2} = I_{mk} \sqrt{1 - \Delta^2 / 2a^2} = I_{mk} \sqrt{1 - \Delta^2 / 2a^2}. \quad (9)$$

Для высших гармоник тока, можно в схеме замещения АД (рис.1) пренебречь значительно меньшим активным сопротивлением R_2/S_{ak} . На этом основании напряжение, приложенное к контуру намагничивания при заданном токе I_{1k} , определяется как

$$E_{2k} = I_{1k} \frac{k_m X_m X'_2}{X_m + X'_2} = kk_2 I_{1k} X'_2, \quad (10)$$

где $k_2 = \frac{X_m}{X_m + X'_2} = \frac{L_m}{L_m + L_{2\sigma}}$ – коэффициент связи обмоток ротора; $k = \omega_{1k} / \omega_1$ – кратность гармоники.

По известному E_{2k} находится ток контура намагничивания I_{mk} в функции пульсирующей составляющей тока статора I_{1k}

$$I_{mk} = \frac{E_{2k}}{kX_m} = \frac{I_{1k} k_2 X'_2}{X_m} = I_{1k} \sigma_2, \quad (11)$$

где $\sigma_2 = X'_2 / (X'_2 + X_m)$ – коэффициент рассеяния обмотки ротора.

С учетом (11) имеем из (9)

$$I_{ak} = I_{1k} \sigma_2 \sqrt{1 - \Delta^2 / 2a^2} \quad (12)$$

Подставляя найденные значения E_{2k} и I_{ak} в (1), получим

$$\Delta P_{cm} = 3I_{ak} E_{2k} = 3I_{1k} \sigma_2 k k_2 I_{1k} X'_2 \sqrt{1 - \Delta^2 / 2a^2} = 3I_{1k}^2 L_{2\sigma} \omega_k \sigma_2 k_2 \sqrt{1 - \Delta^2 / 2a^2}. \quad (13)$$

Высокочастотные пульсации тока статора при питании от преобразователя частоты могут быть представлены в виде симметричной пиры рис. 3, где обозначено: T_k – период коммутации ключей инвертора; ΔI_n – размах пульсации тока. Представленная кривая рис. 3 может быть разложена в тригонометрический ряд [3]

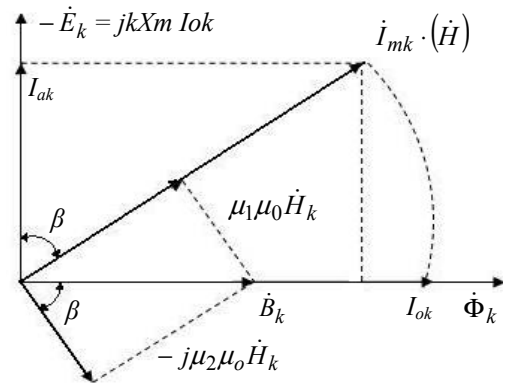


Рис.2 Векторная диаграмма АД в режиме источника тока для k -й гармоники тока

$$i_n(\omega t) = \frac{8I_{\max}}{\pi^2} \left(\sin \omega_k t - \frac{\sin 3\omega_k t}{9} + \dots + \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}}}{n^2} \sin n\omega_k t \right), \quad (14)$$

где $\omega_k = 2\pi / T_k$ – угловая частота основной гармоники высокочастотных пульсаций.

Для упрощения расчетов кривую рис.3 можно заменить эквивалентной синусоидой с одинаковыми действующими значениями. Представляя функцию $i_n = f(t)$ рис. 3 на участке $0 < t < T_k / 4$ уравнением $i_n = 4I_{\max}t/T$, можно найти действующее значения тока всех гармонических составляющих, путем непосредственного интегрирования квадрата мгновенных значений

$$I_n = \sqrt{\frac{4}{T_k} \int_0^{T_k/4} i_n^2(t) dt} = \sqrt{\frac{4}{T_k} \int_0^{T_k/4} \frac{16I_{\max}^2}{T_k^2} t^2 dt} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{3}} = \frac{\Delta I_n}{2\sqrt{3}} = 0,577I_{\max}. \quad (15)$$

Так как амплитуды высших гармонических ряда (14) быстро убывают, а действующее значение первой гармоники модуляционной составляющей тока $I_{n1} = 8I_{\max} / \sqrt{2\pi^2} = 0,557I_{\max}$ и всех гармоник $I_n = 0,577I_{\max}$ отличается незначительно, то без большой погрешности можно пользоваться эквивалентной синусоидой, найденной из равенства действующих значений. При этом согласно (15)

$$i_3(t) = I_{3,\max} \sin \omega_k t = (\sqrt{2}I_{\max} / \sqrt{3}) \sin \omega_k t = (\Delta I_n / \sqrt{6}) \sin \omega_k t, \quad (16)$$

где ΔI_n – размах (уровень) высокочастотной пульсации тока статора (рис.3).

Для эквивалентной синусоиды с действующим значением тока $I_3 = \Delta I_n / 2\sqrt{3}$ выражение (13) потерь в стали примет вид

$$\Delta P_{cm} = 0,25\Delta I_n^2 X_2' k k_2 \sigma_2 \sqrt{1 - (\Delta^2 / 2a^2)} = 0,25\Delta I_n^2 L_2 \sigma \omega_k k_2 \sigma_2 \sqrt{1 - (\Delta^2 / 2a^2)} \quad (17)$$

Расчеты по (17) показывают, что для двигателей средней мощности добавочные потери в стали от высокочастотных пульсаций тока ШИМ при частоте коммутации ключей инвертора $f_k = 10 \text{ кГц}$ $f_k = 10 \text{ кГц}$ и коэффициенте пульсаций тока статора $k_n = \Delta I_n / I_{1n} = (7-10)\%$ составляют (3 - 5) % от номинальных потерь в стали.

Добавочные потери в стали от высокочастотных пульсаций тока ШИМ могут быть определены также по отношению к номинальным потерям в стали $\Delta P_{cm,n}$ [5], но с учетом увеличения потерь от перемагничивания по частичному циклу

$$\Delta P_{cm,k} = \Delta P_{cm,n} k_{cm} k_m (I_{mk} / I_{o,n})^2 (f_k / 50)^{1,3}, \quad (18)$$

где $I_{o,n}$, I_{mk} – соответственно токи намагничивания номинальный и k-й гармоники, $k_{cm} = (2-3)$ – коэффициент увеличения потерь от высших гармоник, обусловленный перемагничиванием стали по частичному циклу [1]; $k_m = (m_c + m_p) / m_c$ – коэффициент соотношения масс, учитывающий потери в роторе от высших гармоник, для которых скольжение близко к единице; m_c , m_p – массы стали статора и ротора.

Подставляя в (18) значение I_{mk} из (11), имеем для эквивалентной синусоиды (16) с действующим значением $I_3 = \Delta I_n / 2\sqrt{3}$ и коэффициенте пульсаций $k_n = \Delta I_n / I_{1n}$

$$\Delta P_{cm,k} = \Delta P_{cm,n} k_{cm} k_m (I_3 \sigma_2 / I_{o,n})^2 (f_k / 50)^{1,3} \approx \Delta P_{cm,n} k_{cm} k_m \left(k_n I_{1n} X_2' / 2\sqrt{3} U_{1\phi,n} \right)^2 (f_k / 50)^{1,3} \quad (19)$$

где $U_{1\phi,n}$ – номинальное фазное напряжение питания двигателя.

При расчете добавочных потерь в обмотках двигателя необходимо учитывать эффект вытеснения тока [5], а током в контуре намагничивания можно пренебречь. При этом электрические потери в обмотках двигателя от модуляционной составляющей тока ШИМ, представленной эквивалентной синусоидой

$$\Delta P_{3n} = 0,25\Delta I_n^2 (R_1 K_{r1} + R_2' K_{r2}) = 0,25(k_n I_1)^2 (R_1 K_{r1} + R_2' K_{r2}), \quad (20)$$

K_{r1} , K_{r2} – коэффициенты увеличения активных сопротивлений обмоток статора и ротора из-за вытеснения тока.

Выводы. 1. Добавочные потери в стали АД от модуляционной составляющей тока ШИМ могут быть определены на основании магнитного поверхностного эффекта, обуславливающего затухание электромагнитной волны и поглощение части энергии магнитного поля объемом стали. **2.** При расчете добавочных потерь от модуляционной составляющей тока ШИМ по отношению к номинальным потерям в стали следует учитывать увеличение потерь из-за перемагничивания стали по частичному циклу, а также потери в стали ротора, так как для высших гармоник скольжение близко к единице.

Литература. 1. Радин В.И., Брускин Д.Э., Зорохович А.Е. Электрические машины. Асинхронные машины : Учеб. электротех. спец. вузов/Под ред. И. П. Копылова. – М.: Высшая школа, 1988. – 324 с. 2. Аркадьев В.К. Электромагнитные процессы в металлах // Ч.2. Применение теории Максвелла к рациональному использованию металлов электромеханике.- М.- Л.: ОНТИ, 1936. – 304 с. 3. Круг К.А. Основы электромеханики.– М. – Л.: Госэнергоиздат, 1952. – 432 с. 4. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Изд. 6-е, перераб. и доп. – М.: Высшая школа 1973. – 752 с. 5. Копылов И. П. Электрические машины. – М.: Энергоатомиздат, 1986 – 360 с.

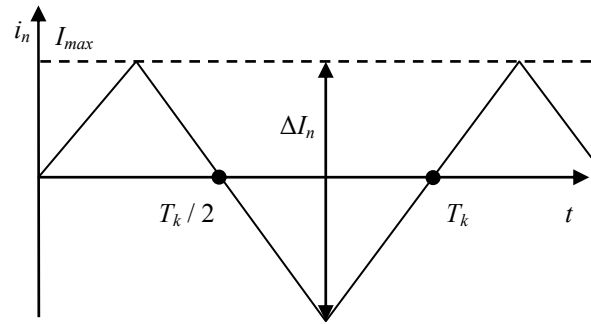


Рис. 3. График высокочастотных пульсаций тока статора