

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ПРЯМОУГОЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Голощаров С. С., к.т.н., доцент, доцент кафедры эксплуатации судового электрооборудования и средств автоматики Херсонской государственной морской академии, e-mail: goloscharov46@gmail.com;

Ищенко И. М., к.т.н., доцент, доцент кафедры эксплуатации судового электрооборудования и средств автоматики Херсонской государственной морской академии;

Козловский М. И., аспирант кафедры эксплуатации судового электрооборудования и средств автоматики Херсонской государственной морской академии

Асинхронные машины используются в основном как двигатели. Благодаря повышенной надежности и простоте конструкции они широко применяются в промышленности и на судах морского флота, являясь основными потребителями электрической энергии. Несмотря на указанные преимущества, им присущ существенный недостаток – плохая регулируемость скорости вращения. Из всех используемых способов регулирования скорости: изменением числа пар полюсов, введением сопротивления в цепь ротора, изменением величины питающего напряжения, изменением частоты питающей сети наиболее приемлемым в настоящее время, благодаря современной силовой электронной базе, следует признать частотный способ регулирования с промежуточным преобразованием напряжения трехфазной цепи в постоянный ток и последующим формированием заданного синусоидального напряжения переменной частоты методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Этот метод хотя и позволяет получить переменное напряжение заданной частоты с синусоидальной формой кривой, однако обладает существенными коммутационными потерями в ключах инвертора, что приводит к необходимости применения сложных жидкостных систем охлаждения. Существенно снизить указанные потери можно, если ключами инвертора формировать напряжение заданной частоты прямоугольной формы, которым непосредственно питать двигатель. Возникающие при этом дополнительные потери и, как следствие этого, дополнительный разогрев от высшей гармонической (ВГ) стали и обмоток двигателя рассчитываются на основании обмоточных коэффициентов.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, инвертор, обмоточный коэффициент, коэффициент укорочения, потери в меди, потери в стали.

DOI: 10.33815/2313-4763.2019.2.21.098-107

Введение. Трехфазный асинхронный двигатель (АД) в настоящее время является основным типом электродвигателей в промышленности и на судах морского флота. Широкое применение трехфазные АД получили благодаря простоте устройства, удобству обслуживания и высокой надежности в эксплуатации.

Применение асинхронного привода в судовых подъемных механизмах, насосах и вентиляторах с регулируемой производительностью предполагает плавное регулирование скорости в широких пределах. Один из известных способов плавного регулирования скорости АД – введением сопротивления в цепь ротора [1, 2, 3, 4] – обладает неудовлетворительными энергетическими характеристиками и не может быть рекомендован для длительного режима работы. Кроме того, он возможен только для двигателя с фазным ротором, что удорожает двигатель и усложняет его эксплуатацию. Регулирование скорости вращения изменением величины питающего напряжения может применено только для двигателей с мягкой механической характеристикой (АД с массивным ферромагнитным ротором) и не может быть использовано для АД с короткозамкнутой клеткой из-за крайне узкого диапазона регулирования [1, 4, 5].

В настоящее время, в основном, применяют частотное регулирование – наиболее плавный и экономичный способ регулирования скорости асинхронных короткозамкнутых двигателей, обеспечивающий широкий диапазон регулирования (до 12:1 и выше) при достаточно жестких механических характеристиках [1, 2]. Однако осуществление данного способа регулирования требует наличия специальных преобразователей частоты, тип которых определяет схему частотного управления АД.

В настоящее время на судах применяются, главным образом, полупроводниковые преобразователи, формирующие напряжение заданной частоты из источника постоянного тока – инверторы.

Наиболее простым является инвертор, формирующий на выходе трехфазное напряжение прямоугольной формы, сдвинутое друг относительно друга на 120° . На рис. 1 представлена схема такого инвертора со звеном постоянного тока, в котором транзисторы каждого полумоста управляются прямоугольным напряжением (с длительностью открытого состояния транзистора 180°) [6, 7].

В инверторах напряжения синусоидальность выходного напряжения можно также обеспечить с помощью внешних LC-фильтров [7]. Однако им свойственна большая установленная мощность а также то, что степень подавления гармоник зависит от характеристики фильтра и никогда не бывает 100 процентной. Кроме того, при изменении частоты необходимо менять и параметры фильтра, что, зачастую, невозможно.

При векторном способе синтеза синусоидального напряжения выходное напряжение преобразователя формируется из выходных напряжений нескольких инверторов, имеющих соответствующие фазу и частоту и включенных последовательно на стороне переменного тока. Также получить синусоидальное выходное напряжение можно, если складывать прямоугольные напряжения различных частот. Это достигается тем, что инвертор напряжения основной частоты на стороне переменного тока соединяется последовательно с инверторами, работающими на частотах $3f_1, 5f_1, \dots$ и имеющими соответствующие фазу и амплитуду выходного напряжения, так, чтобы результирующее напряжение было близко к синусоидальному. При описанных способах можно получить на выходе синусоидальное напряжение с любой наперед заданной точностью при различных вариантах соединения выходных цепей инверторов [7].

Оба приведенных способа – векторный и с суммированием напряжений с кратными частотами при реализации весьма громоздки и сложны, особенно если выдвигаются повышенные требования к форме выходного напряжения.

В связи с этим из всех перечисленных способов получения синусоидального напряжения с регулируемой частотой наиболее пригодным следует признать способ с промежуточным звеном постоянного тока и инвертором, управляемым ШИМ. Однако для удовлетворительной формы кривой необходимо довольно частая (порядка 10 за полпериода) коммутация ключей инвертора, что приводит к значительным коммутационным потерям в ключах и их разогреву. Для эвакуации тепловых потерь в ключах, как правило, применяют деионизованую воду. Последнее резко снижает эксплуатационную надежность и усложняет конструкцию инвертора.

Актуальность. Поэтому является актуальной попытка запитать АД от источника трехфазного прямоугольного напряжения, реализуемого по схеме рис. 1, в которой коммутационные потери в ключах инвертора по сравнению с ШИМ снижены на порядок. При этом оценить дополнительные потери [8, 9, 10] в двигателе можно, используя данные о разложении в ряд Фурье кривой прямоугольной формы [11, 12].

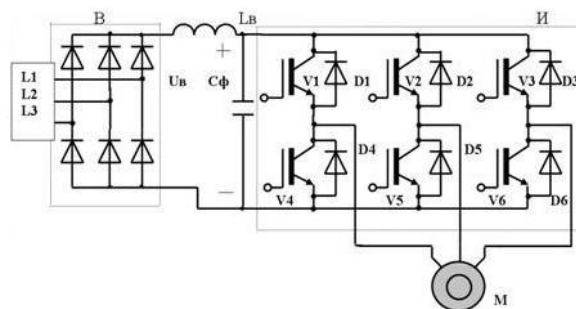


Рисунок 1 – Инвертор со звеном постоянного тока

Целью статьи является разработка методики расчета энергетических характеристик АД при питании прямоугольным напряжением и количественная оценка дополнительных потерь, и перегрева стали, и обмоток АД при различных вариантах исполнения его обмоток.

Основная часть. Расчет дополнительных потерь, вызванных высшими гармоническими (ВГ), может быть сведен к следующему.

Согласно спектрального анализа прямоугольной кривой, в ней содержатся только нечетные гармоники, то есть 1-я, 3-я, 5-я, 7-я и т.д. При разложении в ряд Фурье, кривая такого напряжения представляется в виде [11]:

$$f(\omega t) = \frac{4a_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right). \quad (1)$$

Первая гармоника является полезной, совершает работу и создает основные потери в двигателе. Остальные ВГ создают добавочные моменты, искажающие основную характеристику момента двигателя, и добавочные потери, уменьшающие к.п.д. двигателя и приводящие к нарушению его теплового режима.

При соединении обмоток двигателя звездой исключаются 3-я и кратные ей гармоники, т. е. 9-я, 15-я и т. д. Поэтому одним из основных требований, предъявляемых к схемам включения двигателя является включение обмоток двигателя звездой. Оставшиеся гармонические влияют на работу двигателя в зависимости от коэффициентов членов ряда (1) и от величины обмоточного коэффициента для каждой из гармоник.

Как известно [1, 4], обмоточный коэффициент $k_{об}$ состоит из коэффициента укорочения k_y и коэффициента распределения k_p , т.е.:

$$k_{об} = k_y \cdot k_p.$$

Коэффициент распределения.

Для основной гармоники коэффициент распределения равен:

$$k_{p1} = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2mq}},$$

где k_{p1} – коэффициент распределения для первой (основной) гармоники, m – число фаз обмотки, $q = \frac{z_1}{2pm}$ – число пазов на полюс и фазу, z_1 – число пазов статора, p – число пар полюсов обмотки статора.

Для ν -той гармоники:

$$k_{p\nu} = \frac{\sin \frac{\nu\pi}{2m}}{q \sin \frac{\nu\pi}{2mq}}, \quad (2)$$

где $k_{p\nu}$ – коэффициент распределения для ν -той гармоники, ν – порядок гармоники.

Для равномерно распределенной обмотки ($z_1 \rightarrow \infty$) коэффициент распределения для первой гармоники равен $k_{p1\infty} = 0,955$, при $q = 4$ $k_{p1} = 0,958$, при $q = 3$ $k_{p1} = 0,96$.

Как видно из приведенных данных, коэффициент распределения меняется для большинства обмоток очень слабо и с достаточной степенью точности его можно принять постоянным. В дальнейшем примем $k_{p1} = 0,96$.

Коэффициент укорочения.

Обмотки переменного тока чаще всего выполняются с укороченным шагом.

Если τ – величина полюсного деления, y – шаг обмотки, то $\beta = \frac{y}{\tau}$ – величина относительного шага обмотки.

Тогда коэффициент укорочения шага обмотки первой гармонической (рис. 2, а) равен:

$$k_{y1} = \sin \frac{\beta\pi}{2}.$$

Для ν -той гармонической коэффициент укорочения:

$$k_{y\nu} = \sin \frac{\nu\beta\pi}{2}.$$

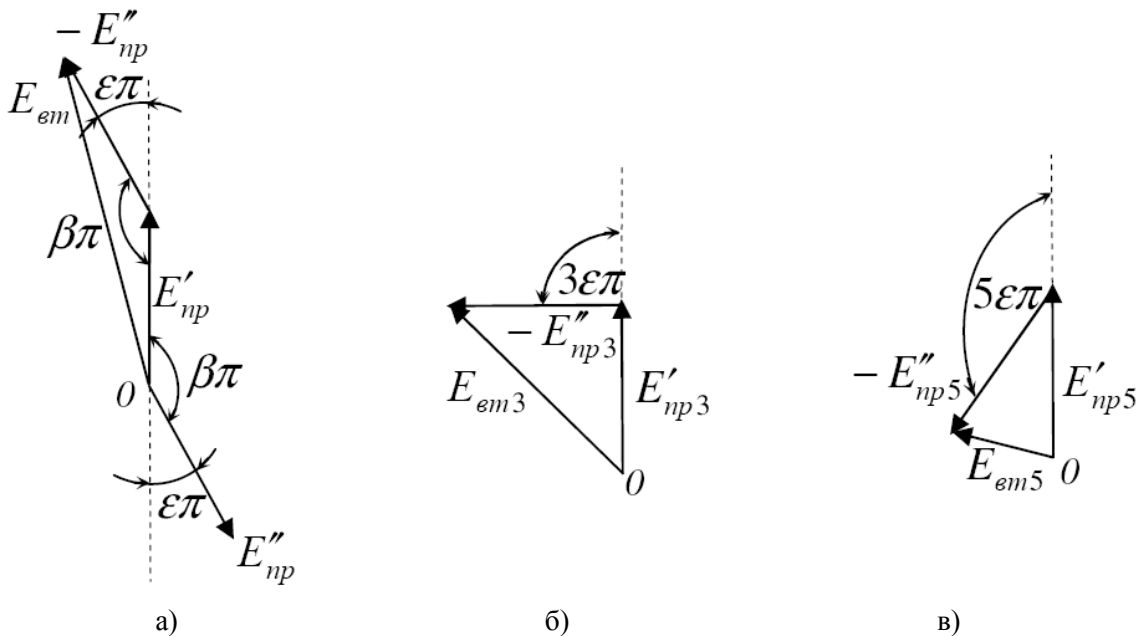


Рисунок 2 – Векторные диаграммы э.д.с. витка:

а) для основной гармонической; б) для третьей гармоники; в) для пятой гармоники

Как видно из рис. 2 в, э.д.с. витка в относительных единицах может принимать любые значения в пределах от 1 до 0 и зависит от начального угла ε и номера гармоники.

Поскольку для первой гармоники по известным обмоточному коэффициенту и коэффициенту распределения можно определить коэффициент укорочения, выведем зависимость коэффициента укорочения для ν -той гармоники от коэффициента укорочения для первой гармоники (рис. 3).

Если же обмотка укладывается так, что ее виток состоит из проводника, уложенного в паз А и проводника, уложенного в паз В, то такая обмотка является укороченной и ее коэффициент укорочения равен:

$$k_{y1} = \frac{AB}{AC}.$$

Из треугольника ABC следует, что:

$$BC = \sqrt{AC^2 - AB^2} = AC\sqrt{1 - k_{y1}^2};$$

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \frac{\frac{BC}{2}}{OC} = \frac{\frac{BC}{2}}{\frac{AC}{2}} = \frac{BC}{AC} = \sqrt{1 - k_{y1}^2}.$$

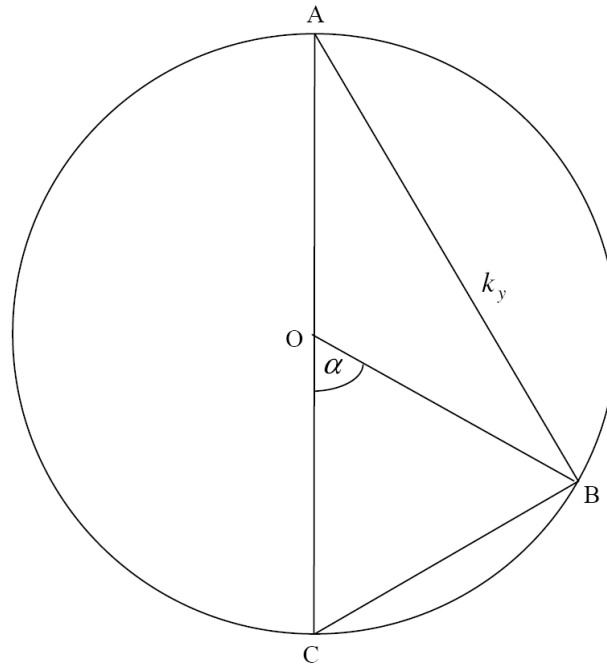


Рисунок 3 – К виводу залежності $k_{yv} = f(k_{y1})$

Следовательно:

$$\alpha = 2 \arcsin \sqrt{1 - k_{y1}^2}.$$

В приведенном выражении k_{y1} – коэффициент укорочения для первой гармоники.

Для ν -той гармоники угол α увеличивается пропорционально порядку гармоники, т.е. для 3-й гармоники он будет равен 3α , для 5-й – 5α и т.д.

Тогда коэффициент укорочения для ν -той гармоники определится как:

$$k_{yv} = \sqrt{1 - \left(\sin \nu \frac{\alpha}{2} \right)^2}$$

или

$$k_{yv} = \sqrt{1 - \left(\sin \nu \arcsin \sqrt{1 - k_{y1}^2} \right)^2}. \quad (3)$$

Полученное выражение позволяет определить коэффициент укорочения для любой гармоники на основании его значения по основной гармонике.

Так, при $\alpha = 60^\circ$ $k_{y1} = 0,866$ и если $\nu = 3$ (третья гармоника), то $k_{y3} = 0$, то есть третья гармоника подавляется полностью.

Если $\alpha = 36^\circ$, $k_{y1} = 0,951$ и $\nu = 5$ $k_{y5} = 0$ – подавляется пятая гармоника.

Таким образом, общий алгоритм расчета обмоточного коэффициента для ν -той гармоники следующий:

1. Задаемся обмоточным коэффициентом $k_{o\sigma 1}$ по первой гармонике,
2. Принимаем коэффициент распределения для первой гармоники $k_{p1} = 0,96$,
3. Определяем коэффициент укорочения для первой гармоники как

$$k_{y1} = \frac{k_{o\sigma 1}}{k_{p1}} = \frac{k_{o\sigma 1}}{0,96}. \quad (3)$$

4. Для ν -той гармоники определяем коэффициент распределения по (2).
5. Определяем коэффициент укорочения для ν -той гармоники по (3).
6. Определяем обмоточный коэффициент для ν -той гармоники как

$$k_{o\sigma \nu} = k_{p\nu} k_{y\nu}.$$

Потери в обмотках от ВГ.

Согласно [11], активная мощность несинусоидального тока равна сумме активных мощностей отдельных гармоник. Аналогичное утверждение можно распространить и на мощности потерь отдельных гармоник. Поэтому следует вначале определить эти мощности для каждой гармонической в отдельности, а затем их сложить.

Тогда мощность потерь в меди статора равна [7, 9]:

$$P_{\sigma 1,1} = 3I_{1,1}^2 r_1,$$

где $I_{1,1}$ – номинальный ток статора основной гармоники, r_1 – активное сопротивление обмотки статора.

Считаем, что ток ν -той гармоники пропорционален напряжению этой гармоники.

Тогда мощность потерь в меди статора от токов 5-й гармоники равна:

$$P_{\sigma 1,5} = 3I_{1,5}^2 r_1,$$

где $I_{1,5}$ – составляющая тока статора от 5-й гармоники.

Или с учетом обмоточных коэффициентов и того, что напряжение 5-й гармоники составляет $\frac{1}{5}$ от основной:

$$P_{\sigma 1,5} = 3I_{1,5}^2 \frac{k_{o\sigma 5}^2}{k_{o\sigma 1}^2} r_1 = 3I_{1,1}^2 \frac{k_{o\sigma 5}^2}{5^2 k_{o\sigma 1}^2} r_1 = \frac{k_{o\sigma 5}^2}{5^2 k_{o\sigma 1}^2} P_{\sigma 1,1}.$$

В общем случае для ν -той гармоники электрические потери в меди статора:

$$P_{\sigma 1,\nu} = \frac{k_{o\sigma,\nu}^2}{\nu^2 k_{o\sigma 1}^2} P_{\sigma 1,1}.$$

Аналогичную формулу можно записать и для потерь в обмотке ротора:

$$P_{\sigma 2,\nu} = \frac{k_{o\sigma,\nu}^2}{\nu^2 k_{o\sigma 1}^2} P_{\sigma 2,1},$$

где $P_{\sigma 2,\nu}$ – потери в обмотке ротора от ν -той гармонической, $P_{\sigma 2,1}$ – потери в обмотке ротора от основной гармоники.

Потери в стали от ВГ.

Согласно [10], основные потери в стали сердечника статора от основной гармоники определяются по формуле:

$$P_{cm1} = p_{1,0/50} \left(\frac{f}{50} \right)^\beta \left(k_{\partial a} B_a^2 m_a + k_{z a} B_{zcc}^2 m_z \right), \quad (4)$$

где $p_{1,0/50}$ – удельные потери в стали, приведенные к индукции 1Тл и частоте 50 Гц, определяются из табл. 6.24 [10], β зависит от марки стали, определяется [10], f – частота перемагничивания стали, $k_{\partial a}$, $k_{z a}$ – коэффициенты, учитывающие влияние на потери в стали неравномерности распределения потока по сечениям участков магнитопровода и технологических факторов, B_a и B_{zcc} – индукция в ярме и средняя индукция в зубцах статора, m_a и m_z – масса стали ярма и зубцов статора.

Считаем, что величина индукции ν -той гармоники обратно пропорциональна номеру этой гармоники (как в питающем напряжении).

Тогда потери в стали от ν -той гармоники определяются как:

$$\begin{aligned} P_{cm\nu} &= p_{1,0/50} \left(\frac{\nu f}{50} \right)^\beta \left(k_{\partial a} B_{a\nu}^2 m_a + k_{\partial z} B_{zcc\nu}^2 m_z \right) = \\ &= p_{1,0/50} \left(\frac{f}{50} \right)^\beta \nu^\beta \left[k_{\partial a} \left(\frac{B_{a1}}{\nu} \right)^2 m_a + k_{\partial z} \left(\frac{B_{zcc1}}{\nu} \right)^2 m_z \right], \end{aligned}$$

с учетом обмоточного коэффициента

$$\begin{aligned} P_{cm\nu} &= p_{1,0/50} \left(\frac{f}{50} \right)^\beta \nu^\beta \left[k_{\partial a} \left(\frac{B_{a1} k_{o\partial\nu}}{\nu k_{o\partial 1}} \right)^2 m_a + k_{\partial z} \left(\frac{B_{zcc1} k_{o\partial\nu}}{\nu k_{o\partial 1}} \right)^2 m_z \right] = \\ &= p_{1,0/50} \left(\frac{f}{50} \right)^\beta \nu^\beta \left(\frac{k_{o\partial\nu}}{\nu k_{o\partial 1}} \right)^2 \left(k_{\partial a} B_{a1}^2 m_a + k_{\partial z} B_{zcc1}^2 m_z \right). \end{aligned}$$

Или с учетом (4):

$$P_{cm\nu} = P_{cm1} \left(\frac{k_{o\partial\nu}}{k_{o\partial 1}} \right)^2 \nu^{\beta-2}.$$

Необходимость введения в формулу потерь в стали обмоточного коэффициента $k_{o\partial 1}$ связана с тем, что реальный двигатель уже имеет этот обмоточный коэффициент, поэтому необходимо вначале привести его (и соответствующие формулы потерь) к условному двигателю, имеющему $k_{o\partial 1} = 1$, то есть к двигателю с сосредоточенной диаметральной обмоткой, а затем уже вводить расчетные обмоточные коэффициенты по ВГ.

Кроме основных потерь в стали $P_{cm.осн}$ (ярме статора и его зубцах) существуют еще поверхностные потери в роторе $P_{по\partial 2}$ и пульсационные $P_{нул2}$ в зубцах ротора. Анализ этих зависимостей показывает, что указанные потери, в конечном счете, пропорциональны, как и основные потери в стали, величине B_δ^2 (B_δ – индукция в воздушном зазоре), то есть, структуры формул основных потерь в стали, поверхностных потерь в роторе и пульсационных потерь в зубцах ротора в отношении индукции схожи. Поэтому в формуле (6) в качестве параметра P_{cm1} следует понимать полные потери в стали [10]

$$P_{cm1} = P_{cm.осн} + P_{по\partial 2} + P_{нул2}$$

По изложенной методике был рассчитан двигатель с номинальной мощностью 30 кВт, напряжением 400 В, частотой 50 Гц. В результате расчета были получены следующие данные:

$$P_{\Sigma 1,1} = 1386 \text{ Вт}, P_{\Sigma 2, \nu} = 716 \text{ Вт}, P_{\text{см1}} = 463 \text{ Вт}, \text{к.п.д. } \eta = 0,907.$$

Тепловой расчет по основной гармонике дал следующие результаты:

– превышение температуры обмотки статора над температурой окружающей среды $\Delta \vartheta_1 = 91,3 \text{ }^\circ\text{C}$,

– превышение температуры сердечника статора над температурой воздуха внутри двигателя $\Delta \vartheta_{\text{носл}} = 16,5 \text{ }^\circ\text{C}$,

При расчете добавочных потерь от ВГ во внимание принимались дополнительные потери от 5-й, 7-й, 11-й, 13-й, 17-й и 19-й гармоник. Расчет велся для значений обмоточных коэффициентов 0,88, 0,9, 0,92 и 0,94. При этом наибольшие потери от ВГ показал вариант при $k_{\text{об}} = 0,9$. Дополнительные потери в обмотках увеличились на 0,7 % и составили 14,7 Вт, в стали – на 36,4 % (169 Вт). КПД уменьшился до 0,901.

Тепловой расчет с учетом ВГ показал следующее:

– превышение температуры обмотки статора над температурой окружающей среды $\Delta \vartheta_1 = 95,2 \text{ }^\circ\text{C}$

– превышение температуры сердечника статора над температурой воздуха внутри двигателя $\Delta \vartheta_{\text{носл}} = 18,7 \text{ }^\circ\text{C}$.

Таким образом, анализ энергетических показателей автономных электроприводов на базе АД при питании напряжением прямоугольной формы показывает, что потери, вызываемые высшими гармоническими, крайне незначительны и в общей сумме составляют не более 6 % от основных потерь. Дополнительный перегрев двигателя, вызываемый этими потерями, не превышает 3–4 $^\circ\text{C}$.

Выводы. Расчеты показывают, что дополнительное увеличение потерь в двигателе при питании его прямоугольным напряжением незначительно, опасности нарушения теплового режима нет. В то же время на порядок снижаются коммутационные потери ключей инвертора, что позволяет отказаться от сложных, ненадежных и дорогих систем жидкостного охлаждения и ограничиться дутьем. Изложенная методика анализа энергетических характеристик асинхронного двигателя при питании его прямоугольным напряжением может быть использована и при оценке энергетических параметров асинхронного привода при питании его напряжением произвольной формы, а также при анализе увеличения потерь при соединении обмоток АД треугольником.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Ч. 2. Машины переменного тока. Л. : Энергия. 1973. 648 с.
2. Мезин Е. К. Судовые электрические машины. Л. : Судостроение, 1985. 320 с.
3. Головин Ю. К. Судовые электрические приводы. М. : Транспорт, 1991. 327 с.
4. Вольдек А. И., Попов В. В. Электрические машины. Машины переменного тока. СПб : Питер, 2008. 350 с.
5. Кацман М. М. Электрические машины автоматических устройств. М. : ФОРУМ, ИНФРА-М, 2002. 264 с.
6. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М. : Энергоатомиздат, 1986. 376 с.
7. Чиженко И. М. Справочник по преобразовательной технике. К. : Техника. 1978. 447 с.
8. Кацман М. М. Расчет и конструирование электрических машин. М. : Энергоатомиздат, 1984. 360 с.

9. Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С. Проектирование электрических машин / под ред. Гольдберга. М. : Высш. шк., 1984. 431 с.
10. Копылов И. П., Горяинов Ф. А., Клоков Б. К., Токарев Б. Ф. Проектирование электрических машин. М. : Энергия. 1980. 496 с.
11. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. М. : Высш. школа, 1973. 752 с.
12. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М. : Наука, 1973. 872 с.

REFERENCES

1. Kostenko, M. P. & Piotrovsky, L. M. (1973). *Electric machines*. Ch 2. Accurrent machines. Leningrad : Energy.
2. Mezin, E. K. (1985). *Ship electric machines*. Leningrad : Shipbuilding.
3. Golovin, Y. K. (1991). *Ship electric drives*. Moskva : Transport.
4. Woldek, A. I. & Popov, V. V. (2008). *Electric machines*. St. Petersburg : Peter.
5. Katzman, M. M. (2002). *Electric Machines automatic devices*. Moskva : FORUM, INFRA-M.
6. Moin, V. S. (1986). *Stabilized Transistor Converters*. Moskva: Energoatomydat.
7. Chizhenko, I. M. (1978). *Handbook on Transformative Technology*. Kyev : Technique.
8. Katzman, M. M. (1984). *Calculating and constructing electric machines*. Moskva : Energoatomizdat.
9. Goldberg, O. D. (Ed.) (1984). *Designing electric machines*. Moskva : Vysh. Sk.
10. Kopylov, I. P., Goryainov, F. A., Klovov B. K. & Tokarev, B. F. (1980). *Designing electric machines*. Moskva : Energy.
11. Bessonov, L. A. (1973). *Theoretical basics of electrical engineering*. Moskva : High. school.
12. Vygodsky, M. Y. (1973). *Higher Mathematics Handbook*. Moskva : Science.

Голощачов С. С., Іщенко І. М., Козловський М. І. АНАЛІЗ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ПРИ ЖИВЛЕННІ ПРЯМОКУТНОЮ НАПРУГОЮ

Асинхронні машини використовуються в основному як двигуни. Завдяки підвищеній надійності й простоті конструкції вони широко застосовуються в промисловості й на судах морського флоту, будучи основними споживачами електричної енергії. Незважаючи на зазначені переваги, їм властивий істотний недолік – погане регулювання швидкості обертання. Із усіх використовуваних способів регулювання швидкості: зміною числа пар полюсів, введенням опору в ланцюг ротора, зміною величини живлячої напруги, зміною частоти мережі найбільш прийнятним на теперішній час, завдяки сучасній силовій електронній базі, слід визнати частотний спосіб регулювання із проміжним перетворенням напруги трифазного ланцюга в постійний струм і наступним формуванням заданої синусоїдальної напруги змінної частоти методом широтно-імпульсної модуляції (ШИМ). Цей метод хоча й дозволяє одержати змінну напругу заданої частоти із синусоїдальною формою кривої, однак має істотні комутаційні втрати у ключах інвертора, що приводить до необхідності застосування складних рідинних систем охолодження. Суттєво знизити зазначені втрати можна, якщо ключами інвертора формувати напругу заданої частоти прямокутної форми, яку безпосередньо живити двигун. Виникаючі при цьому додаткові втрати й, як наслідок цього, додатковий розігрів від вищих гармонійних (ВГ) стали й обмоток двигуна розраховуються на підставі обмотувальних коефіцієнтів.

Ключові слова: асинхронний двигун, інвертор, обмотувальний коефіцієнт, коефіцієнт укорочення, втрати в міді, втрати в сталі.

Goloshchapov S. S., Ischenko I. M., Kozlovskiy M. I. ANALYSIS OF ENERGY CHARACTERISTICS OF AN ASYNCHRONOUS MOTOR WITH RECTANGULAR VOLTAGE POWER SUPPLY

Asynchronous machines are used mainly as engines. Due to the increased reliability and simplicity of the design, they are widely used in industry and on ships in the sea fleet, being the main consumers of electric energy. Despite these advantages, they have a significant drawback - poor adjustability of rotation velocity.

Of all the methods being used to regulate speed such as: changing the number of pole pairs, introducing resistance into the rotor circuit, changing the rate of voltage supply, changing the frequency of the power line; the most acceptable one at current, due to modern power electronic base, should be considered the frequency method of adjustment with the intermediate conversion of the voltage of the three-phase circuit into direct current and the subsequent formation of a given sinusoidal voltage of variable frequency by pulse-duration modulation (PDM) method. Although this method allows to obtain alternating voltage of a given frequency with a sinusoidal form of wave, it has significant switching losses in the keys of the inverter, which leads to necessity of liquid cooling systems application with deionized water. This is especially true for powerful high-voltage asynchronous machines used in steering devices. It is possible to reduce these losses significantly by using the keys of the inverter to form the voltage of a given frequency of rectangular form, which will supply the power directly to the engine. Any additional losses generated in this case, and, as a result, additional heating from the higher harmonic (HV) steel and engine windings, are calculated on the basis of winding ratios. At the same time, since the ratio of the winding distribution varies very poorly, in calculations it can be accepted permanent, and by the value of the shortening factor specified for the first harmonica, it is possible to determine the appropriate coefficients of the series of HV, taken into account.

Keywords: asynchronous motor, inverter, winding ratio, shortening factor, copper loss, steel loss.

© Голощанов С. С., Іщенко І. М., Козловський М. І.

Статтю прийнято
до редакції 10.09.19