

УДК 62-83.001.24

Н. В. ЖУКОВА (канд.техн.наук, доц.)
Государственное высшее учебное заведение
«Донецкий национальный технический университет»
Zhnatka@mail.ru

АСИНХРОННЫЙ РЕГУЛИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА ОСНОВЕ ЕГО ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ

Материал касается нового метода управления асинхронным электроприводом по отношению к существующему скалярному частотному управлению. Данная статья рассматривает возможность построения системы регулирования асинхронным электроприводом на основе косвенного измерения электромагнитного момента.

Асинхронный электропривод, закон индукции Фарадея, стационарное магнитное поле статора, электромагнитный момент, широтно-импульсное управление.

Введение. Управление современными асинхронными электроприводами (ЭП) основывается на сложных математических моделях, а физический анализ работы объекта и использование законов Ампера, Фарадея, Максвелла, Ома в максимально упрощенном виде отодвигается на второй план. В существующих методах управления [1 - 5] асинхронным электроприводом наблюдается тенденция усложнения математического описания объекта с большим количеством переменных и постоянных коэффициентов, что приводит к сложным структурам управления. Хотя известно, что простое описание объекта соответствует и простому управлению. В подтверждение сказанному следует упомянуть мнение академика Капицы П.Л. [6, стр.400], который не рассматривает закон индукции Фарадея, как новый закон природы, а отождествляет его с обратным законом Ампера, что подчеркивает простоту закона индукции Фарадея. Поэтому законы природы, которые в физике всегда формулировались простым образом необходимо в таком же простом виде и использовать в регулируемом асинхронном электроприводе.

Постановка задач исследования. Целью статьи является разработка нового метода управления асинхронным электроприводом, основанного на законе индукции в простом виде, изначально сформулированным Фарадеем, что позволит значительно упростить модель управления асинхронной машиной на основе измерения, а не вычисления электромагнитного момента.

Для достижения поставленной цели в статье решаются следующие задачи: – анализ принципов управления асинхронным ЭП; – обоснование нового метода управления асинхронным ЭП; – разработка функциональной схемы управления линейного асинхронного ЭП; – разработка математической модели линейного асинхронного ЭП; – выбор аппаратных средств и разработка алгоритмов работы ШИМ – регуляторов для трех фаз.

Материалы исследования. Рассмотренные в [7, 8] парадоксы электромагнетизма, касающиеся закона индукции, относятся не к формулировке Фарадея, а к формулировке Максвелла, которую сложнее применять с математической точки зрения в практических задачах электротехники, а особенно в асинхронном регулируемом электроприводе, о чём указывалось в [8].

В двигателях постоянного или переменного трёхфазного тока индукционный ток в короткозамкнутом роторе всегда находится в плоскости, перпендикуляр к которой ортогонален магнитному полю возбуждения или бегущему магнитному полю статора. Это соответствует максимальному электромагнитному моменту при максимальном токе якоря $M_{эм} = CI$ или соответственно максимально допустимом скольжении

$M_{эм} = \frac{C^2}{R}(\omega_{п} - \omega_{р}) = c(\omega_{п} - \omega_{р}) = cS$ в линейной области работы асинхронного двигателя. Поэтому, электромагнитный момент в двигателях постоянного или переменного тока линейно зависит от названных

параметров. Или на языке «правила потока» в дифференциальном виде $rot \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt}$, основное требование к асинхронной электрической машине формулируется следующим образом: в роторе двигателя максимальный по своей величине электромагнитный момент образуется только тогда, когда вектор $rot \vec{E}$ индуцированного электрического поля в короткозамкнутом роторе перпендикулярен магнитному полю \vec{B} статора. То есть магнитное поле должно изменяться $\left(-\frac{d\vec{B}}{dt}\right)$ не по абсолютной величине, а по направлению, то есть:

$$\frac{d\vec{B}}{dt} = \frac{dB_n}{dt} \vec{n} + B_n \frac{d\vec{n}}{dt}, \quad \frac{d\vec{n}}{dt} = \vec{\tau} \frac{d\theta}{dt} = \vec{\tau} \frac{d\theta}{ds} \frac{ds}{dt} = \vec{\tau} \frac{V}{r}, \quad \frac{d\vec{B}}{dt} = B_n \frac{d\vec{n}}{dt} = \vec{\tau} \cdot B \frac{V}{r}.$$

$$\left| \text{rot } \vec{E} \right| = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{E \cdot l}{l \cdot r} = B \frac{V}{r}; \quad E = V \times B.$$

Следовательно, магнитное поле статора с максимальной амплитудой должно вращаться относительно короткозамкнутого ротора. Поэтому частоту оборотов ротора двигателя надо регулировать посредством вращающегося магнитного поля с постоянной амплитудой, частота вращения этого поля отличается от частоты оборотов ротора двигателя на величину необходимого скольжения S . В результате появляется электромагнитный момент $M_{эм} = cS$, пропорциональный абсолютному скольжению S , величина которого достаточна для преодоления нагрузки, не выходящей за рамки дозволенного линейного участка работы машины.

Существующие частотные преобразователи со скалярным, векторным или прямым контролем момента построены на основе инвертора с шестью транзисторными ключами [1 - 5, 9, 10]. Посредством данных ключей с дозволенной комбинаторикой кодов управления, предоставляется возможность организовать ограниченное количество положений магнитного поля статора и этих положений всего шесть позиций на период [10]. Известно, что геометрия трёхфазных токов с точки зрения взаимного их соотношения, идентифицируется посредством минимум трёх участков на четверть периода, что составляет минимум двенадцать единиц на период. Поэтому объективно с помощью широтно-импульсного модулятора с шестью ключами практически невозможно обеспечить синусоидальную геометрию токов каждой фазы. Это влечёт за собой нарушение эффекта непрерывного вращения результирующего магнитного поля статора. В результате чего магнитные поля статора и ротора в воздушном зазоре перемещаются относительно друг друга и создают поток тепловой энергии, уменьшая тем самым КПД машины [11, 12]. Упомянутую дискретизацию магнитного поля можно увеличить до двенадцати, если использовать смешанную кодировку ключей [3], вложенную друг в друга, что показано в [8]. Однако и это не уменьшает длительность тактового импульса широтно - импульсного модулятора ниже уровня постоянной времени роторной цепи асинхронного двигателя при малой скорости двигателя.

В частотных преобразователях, где применяется шести ключевой инвертор, объективно приходится контролировать взаимную ориентацию полей статора и ротора ввиду отсутствия непрерывно вращающегося магнитного поля статора с заданной частотой. Здесь магнитное поле дискретно поворачивается, периодически включаясь и отключаясь в обмотках статора. В этих приводах чтобы индуцировать ток в роторе, изменяют магнитное поле статора по абсолютной величине. Поэтому получается, что перпендикуляр к плоскости индуцированного тока ротора ориентируется параллельно магнитной индукции статора, а в этом случае электромагнитный момент равен нулю. Следовательно, магнитное поле статора надо повернуть по отношению к полю ротора на необходимый угол в течение времени пока ещё существует индуцированный ток и поле ротора. Тогда весь процесс осуществляется на больших частотах токовой модуляции 2...16 кГц и сопровождается повышенными потерями энергии за счёт вихревых токов и перемагничивания магнитной системы (гистерезисные потери). В результате система не работает без принудительной вентиляции на малых оборотах двигателя. Вследствие сказанного в современных асинхронных регулируемых приводах электромагнитный момент зависит от дополнительных параметров, характеризующих взаимную ориентацию магнитных полей в подвижных и неподвижных частях машины, что приходится учитывать при управлении этим сложным объектом. Решая численным образом сложную систему уравнений [10], рассчитывают магнитные потоки статора и ротора и соответствующие им токи и напряжения, предполагая, что параметры цепей: сопротивления, индуктивности и взаимной индукция, коэффициенты рассеяния упомянутых магнитных потоков, а также момент инерции и момент сопротивления нагрузки - есть известные величины. После решения сложной системы уравнений через найденные векторы магнитных потоков статора и ротора и угла между этими потоками рассчитывается (не измеряется) электромагнитный момент. Абсолютное значение вектора магнитного потока статора обычно поддерживается постоянным, а электромагнитный момент регулируется изменением угла между векторами потоковосцеплений ротора и статора. Посредством системы управления успевают менять направление вектора потоковосцепления статора по отношению к потоковосцеплению ротора на заданный угол. То есть, изменяя угол между двумя потоковосцеплениями, можно эффективно управлять электромагнитным моментом асинхронного двигателя. Всё это требует больших затрат на аппаратные и программные средства. Однако, здесь следует напомнить основное правило асинхронного двигателя [12], которое несколько противоречит вышеупомянутому: «Электромеханическое преобразование энергии осуществляется полями, неподвижными относительно друг друга, а результирующее поле в машине создаётся полями статора и ротора. Ротор может вращаться с той же скоростью, что и поле, или с другой скоростью, однако поля ротора и статора в установившемся режиме неподвижны относительно друг друга.»

Методика решения задачи. В предлагаемом техническом решении использован эффект пересечения магнитных силовых линий проводниками ротора посредством вращающегося магнитного поля статора и ротора с постоянной амплитудой и конфигурацией, но с возможностью изменения его частоты вращения, тогда поле индуцированного тока ротора будет всегда перпендикулярно магнитному полю статора. В этом случае

электромагнитный момент максимален и зависит линейно $M_{эм} = cS$ только от скольжения или абсолютной разности скорости магнитного поля статора и скорости ротора в пределах 1,8 номинальной нагрузки, что практически всегда выполнимо. В предлагаемом электроприводе это скольжение измеряется с помощью энкодера и задающего генератора частоты или кодировки силовых ключей инвертора. То есть управлять объектом проще и надёжнее, так как основные параметры процесса измеряются, а не вычисляются посредством сложных математических операций.

Чтобы получить непрерывно вращающееся поле статора с возможностью изменения его частоты вращения, необходимо для каждой фазовой обмотки, развязанной с нейтралью, использовать однофазный инвертор, состоящий из четырёх силовых ключей (рис. 1).

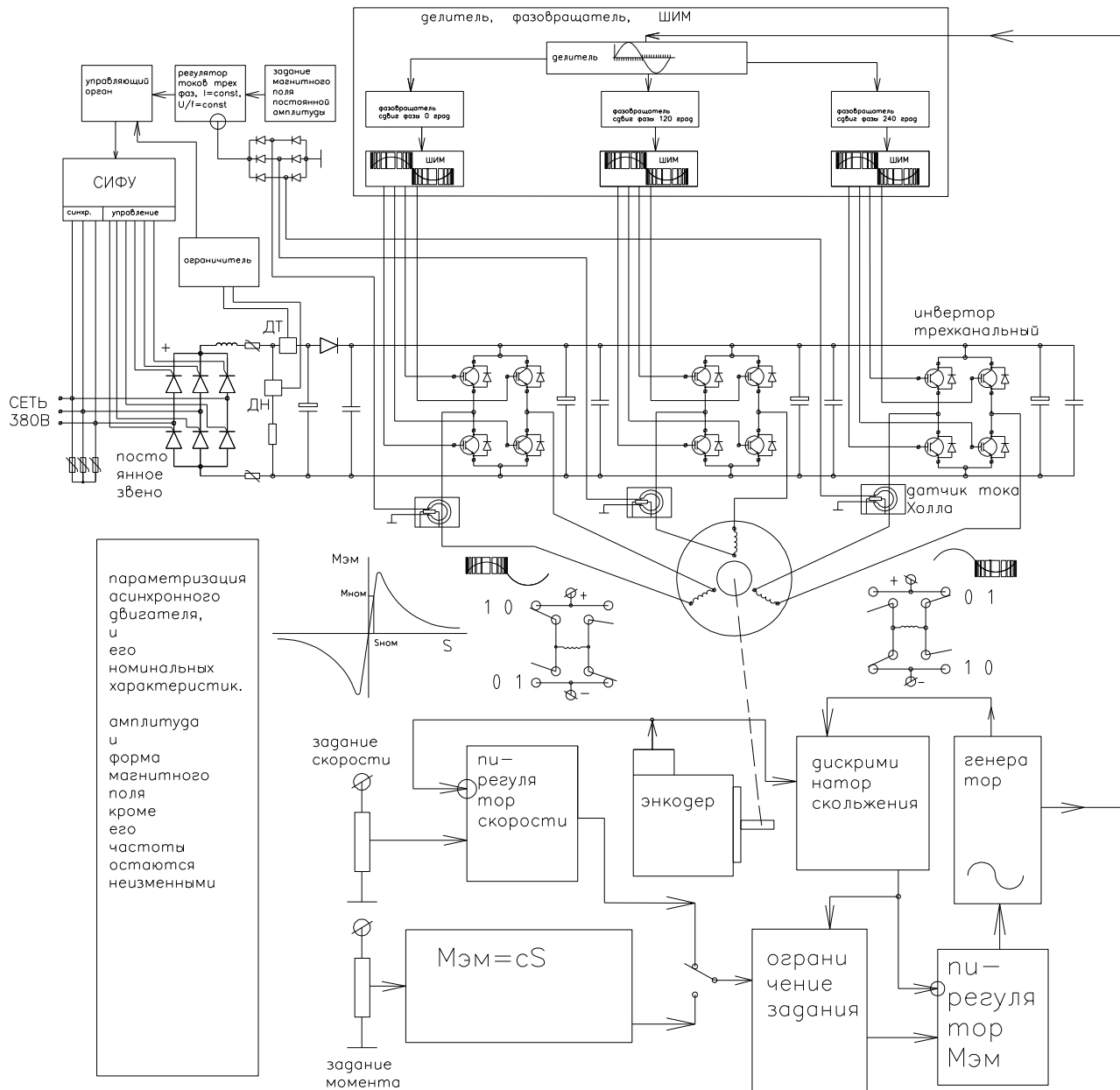


Рисунок 1 – Функциональная схема управления асинхронного электропривода на основе регулятора скольжения между скоростями ротора и поля статора и регулятора вращающегося магнитного поля с постоянной амплитудой

Локальные инверторы имеют одно общее постоянное звено, фазовращатель, изменяющий фазу синусоидального напряжения заданной частоты на 0, 120 или 240 градусов, а также широтно-импульсный модулятор, формирующий синусоидальный ток фазной обмотки статора. Используемое регулируемое постоянное звено, выполненное на тиристорах, обеспечивает постоянство амплитуды магнитного поля посредством обратной связи по фазным токам с помощью пропорциональных датчиков тока на основе эффекта Холла. Напротив, в существующих приводах применяются дифференциальные датчики тока (трансформаторы тока). Возможно два варианта построения постоянного звена: каждая фазная обмотка снабжается своим

локальным регулируемым источником питания, или все три фазы питаются от одного регулируемого источника питания. Что лучше, покажет практика. Конечно, более простой вариант – использование одного источника питания.

Вращающееся магнитное поле образуется трехфазными синусоидальными токами $I_n = I_0 \sin(\omega t + \psi_n)$ постоянной амплитуды I_0 с изменяющейся угловой скоростью $\omega = 2\pi f$. Магнитное поле асинхронного двигателя рассматривается как стационарное и двухмерное (компонента $B_z = 0$). При этом в понятие стационарного магнитного поля вкладывается тот смысл, что в любой момент времени амплитуда и форма магнитного поля, кроме его частоты вращения, остаются неизменными. Это магнитное поле вращается относительно ротора с заданной угловой скоростью $(\omega_{\Pi} - \omega_p)$. Реализуется данное вращающееся поле с помощью локальных фазных фазовращателей, широтно-импульсных модуляторов и инверторов с параллельным поддержанием амплитуды I_0 фазных синусоидальных токов на заданном уровне с помощью регулятора напряжения постоянного звена с обратной связью по амплитуде этих же фазных токов.

Таким образом, формируется магнитный поток статора постоянной амплитуды и вращающийся с заданной частотой, которая необходима при регулировании упомянутого скольжения, а в свою очередь и электромагнитного момента, связанного со скольжением константой c - постоянной машины.

Почему это работает даже на малых частотах преобразователя. Известно, что ротор асинхронного двигателя, включённого непосредственно в сеть 380В, в пределах номинальной нагрузки, отстаёт от поля статора на 1...3%, что соответствует частоте индукционного тока в роторе не более 1,5 гц. И это реализуется благодаря только синусоидальным формам фазных токов, порождающих непрерывно вращающееся магнитное поле в рабочем зазоре машины по отношению к ротору двигателя. Следовательно, адекватное моделирование синусоидальных токов каждой фазы надо осуществлять независимо на локальном инверторе с четырьмя ключами, что параллельно освобождает от сложных расчётов такого сложного объекта, как асинхронный двигатель. И задача сводится к системе уравнений относительно тока ротора и его угловой скорости:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} + Ri - (\omega_{\Pi} - \omega_p) r l B = 0 \\ J \frac{d\omega_p}{dt} = i r l B - M_H \end{cases}, \quad (1)$$

здесь $C = r l B$, $M_{эм} = C i$.

Казалось бы, описывать асинхронный двигатель, используя не токи статора, а ток короткозамкнутого ротора нецелесообразно по причине недоступности измерения его характеристик. В том то и дело, что задача описания асинхронного двигателя значительно упрощается, если синусоидальные токи статора организовать таким независимым образом, что они образуют максимально возможное магнитное поле со стационарными амплитудой и конфигурацией, вращающееся с заданной частотой $\omega_{\Pi} = S + \omega_p$. А магнитная индукция B поля статора, образуемая токами статора, учитывается только в константе машины C . Асинхронная машина трансформируется в аналог двигателя постоянного тока с подобной линейной математической моделью (2), если абсолютное скольжение S не выходит за рамки линейной области работы асинхронного двигателя:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} + Ri + \omega r l B = U \\ J \frac{d\omega_p}{dt} = i r l B - M_H = C i - M_H \end{cases}. \quad (2)$$

Если магнитное поле статора со стационарной амплитудой B и неизменной конфигурацией, что входит в константу машины $C = r l B$, вращается с текущей частотой ω_{Π} , тогда математическая модель асинхронного двигателя отличается от модели двигателя постоянного тока только управляющим воздействием. Вместо напряжения на якоре U (см. (2)) здесь присутствует $C \omega_{\Pi}$ (см. (1)). Тогда все известные задачи [13] регулирования скорости, электромагнитного момента, электромеханической мощности для двигателя постоянного тока можно использовать в задачах регулирования названных параметров и для асинхронного двигателя.

В преобразованиях Лапласа (1) имеет вид:

$$\begin{cases} (R + Lp) I(p) + C \omega_p(p) = C \omega_{\Pi}(p) \\ C I(p) - J p \omega_p(p) = M_H(p) \end{cases}$$

Решение данной линейной разомкнутой системы относительно $\omega_p(p)$ и $I(p)$, применяя правило Крамера, принимает простую форму:

$$\omega_p(p) = C\omega_{II} \frac{\frac{1}{C}}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1} - M_H \frac{\frac{R}{C^2} \left(1 + \frac{1}{2\xi} T p\right)}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1},$$

$$I(p) = C\omega_{II} \frac{\frac{J}{C^2} p}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1} + M_H \frac{\frac{1}{C}}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1},$$

где $C = rLB$, $T^2 = T_{ЭМ} T_p$, $T_{ЭМ} = \frac{JR}{C^2}$, $T_p = \frac{L}{R}$, $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{ЭМ}}{T_p}}$.

По той причине, что ток в короткозамкнутом роторе практически невозможно измерить, для обратной связи в регуляторе электромагнитного момента $M_{ЭМ} = CI$ используем выражение, получаемое из первого уравнения:

$$M_{ЭМ} = CI(p) = C^2 \frac{(\omega_{II} - \omega_p)}{Lp + R} = C^2 \frac{S}{Lp + R}.$$

То есть электромагнитный момент не вычисляется, а косвенно измеряется посредством измеряемых параметров: угловой скорости поля ω_{II} и угловой скорости ротора ω_p , разность между которыми есть абсолютное скольжение $S = (\omega_{II} - \omega_p)$.

Предлагаемый электропривод работает следующим образом. С целью упрощения программных средств асинхронного управляемого электропривода, организуются непрерывно вращающееся с заданной частотой магнитное поле статора, посредством локальных инверторов. Развязка инверторов потребовала соответствующую развязку нейтрали электродвигателя.

Режим регулятора скорости осуществляется в верхнем положении переключателя (рис. 1). На задатчике скорости двигателя устанавливается необходимое её значение. ПИ- регулятор скорости анализирует отклонение заданной и текущей скорости ротора двигателя с помощью обратной связи от энкодера. Усиливая и интегрируя это отклонение, регулятор скорости выдаёт соответствующее задание через ограничитель на регулятор электромагнитного момента. Задающий генератор синусоидальных токов обмоток статора генерирует частоту управляемого напряжения с помощью ПИ- регулятора электромагнитного момента. Данная частота отличается от частоты вращения ротора на заданную величину скольжения S , текущее состояние которой определяется дискриминатором, соединённым с датчиком скорости ротора (энкодером) и генератором текущей частоты. Дискриминатор скольжения является обратной связью для ПИ- регулятора электромагнитного момента. Ограничитель задания ограничивает сверху и снизу величину скольжения в пределах линейной зависимости от этого скольжения электромагнитного момента $M_{ЭМ} = CS$. Сформированное напряжение генератора поступает через делитель периода синусоиды на трёхканальный фазовращатель и широтно-импульсный модулятор (ШИМ). Каждый ШИМ соединён со своим четырёхключевым инвертором. Его транзисторные ключи открываются соответственно по верхнему (10;01) и нижнему (01;10) кодам, с помощью которых формируется верхняя и нижняя часть фазного синусоидального тока. Делитель синусоиды дробит текущий её период $T = 1/f$, где f частота генератора, как минимум на $n = 24$ тактовых импульса, что в четыре раза больше чем у существующих приводов. Такое деление текущего периода $T = n \cdot \Delta t$, кратное двенадцати единицам, позволяет достаточно точно смоделировать геометрию базовой синусоиды, а также смещение фаз по отношению друг к другу. Это смещение будет соответствовать ($\Delta\varphi \Rightarrow \frac{n}{3} = \frac{24}{3} = 8$) восьми единицам тактовых импульсов, что легко выполняется. Длительность рабочих импульсов, составляющих часть тактовых импульсов, формируется в ШИМ-е согласно функциональным зависимостям:

$$\frac{1}{2} \frac{2\pi}{n} U \left\{ \sin \left[\frac{2\pi}{n} (k-1) \right] + \sin \left[\frac{2\pi}{n} k \right] \right\} = U \Delta\varphi,$$

где n - число разбиений периода T синусоиды;

$k = 1..n$ - текущий номер элемента трапеции или номер ее кода;

U - напряжение источника питания;

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{n} \left\{ \sin \left[\frac{2\pi}{n} (k-1) \right] + \sin \left[\frac{2\pi}{n} k \right] \right\} - \text{ширина площади эквивалентного прямоугольника};$$

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = \frac{\Delta\tau}{T}, \text{ где } \Delta\tau = \frac{T}{2n} \left\{ \sin \left[\frac{2\pi}{n} (k-1) \right] + \sin \left[\frac{2\pi}{n} k \right] \right\} - \text{длительность рабочего импульса с номером}$$

кода, используемого в работе ШИМ.

Кодировка состояния углового деления трех фаз А,В,С для работы ШИМ регулятора показаны на рис.2. Графики фазных напряжений на активной нагрузке показаны на рис. 3.

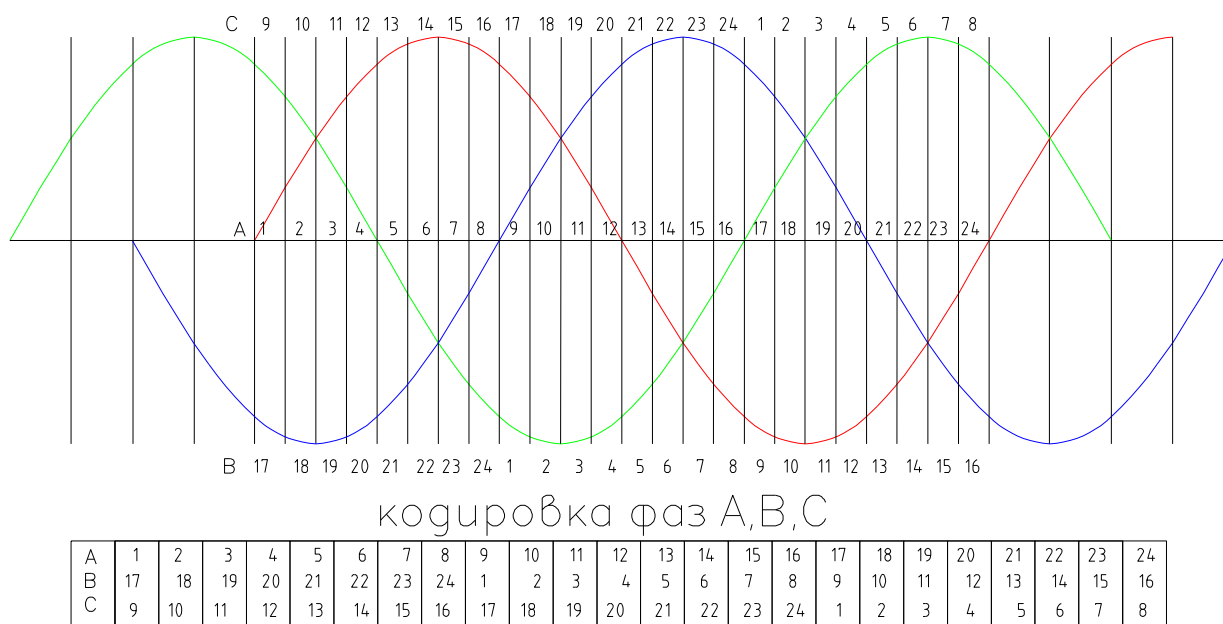


Рисунок 2. – Кодировка состояния углового деления трех фаз А,В,С для работы ШИМ регулятора

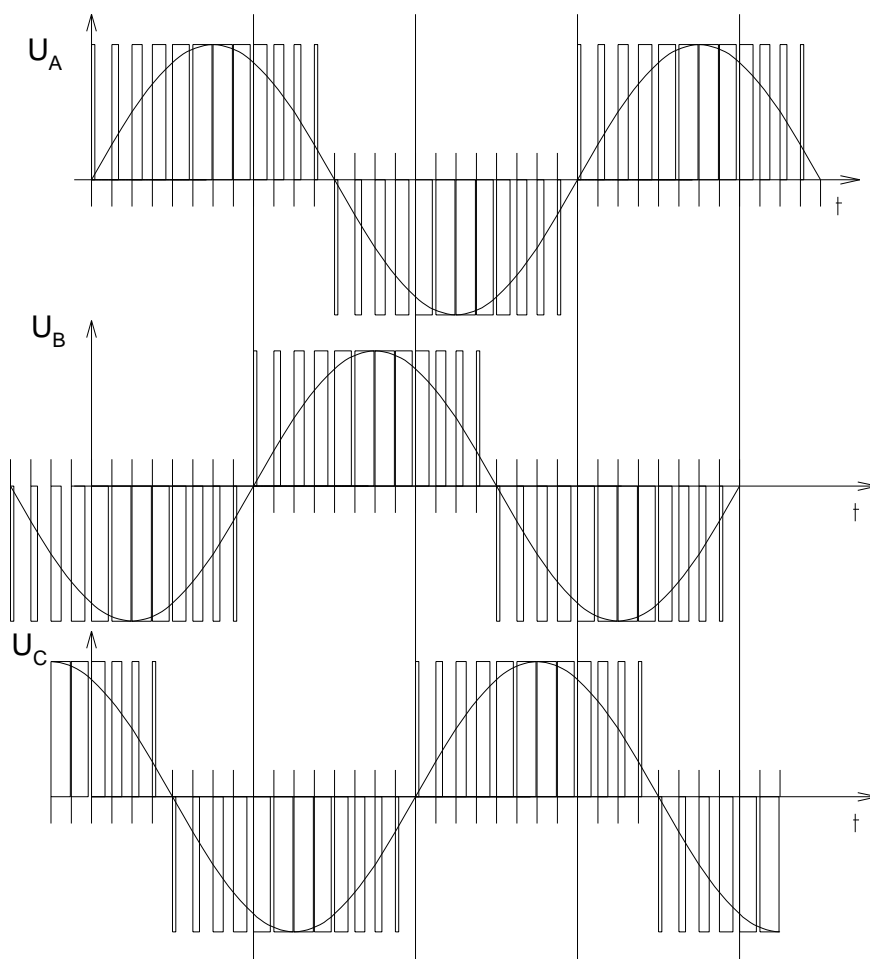


Рисунок 3. – Графики фазных напряжений на выходе широтно-импульсных модуляторов на активной нагрузке

На малых частотах работы преобразователя $0,5 \leq f \leq 4$ количество разбиений периода, кратное двенадцати, необходимо увеличить с условием сохранения произведения $f \cdot n = 96$. Здесь

$n = 12i$, $i = 2, 3, 4, \dots, 16$, где i является целой частью от дроби $i = ЦЧ\left(\frac{96}{12f}\right)$. Тогда, при $f = 0.5\text{гц}$, $n = 192$;

при $f = 1.0\text{гц}$, $n = 96$; при $f = 4.0\text{гц}$, $n = 24$. С дальнейшим увеличением частоты число разбиений периода остаётся на уровне $n = 24$. Данная параметризация позволяет сохранить длительность тактовых импульсов ШИМ-а преобразователя на низком уровне по отношению к постоянной времени роторной цепи на малых оборотах двигателя, что в целом стабилизирует систему управления. При номинальной скорости ротора с одной парой полюсов $50 \frac{\text{об}}{\text{с}}$ и частоте преобразователя $f = 50\text{гц}$, количество разбиений периода минимально $n = 24$

при длительности тактового импульса $\Delta t = \frac{20\text{мс}}{24} \approx 1\text{мс}$, а на частоте преобразователя $f = 0,5\text{гц}$, количество делений текущего периода синусоиды будет $n = 192$ при длительности тактового импульса $\Delta t = \frac{2000\text{мс}}{192} \approx 10\text{мс}$. То есть, на малых оборотах двигателя частота модуляции тока не превышает 100 гц, а на

номинальных оборотах ротора ток модулируется с частотой не более 1200 гц. Это значительно уменьшает потери энергии на вихревые токи и перемагничивание шихтованного железа по отношению к существующим частотным преобразователям.

Регулятор напряжения тиристорного постоянного звена с обратной связью по току статора реализуется посредством системы импульсно-фазового управления (СИФУ) например, по известному принципу вертикального управления. Таким образом, на фазные обмотки подаются синусоидальные токи со стационарной своей амплитудой, смещённые на 0, 120, 240 градусов, что достаточно для формирования вращающегося магнитного поля статора с текущей скоростью, отличающейся от скорости ротора на величину скольжения, достаточного для преодоления текущей нагрузки, приложенной к ротору двигателя. В связи с тем, что локальные инверторы питаются от общего источника питания, обмотки статора развязаны с нейтралью, что легко реализуется. В режим регулятора момента предлагаемая система управления переводится при нижнем положении переключателя. Задатчик электромагнитного момента формирует задающее воздействие этого момента, связанного с частотой поля статора, отличающейся от частоты вращения ротора на величину скольжения $M_{эм} = cS$. Вычислитель скольжения по формуле $S = \frac{M_{эм}}{c}$ определяет искомое скольжение. Далее управление происходит по вышеназванному алгоритму.

Предлагаемая система должна быть ограничена снизу по отношению к нулевому скольжению. Для этого достаточно не опускать частоту поля ниже 0,5 герца. Понятно, что точность установки малой скорости ротора при номинальных нагрузках от этого не пострадает, так как при ползучей частоте его вращения ниже одного оборота в секунду, величина относительного скольжения для этого потребует более 0,02.

Верхний уровень управления без датчика скорости (энкодера) значительно упрощается и регулирование скорости ротора или его момента превращается в регулятор частоты, где скорость ротора не выходит за пределы 1...3% относительного скольжения по отношению к скорости поля статора, если момент нагрузки не превышает 1,8 её номинала.

Блок-схемы алгоритмов работы широтно - импульсных модуляторов и параметризация тактовых и рабочих импульсов моделирования синусоиды с текущей частотой поля статора приведены в [8].

Выводы.

1. Регулируемый асинхронный электропривод с косвенным измерением электромагнитного момента можно реализовать с помощью простых аппаратных средств и алгоритма, не требующего решения сложных систем дифференциальных уравнений.

2. В разработанном регулируемом асинхронном электроприводе формируется вращающееся магнитное поле статора с постоянной амплитудой и конфигурацией, но с возможностью изменения его частоты вращения. Тогда поле индуцированного тока ротора будет всегда перпендикулярно магнитному полю статора. В этом случае электромагнитный момент максимален и зависит линейно только от относительного движения поля статора и ротора в пределах 1,8 номинальной нагрузки. В электроприводе это скольжение измеряется с помощью энкодера и задающего генератора частоты или кодировки силовых ключей комплексного инвертора.

3. Разработанный линейный регулируемый асинхронный электропривод, оснащённый регуляторами скорости, момента, мощности может находить практическое применение при управлении непрерывными прокатными станами с использованием винтовых планетарных клетей с присутствием упругих связей между электроприводами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Blaschke F.: Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Asynchronmaschinen Siemens-Zeitschrift 45. – 1971. – P. 757.
2. Aalonen M. Direct Torque Control of AC motor drives / Aalonen M., Tiitinen P, Lalu J., Heikkila S. // ABB Review. – 1995. – №3. – Pp 19-24.

3. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник [для студ. высш. учеб. заведений] / Соколовский Г. Г. – [2-е изд., испр.] – М.: Издательский центр «Академия», 2007. – 272 с.
4. Усольцев А. А. Частотное управление асинхронными двигателями: учебное пособие / Усольцев А. А. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.
5. Усольцев А. А. Векторное управление асинхронными двигателями: учебное пособие по дисциплинам электромеханического цикла / Усольцев А. А. – Санкт-Петербургский государственный институт точной механики и оптики (технический университет). Кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем, 2002. – 43 с.
6. Капица П.Л. Эксперимент. Теория. Практика: Статьи и выступления / Капица П.Л. – М.: Наука. Гл. ред. физ. мат. лит., 1987. – 496 с.
7. Лінійний асинхронний регульований електропривод. Патент на винахід № 92712 / Жукова Н.В., Литвинов В.І., Литвинова Т.С.
8. Парадоксы электромагнетизма и некоторые физические принципы управления асинхронным электроприводом / Приложение к патенту № 92712. – 38 с.
9. AVR494: управление асинхронным электродвигателем переменного тока по принципу постоянства V/f и обычного ШИМ – управления. – Реж. доступу: <http://www.gaw.ru/html/cgi/txt/app/micros/avr/AVR494.htm>.
10. Ишханов П. Э., Чуриков А. М. Исследование электромагнитных процессов в асинхронном электродвигателе с преобразователем частоты / П. Э. Ишханов, А. М. Чуриков // Приводная техника. – 1998. – №3. – С. 12-16.
11. Копылов И.П. Электрические машины: Учеб. [для вузов] / Копылов И.П. – [4-е изд., испр.] – М.: Высш. шк., 2004. – 607 с.
12. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб. [для вузов] / Копылов И.П. – [3-е изд., испр.] – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.
13. Жукова Н.В. Анализ регулируемых координат электропривода на предмет их использования при формировании нижнего уровня управления малоинформативным многосвязным электромеханическим объектом / Жукова Н.В. // Зб. наук. пр. ДонДТУ. Сер. “Обчислювальна техніка та автоматизація”. – Вип. 25. – Донецьк: ДонДТУ, 2001. – С. 45-54.

Надійшла до редколегії 12.04.2011

Рецензент: О.І.Толочко

Н.В. ЖУКОВА

Державний вищий навчальний заклад
«Донецький національний технічний університет»

N. ZHUKOVA

State Institution of Higher Education
«Donetsk National Technical University»

Асинхронний регульований електропривод на основі його лінійної моделі. Матеріал стосується нового методу управління асинхронним електроприводом по відношенню до існуючого скалярного частотного управління. Дана стаття розглядає можливість побудови системи регулювання асинхронного електроприводу на основі непрямого вимірювання електромагнітного моменту.

Асинхронний електропривод, закон індукції Фарадея, стаціонарне магнітне поле статора, електромагнітний момент, широтно-імпульсне управління.

Asynchronous Regulated Electric Drive Based on Its Linear Modal. The material relates to a new method of control asynchronous electric drive with respect to the existing frequency scalar control. This article examines the possibility of constructing a system of regulation of an asynchronous electric drive based on measurements of the electromagnetic torque.

Asynchronous electric, Faraday's law of induction, the stationary magnetic field of the stator, electromagnetic torque, pulse-width control.