

Особенности формирования циклических режимов частотного электропривода технологических машин в зоне малой скорости движения исполнительного механизма

Н. Ф. Карнаухов, М. Н. Филимонов, А. И. Изюмов

(Донской государственный технический университет)

Для расширения возможности работы частотно-управляемого электропривода технологических машин в зоне пониженных и ползучих скоростей движения исполнительного механизма предложено ступенчатое изменение несущей частоты автономного инвертора напряжения. Введение двух-трёхкратной подмодуляции несущей частоты позволяет обеспечить ток статора асинхронного двигателя с коэффициентом несинусоидальности не ниже 4,3 %, что способствует равномерному движению исполнительного механизма и повышению точности его остановки в заданном положении (в зоне позиционирования).

Ключевые слова: частотный электропривод, инвертор, асинхронный двигатель, исполнительный механизм, зона малой скорости, модулирование.

Введение. Разработка и создание современных технологических машин (ТМ), включая промышленные роботы (ПР), базируются на согласованной взаимосвязи компонентов: механических, электрических, информационных, в целом определяющих технические характеристики и работоспособность ТМ [1]. В этой связи широкое применение частотно-управляемого асинхронного электропривода (ЧУАЭП→ЭП) в ТМ с малой скоростью перемещения исполнительного механизма (ИМ) или рабочего органа (РО ПР) в режиме позиционирования затруднено из-за сложности согласования энергетических и механических характеристик ЭП с характеристиками ТМ при формировании движения ИМ в зонах малых и ползучих скоростей [2, 3]. Известно [4], что в системе «автономный инвертор напряжения (АИН) — асинхронный двигатель (АД)» (АИН — АД) в зоне малых скоростей появляются пульсирующие моменты на валу АД, ведущие к неравномерности движения ИМ и усложняющие процесс его позиционирования. Указанный недостаток обусловлен несинусоидальностью выходного напряжения АИН [4], ведущей к формированию в обмотках статора гармонических составляющих токов низкой частоты (0,1—10 Гц), сопровождаемых повышенными потерями электроэнергии в силовом контуре АИН — АД в режимах пуск — торможение АД при значительном числе повторных включений. К тому же в настоящее время наблюдается тенденция роста числа программируемых координат ТМ с ЧПУ — как с аналоговым, так и цифровым управлением, характеризующихся повышенными скоростями рабочих подач (более 15 м/мин при дискретности 0,5 мкм) и ускорениями перемещений ИМ до 0,5—0,8 g. Поэтому решение задачи повышения равномерности перемещения и стабильности позиционирования ИМ (при сохранении энергосберегающих режимов работы ЧУАЭП) является важнейшим ориентиром при проектировании ТМ, способных работать с заданными характеристиками в зоне низких и ползучих скоростей движения ИМ.

Постановка задачи исследования. С развитием мультипроцессорных систем управления (МСУ) ТМ [1, 5] по каждой координате перемещения ИМ можно задавать индивидуальные законы разгона и торможения АД, обеспечивающие целесообразное согласование силовых характеристик ЭП и механической системы ТМ. Для уменьшения динамических нагрузок на звенья ТМ в режимах разгон — торможение АД изменение скорости исполнительного механизма $V_{им}$ (рис. 1) желательно осуществлять в соответствии с приведённой аппроксимированной кривой [6], вписанной в аналитическую зависимость (пунктирная кривая Ж) и представленной в виде функции при положительных значениях x выражением

$$y = a \cdot x^b \cdot e^{cx}. \quad (1)$$

Если $c < 0$, $0 < b < 1$, то построенная функция в координатах $V_{\text{им}} = f(t)$ имеет экстремум в точке (А) и перегибы в точках (С и Д), а значения x определяются из выражения

$$x = \frac{-b \pm \sqrt{b}}{c}. \quad (2)$$

При программном управлении ЭП для реализации таких режимов изменение $V_{\text{им}}$ желательно осуществлять (условно) по участкам 1—2—3—4—5—6—7 аппроксимированной кривой. Наклон отдельных участков формируется МСУ [7] и возможностями ЭП по обеспечению предельных изменений скорости (ускорения) с учётом динамических перегрузок звеньев ИМ.

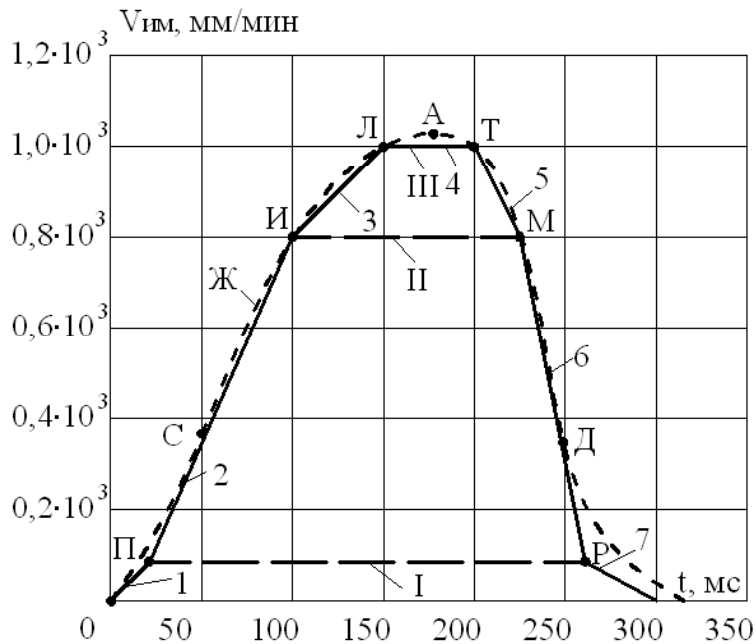


Рис. 1. Аппроксимированная кривая изменения скорости пускотормозных режимов движения ИМ ТМ

Предполагается, что участок 1 соответствует режиму движения ИМ с малым ускорением в процессе выбора зазоров в кинематической цепи; участок 2 — форсированию переходных процессов в режиме разгона АД с максимально допустимым ускорением; участок 3 — формированию пониженного ускорения перед выходом на установившуюся скорость (отрезок 4); 5 — подготовительному участку 6 по снижению скорости перед режимом управляемого двухтокового динамического торможения с учётом инерционности ИМ. Если на участках 2—6 формирование скорости не вызывает затруднений, то в зоне малой и ползучей скорости движения ИМ (участки 1, 7) управление ЭП требует особого подхода, поскольку в этой зоне АД переходит в режим неравномерного вращения, или шаговый режим, из-за появления пульсирующего момента на валу. К тому же при малой скорости движения ИМ проявляется неоднозначность кулоновского (сухого) трения в звеньях подвижности ИМ, что предопределяет непредсказуемость изменений суммарного выходного момента на валу АД и других параметров движения. Указанные факторы влияют на точность остановки ИМ ТМ [3, 7] с управляемыми приводами, а условия позиционирования ИМ значительно ухудшаются, например на участке 7. Известно также [4, 8], что в системе АИН — АД появление пульсаций электромагнитного момента обусловлено несинусоидальностью фазных токов статора АД на частотах 0,1—10 Гц. Поэтому участки 1 и 7 аппроксимированной кривой могут характеризовать эффективность работы системы АИН — АД в процессе разгона — торможения АД в области малой скорости перемещения ИМ, как по обеспечению точности позиционирования при торможении, так и по минимуму электрических потерь от гармонических составляющих тока статора АД. Для снижения уровня гармоник выходного напряжения АИН и снижения потерь в АД предложен

ряд технических решений [5, 8] — в частности использование широтно-импульсной модуляции (ШИМ), пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции (ПВ ШИМ или ПВМ) с повышенной частотой несущей [9]. Однако эти решения не позволяют получить синусоидальное напряжение на выходе АИН при низких частотах тока статора, уменьшить статические и динамические потери: электрические и магнитные потери в АД, модуляционные потери (в переключающих устройствах АИН при частоте модуляции до 20 кГц) в процессе формирования пускотормозных режимов работы ЧУЭП в зоне малых и ползучих скоростей движения ИМ ТМ.

Методы решения проблемы. По мнению авторов, улучшить показатели ЧУЭП в пускотормозных режимах можно путём организации алгоритма формирования выходного напряжения АИН [2], обеспечивающего коэффициент несинусоидальности фазного напряжения (тока) АД менее 5 % в предполагаемом диапазоне изменения частоты тока статора от 0,1 до 70 Гц (при сохранении показателя качества электроэнергии (ПКЭ) в соответствии с ГОСТ 13109-87). Решение такой задачи получено на базе ПВ ШИМ (рис. 2, а) с восемью базисными векторами (два из которых 000 и 111 — нулевые, а остальные сдвинуты в пространстве на 60° эл.), что позволяет воспроизвести необходимый вектор выходного напряжения АИН, используя алгоритмический приём без изменения силовой схемы инвертора [5, 8]. Коммутация ключевых элементов АИН производится с учётом ступенчатого изменения частоты модуляции (несущей) в особых точках перехода (точки П, И, Л — при разгоне; точки Т, М, Р — при торможении) в процессе работы ЧУЭП в зоне от малых до максимальных скоростей $V_{\text{ИМ макс}}$ движения ИМ (см. рис. 1). В этом случае в алгоритме ПВ ШИМ необходимо соблюдать как длительность реализации состояния (комбинации ключей фаз), так и последовательность (C_n) переходов между состояниями АИН на периоде модуляции [5]. Причём программно-перенастраиваемое значение частоты модуляции (несущей) в алгоритме изменяется ступенчато и обратно пропорционально скорости движения ИМ в зависимости от технологических требований к ЧУЭП и необходимости обеспечения желаемых механических характеристик и режимов работы АД. При этом диапазон регулируемых частот тока фазы АД условно делится на три программно-изменяемых интервала — соответственно участкам разгон — торможение ЭП (см. рис. 1):

I (0,1—2,5 Гц) — для участка 1;

II (2,5—15 Гц) — для участка 2;

III (15—70 Гц) — для участка 3.

В качестве несущих частот для каждого интервала формирования выходного напряжения АИН приняты расчётные значения соответственно:

I — 16416 Гц,

II — 8208 Гц,

III — 4104 Гц.

В нижнем интервале частот (0,1—2,5 Гц) формируемого тока фазы АД имеет место тяжёлый режим работы ключей АИН (с частотой переключения 16416 Гц). Средний — облегчённый режим формирования частоты тока (2,5—15 Гц) и верхний — номинальный режим (15—70 Гц) реализуются при работе ключевых элементов АИН при частотах модуляции 8208 и 4104 Гц соответственно.

Для выбора частоты модуляции предварительно определяются временные составляющие (доли μ_i) от периода модуляции T [5], в течение которых возможна реализация каждого из трёх состояний АИН. С учётом минимального числа коммутаций ключевых элементов и принятой последовательности (C_n) формирование положения вектора U_ϕ (например, вектора 3 в зоне симплекса I — среднего напряжения на фазе, рис. 2, б, можно записать через долевые временные составляющие μ_i в виде $\mu_{01} \rightarrow T_1 \rightarrow T_2$, $\mu_{02} \rightarrow T_2 \rightarrow T_1$ [5]. Здесь μ_{01} и μ_{02} — доли времени реализации состояния АИН (000) и (111), что соответствует нулевому напряжению двух различных состояний; T_1 и T_2 — временные реализации векторов напряжения соответственно 001 и 101. Вре-

менные реализации ($\mu_{01}, \mu_{02} = T_0 \approx 2\text{—}4$ мкс для упрощённого цикла переключений с учётом мёртвого времени [10] для управления верхними и нижними ключами АИН) накладывают повышенные требования к быстродействию применяемых вычислительных средств и драйверов управления ключевыми элементами. Без учёта указанных реализаций использование силовых полупроводниковых приборов (СПП) — например, IGBT, МСТ, GTO — и их разновидностей затруднительно из-за ограничения технических возможностей МСУ по исполнению фактического алгоритма управления ЧУЭП [6]. С формированием синусоидального напряжения на выходе АИН [8, 9] исключаются пульсации электромагнитного момента на валу АД, что важно для формирования зоны управления малых и ползучих скоростей движения ИМ, когда обеспечивается плавное движение ИМ к точке остановки без пульсирующих моментов на валу АД. Реализация тяжёлого режима работы ключевых элементов (при частотах 0,1—10 Гц) — кратковременная и составляет не более 5 % от времени разгона или торможения АД. Причём в процессе реализации алгоритма среднее напряжение на фазе АД лежит внутри шестиугольника, образованного векторами 001, 101, 100, 110, 010, 011 и в пределах сформированных симплексов, обозначенных цифрами I, II, III, IV, V, VI (см. рис. 2, а). Алгоритм формирования выходного напряжения АИН построен таким образом, что изменение несущей частоты осуществляется для каждого интервала в особых точках перехода кратно 6 и степеням 2, что можно записать в виде

$$V = 6 \cdot 2^a, \quad (3)$$

где V — число векторов, a — показатель степени ($a = 0, 1, 2, 3, 4 \dots$).

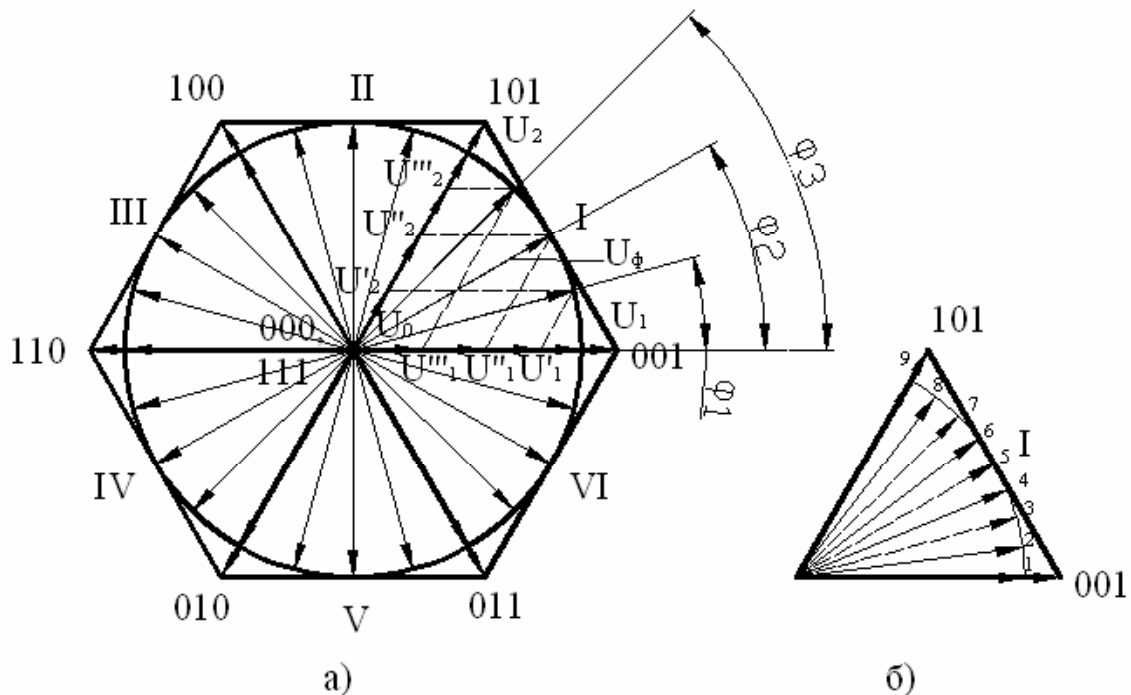


Рис. 2. Формирование фазного напряжения посредством составляющих векторов в зоне симплекса

Кратность 6 обеспечивает одинаковое целое число формируемых векторов напряжения для каждого симплекса, когда нулевые векторы не используются, а годограф (симплекс) вектора результирующего напряжения представляет собой шестиугольник (см. рис. 2, а), описанный вокруг базисных векторов. Причём кратность степеням 2 позволяет изменять частоту модуляции в точках перехода от одного частотного интервала к другому посредством формирования векторов выходного напряжения через 1 (т. е. фактическим изменением частоты модуляции в 2 раза) с последующим увеличением частоты формируемого выходного напряжения АИН согласно кривой разгона АД. Так, если формируется вектор 2 (см. рис. 2, б), то при изменении частоты модуляции

следующим должен формироваться вектор 4, а не 3. При торможении программно создаётся аналогичная ситуация только при переходе от одного интервала к другому. Смена формирования векторов происходит от режима формирования через 1 к режиму формирования без пропусков. Такой подход позволяет уменьшить машинное время расчёта длительностей T_1 , T_2 , T_0 (базовых комбинаций векторов) для формирования текущего вектора напряжения при переходе на новую частоту модуляции и использовать уже ранее рассчитанные значения для следующего шага в работе алгоритма. При формировании вектора напряжения согласно методу ПВМ (см. рис. 2, а) используется следующая последовательность перебора базовых векторов с указанием времени нахождения ключей в комбинации, соответствующей базовому вектору:

$$U_1 (T_1/2) \rightarrow U_2 (T_2/2) \rightarrow U_0 (T_0) \rightarrow U_2 (T_2/2) \rightarrow U_1 (T_1/2). \quad (4)$$

Для обеспечения симметрии формируемого выходного напряжения АИН в зоне чётного симплекса (II, IV, VI) последовательность переключений ключевых элементов изменяется и приводится к виду

$$U_2 (T_2/2) \rightarrow U_1 (T_1/2) \rightarrow U_0 (T_0) \rightarrow U_1 (T_1/2) \rightarrow U_2 (T_2/2). \quad (5)$$

При ступенчатой смене несущей частоты в диапазоне интервала происходит изменение количества векторов формируемого напряжения в пределах симплекса:

— при разгоне ЭП (см. рис. 1) на участке 1 (от точки 0 до П) $\rightarrow 48$; на участке 2 (от П до И) $\rightarrow 24$; на участке 3 (от И до Л) $\rightarrow 12$, а на участке 4 (от Л до Р) соответственно $\rightarrow 6$;

— при торможении изменение векторов обратное, т. е. $6 \rightarrow 12 \rightarrow 24 \rightarrow 48$.

При изменении частоты выходного напряжения на одну дискрету формируемым вектором является следующий ближайший вектор (по ходу вращения к текущему), рассчитанный для нового значения частоты напряжения U_ϕ , что позволяет сохранить целое и одинаковое число формируемых векторов в пределах всех симплексов и симметрию формируемого выходного напряжения АИН. При смене частот в пределах интервала и частоты модуляции формирование нового вектора происходит в момент, когда ключи инвертора находятся в комбинации, соответствующей базовому вектору U_1 , т. е. в конце или в начале цикла формирования предыдущего вектора. Если новый вектор формируется в момент комбинации, соответствующей векторам U'_2 или U_0 , то мгновенное напряжение для текущего вектора может в два раза и более отличаться от модуля вектора 3 (например, U'''_2 модуль вектора U'''_1 в 3 раза меньше модуля формируемого вектора 4), а сам вектор может иметь отставание на угол φ_2 от заданного вектора и на угол φ_3 — от вектора U'''_2 (см. рис. 2, а). Такая комбинация сопровождается двойным скачком напряжения на выходе АИН, ухудшением синусоидальности формируемого напряжения, ростом коэффициента гармоник. Применение изменённой последовательности переключений по выражению (5) с частотной подмодуляцией составляющих векторов позволяет уменьшить коэффициент гармоник выходного напряжения АИН. При этом произвольный вектор 2 (см. рис. 2 а, б) формируется составляющими компонентами U'_1 и U'_2 двух базовых векторов U_1 и U_2 (соответственно и нулевого вектора U_0) по алгоритму переключения ключевых элементов

$$001 (T_1) \rightarrow 101 (T_2) \rightarrow 000 (T_0) \quad (6)$$

с периодом модуляции T_C определяемым суммой составляющих

$$T_C = T_1 + T_2 + T_0. \quad (7)$$

На рис. 3, а двойной штриховкой отмечена сформированная векторами U'_1 , U'_2 , U_0 соответственно алгоритму (4) область, площадь которой характеризует условно временные затраты на формирование желаемой величины вектора напряжения U_D как геометрическую сумму векторов U'_1 , U'_2 , U_0 на выходе АИН, определяемую составляющими времени состояния комбинации. Изменение алгоритма (4) с дроблением времени состояния комбинации базовых векторов на число шагов в виде

$$N_d = 2(n + 1), \quad (8)$$

где n — порядковый номер шага, $n = 0, 1, 2, 3$ и т. д. при формировании векторов 001, 101, представляемых как

$$T_{id} = T_i / N_d \quad (9)$$

где T_{id} — время состояния комбинации при дроблении, N_d — кратность дробления шага, равная 2, 4 ... N_i ,

позволяет составить целесообразную временную комбинацию состояния ключевых элементов (для $N_d = 2$) и записать алгоритм переключения (ключей АИН) в виде

$$001 (T_1/2) \rightarrow 101 (T_2/2) \rightarrow 000 (T_0) \rightarrow 101 (T_2/2) \rightarrow 001 (T_1/2), \quad (10)$$

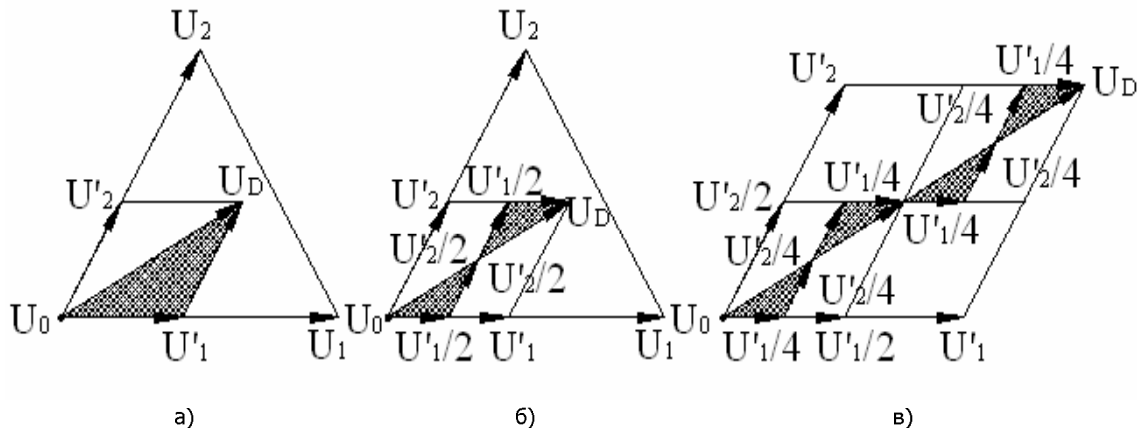


Рис. 3. Дробление времени состояния комбинации ключей на шаги

Таким образом, результирующий вектор напряжения U_D на выходе АИН формируется по (10) в виде геометрической суммы векторов $U'_1/2 + U'_2/2 + U_0 + U'_2/2 + U'_1/2$ (см. рис. 3, б). При этом площадь заштрихованной области, характеризующая формируемый вектор напряжения желаемого уровня U_D с изменённой продолжительностью временной комбинации, в два раза меньше, чем площадь заштрихованной области на рис. 3, а. Равенство амплитуд векторов напряжения U_D по алгоритму (4) и алгоритму (10) с дроблением шага на 2 обеспечивается, а во втором случае — сопровождается (за счёт уменьшения амплитуд составляющих временных параметров) снижением уровней гармонических составляющих результирующего тока фазы АД. При этом алгоритм (10) можно рассматривать как сумму двух алгоритмов прямой и обратной последовательностей работы ключей с уменьшенными в 2 раза продолжительностями времени комбинаций T_1, T_2, T_0 , что эквивалентно двукратному увеличению частоты модуляции (подмодуляции) при неизменном числе составляющих векторов за один период формирования U_ϕ . Аналогично можно представить геометрическую сумму векторов на нулевом шаге дробления с учётом соотношения (10), что соответствует алгоритму

$$001 (T_1/4) \rightarrow 101 (T_2/4) \rightarrow 000 (T_0/2) \rightarrow 101 (T_2/4) \rightarrow 001 (T_1/4) \rightarrow 001 (T_1/4) \rightarrow 101 (T_2/4) \rightarrow 000 (T_0/2) \rightarrow 101 (T_2/4) \rightarrow 001 (T_1/4). \quad (11)$$

Тогда результирующий вектор напряжения U_ϕ (см. рис. 3, в) на выходе АИН можно представить в виде

$$U'_1/4 + U'_2/4 + U_0/2 + U'_2/4 + U'_1/4 + U'_1/4 + U'_2/4 + U_0/2 + U'_2/4 + U'_1/4, \quad (12)$$

что подтверждает уменьшение времени работы ключевых элементов в процессе формирования вектора желаемого значения $U_D \rightarrow U_\phi$. В этом случае площадь заштрихованной фигуры (см. рис. 3, в) меньше в 2 раза в сравнении с аналогичной при реализации алгоритма (10) (см. рис. 3, б) и в 4 раза — в сопоставлении с алгоритмом (12), (см. рис. 3, а).

Поскольку вектор выходного напряжения U_D формируется как геометрическая сумма малых по амплитуде векторов напряжений при дроблении шага, то можно ожидать уменьшение амплитуд гармонических составляющих результирующего напряжения АИН с ростом числа шагов дробления n , снижение коэффициента несинусоидальности тока фазы АД при формировании напряжения (тока) по разработанным алгоритмам (10), (12). При этом частота подмодуляции исполнения алгоритма (10) увеличивается в 2 раза по сравнению с частотой модуляции при алгоритме (6) и в 4 раза — при алгоритме (12). Аналогично можно получить алгоритмы управления ключами АИН более 4-кратного увеличения частоты подмодуляции при формировании напряжения U_ϕ , которое будет характеризоваться малой величиной отклонений от напряжения синусоидальной формы. Естественно, формирование напряжения U_ϕ по (12) с учётом переходов в режимы подмодуляции связано со значительным объёмом обработки информации МСУ в реальном времени по приведённым алгоритмам и возможно с применением разработанного аппаратно-программного комплекса (АПК, рис. 4).

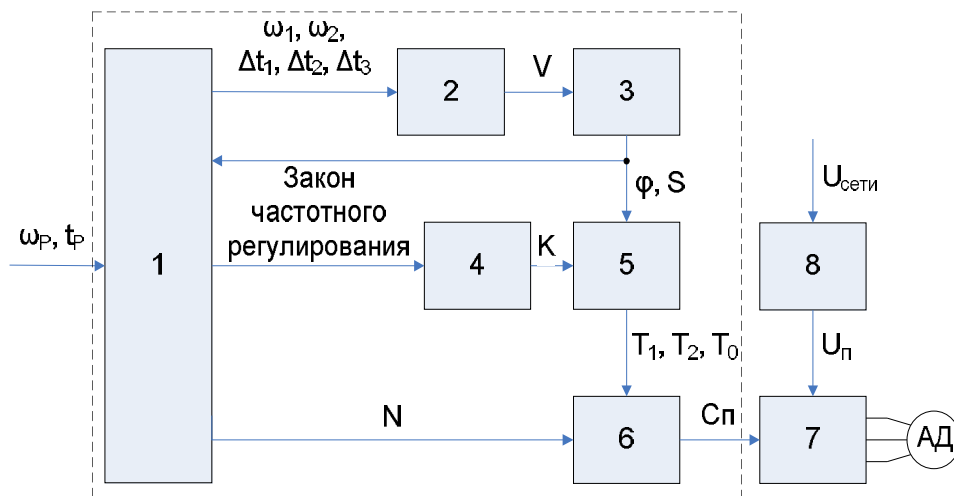


Рис. 4. Функциональная схема аппаратно-программного комплекса

Блок 1 (см. рис. 4) предназначен для вычисления текущих значений времени процесса t , интервала квантования по времени Δt , угловой скорости вращения ω поля статора АД, номера симплекса S и угла ϕ формируемого вектора U_ϕ . Блок также осуществляет расчёт значений угловых скоростей ω_1 и ω_2 для конечных точек П и И участков 1 и 2 соответственно на кривой изменения скорости при разгоне — торможении (см. рис. 1) и выбор частоты модуляции напряжения U_ϕ в зависимости от интервала (I, II, III). Блок 2 рассчитывает необходимое количество векторов V напряжения U_ϕ на выходе инвертора, а блок 3 выполняет расчёты текущего угла ϕ формируемого вектора напряжения U_ϕ и номер симплекса S . Блок 4 вычисляет значение коэффициента напряжения K (для заданного закона частотного регулирования скорости вращения ротора АД), который определяется требуемым соотношением между действующим значением и частотой выходного напряжения инвертора, исходя из выражения

$$K = f(U, f), \quad (13)$$

где U — действующее значение выходного напряжения инвертора, f — частота выходного напряжения.

Для случая постоянства статического момента на валу АД можно положить, что

$$K = U/f = \text{const}. \quad (14)$$

Блок 5 содержит таблицу 1 расчётных значений (ϕ , K , S , m_1 , m_2), временные параметры T_1 , T_2 , T_0 состояний ключей АИН, соответствующие базовым векторам, рассчитанные для максимального

значения V_{MAX} формируемых векторов U_ϕ . Длительности $T_1 = T_{1H}$, $T_2 = T_{2H}$, $T_0 = T_{0H}$ определяются для номинального режима работы двигателя ($K = 1$) по выражениям вида

$$\begin{aligned} T_{1H} &= \frac{2 \cdot \pi}{6 \cdot V_{MAX} \cdot \omega_H} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \phi\right), \\ T_{2H} &= \frac{2 \cdot \pi}{6 \cdot V_{MAX} \cdot \omega_H} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sin \phi, \\ T_{0H} &= \frac{2 \cdot \pi}{6 \cdot V_{MAX} \cdot \omega_H} - (T_{1H} + T_{2H}), \end{aligned} \quad (15)$$

где ω_H — номинальная угловая скорость вращения поля статора, ϕ — угол формируемого вектора U_ϕ ; V_{MAX} — максимальное количество формируемых векторов напряжения U_ϕ .

По известным значениям коэффициента напряжения K , текущего угла ϕ формируемого вектора U_ϕ и номера симплекса S блок 5 осуществляет расчёт текущих значений T_1 , T_2 , T_0 состояний ключей инвертора по выражениям:

$$\begin{aligned} T_1 &= K \cdot \sum_{i=1}^m T_{1Hi}, \\ T_2 &= K \cdot \sum_{i=1}^m T_{2Hi}, \\ T_0 &= K \cdot \sum_{i=1}^m T_{0Hi}, \end{aligned} \quad (16)$$

где $m = m_2 - m_1$ — разность между порядковым номером текущего и предшествующего вектора (таблица 1).

Таблица 1

Расчётные параметры для формирования напряжения U_ϕ

№ вектора	T_{1H}	T_{2H}	T_{0H}
1	значение	значение	значение
2	значение	значение	значение
...			
m_1	значение	значение	значение
...			
m_2	значение	значение	значение
...			
V_{MAX}	значение	значение	значение

Таблица 1 является замкнутой, т. е. после вектора под номером V_{MAX} снова идут векторы 1, 2, 3 и т. д. Блок 6 по текущим значениям N количества циклов принятой подмодуляции и длительностей T_1 , T_2 , T_0 состояний ключей инвертора формирует коммутирующую функцию (C_n) в виде последовательности импульсов, поступающих на входы 7 АИН. Для $T = 2$ функция (C_n) будет соответствовать алгоритму (10). В схеме источник постоянного напряжения (8) служит для преобразования переменного напряжения $U_{сети}$ в постоянное напряжение U_n для питания АИН (см. рис. 4).

Для оценки искомого отклонения — несинусоидальности сформированного АИН тока фазы статора за один период предложена математическая модель фазы АД, поведение которой исследовано при поступлении на вход импульсных последовательностей, определённых соответственно приведённым алгоритмам. При некотором упрощении математическую модель фазы АД можно представить в виде дифференциального уравнения

$$T_{\Sigma} \frac{dI}{dt} + I = \frac{1}{R_{\Sigma}} U(t), \quad (17)$$

где $T_{\Sigma} = L_{\Sigma}/R_{\Sigma}$ — эквивалентная постоянная времени фазы, обусловленная эквивалентной индуктивностью L_{Σ} фазы обмотки статора АД и эквивалентным активным сопротивлением фазы R_{Σ} ; I — ток фазы; $U(t)$ — напряжение питания фазы АД, формируемое на выходе АИН.

Решение уравнения (17) для конкретных значений $U(t)$, соответствующих алгоритмам формирования U_{ϕ} с различным числом формируемых векторов и значений частоты дополнительной модуляции (подмодуляции), позволило получить расчётные значения токов I фазы. По этим значениям токов I была определена величина отклонения ΔI тока фазы от синусоидального по критерию [5]:

$$\Delta I = \int_0^T (I - I_s)^2 dt, \quad (18)$$

где T — период формирования тока фазы АД, $I_s = I_m \sin(\omega t)$ — желаемый синусоидальный ток, I_m — амплитуда первой гармоники тока фазы АД, $\omega = 2\pi/T$ — частота тока фазы АД.

Результаты расчёта отклонений ΔI для алгоритмов с шестью, двенадцатью, двадцатью четырьмя векторами, формируемыми за период напряжения с учётом 1-, 2-, 3-, 4-кратной подмодуляции, представлены на рис. 5 в относительных единицах. Причём за 1 принято значение ΔI при алгоритме формирования U_{ϕ} с шестью векторами и 1-кратной модуляции частоты 50 Гц, т. е. без подмодуляции. На рис. 5 линия 1 соответствует значениям ΔI при алгоритме формирования U_{ϕ} с шестью векторами, линия 2 — с двенадцатью векторами, линия 3 — с двадцатью четырьмя векторами и кратности частоты подмодуляции $N = 1..4$. Анализ полученных зависимостей позволяет констатировать, что:

— с увеличением количества векторов за один период формирования U_{ϕ} АИН и частоты подмодуляции величина отклонения ΔI тока уменьшается;

— минимальное значение отклонения ΔI равно 0,4 (в относительных единицах) наблюдается для алгоритма с двадцатью четырьмя векторами и 4-кратной частотой подмодуляции.

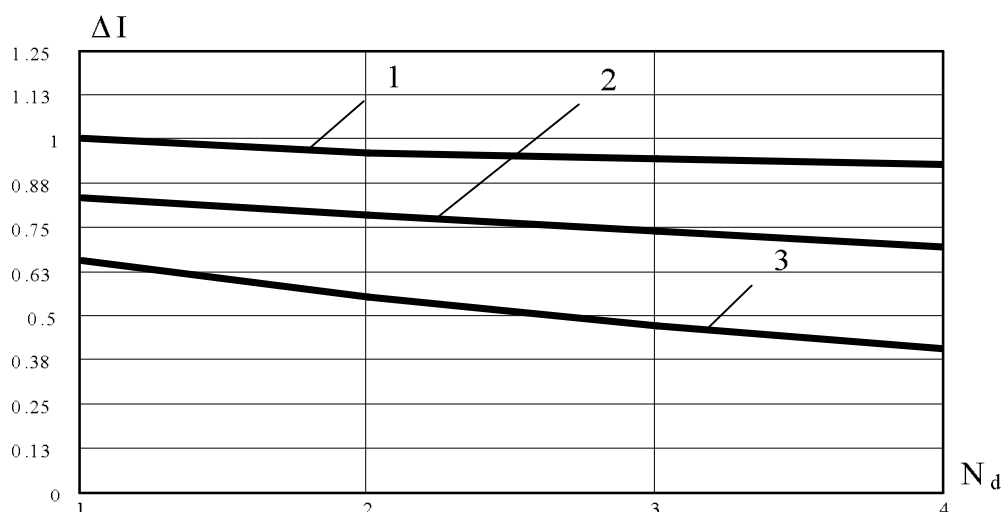


Рис. 5. Зависимости отклонений сформированного тока АИН для различных алгоритмов и кратности частоты подмодуляции

Следовательно, применение принципа подмодуляции позволяет улучшить качество напряжения U_{ϕ} без увеличения количества формируемых векторов, что выражается в уменьшении амплитуд гармоник тока статора и приближении формируемого тока фазы АД к синусоидальному (с отклонениями не более 4,3 %). Данные подтверждены в результате экспериментальных

исследований АИН в системе АИН — АД на частотах 0,1—10 Гц тока статора АД мощностью 0,075 кВт в электроприводе ПР.

Выводы. Для уменьшения динамических нагрузок, обеспечения ресурсосберегающих режимов в работе ЧУАЭП при пониженных скоростях движения ИМ ТМ целесообразно:

— управление АД выполнять с учётом приведённой аппроксимированной кривой скорости, где формирование участков выполняется программно по интервалам ступенчатого изменения несущей частоты АИН;

— осуществлять формирование синусоидального напряжения АИН с использованием подмодуляции (по разработанным алгоритмам) для обеспечения приемлемой равномерности движения ИМ в зоне малых и ползучих скоростей;

— с целью уменьшения электрических потерь в силовом контуре АИН — АД коэффициент несинусоидальности сформированного напряжения АИН не должен превышать 5 % при частотах (0,1—10 Гц) тока статора АД.

Библиографический список

1. Микропроцессорное управление электроприводами станков с ЧПУ / Э. Л. Тихомиров [и др.]. — Москва: Машиностроение, 1990. — 320 с.
2. Карнаухов, Н. Ф. Асинхронный привод механизмов малых перемещений / Н. Ф. Карнаухов, М. Н. Филимонов, С. А. Ушаков // Новые технологии управления движением технических объектов: мат-лы 4-й Междунар. науч.-техн. конф. — Ростов-на-Дону: Изд-во СКНЦ ВШ, 2001. — Т. 1. — 133 с.
3. Карнаухов, Н. Ф. Улучшение характеристик частотного электропривода технологических машин в зоне малой скорости движения исполнительного механизма / Н. Ф. Карнаухов, Ю. В. Пудова, М. Н. Филимонов // Молодёжь. Техника. Космос: труды IV Общерос. молодёж. науч.-техн. конф. — Вестник БГТУ. — 2012. — № 15. — 380 с.
4. Браславский, И. Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / И. Я. Браславский, З. Ш. Ишматов, В. Н. Поляков. — Москва: Академия, 2004. — 256 с.
5. Изосимов, Д. Б. Алгоритмы и системы цифрового управления электроприводами переменного тока / Д. Б. Изосимов, В. Ф. Козаченко // Электротехника. — 1999. — № 4. — С. 41—54.
6. Ратмиров, В. А. Управление станками гибких производственных систем / В. А. Ратмиров. — Москва: Машиностроение, 1987. — 272 с.
7. Поздеев, А. Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / А. Д. Поздеев. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. — 172 с.
8. Установка для демонстрации рекламно-информационного материала и устройство управления перемещением носителя информации: патент № 36914 Рос. Федерация / Н. Ф. Карнаухов, М. Н. Филимонов, С. А. Ушаков. — Оpubл. 27.03. 2004, Бюл. № 9.
9. Колпахчян, П. Г. Адаптивное управление асинхронным тяговым приводом магистральных электровозов / П. Г. Колпахчян. — Ростов-на-Дону: Изд-во «Изд. вузов. Сев.-Кавк. регион». — 2006. — 131 с.
10. Воронин, П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П. А. Воронин. — Москва: Додэка-XXI, 2005. — 384 с.

Материал поступил в редакцию 05.07.2012.

References

1. Mikroprocessornoe upravlenie e`lektroprivodami stankov s ChPU / E` . L. Tixomirov [i dr.]. — Moskva: Mashinostroenie, 1990. — 320 s. — In Russian.

2. Karnauxov, N. F. Asinxronny`j privod mexanizmov maly`x peremeshhenij / N. F. Karnauxov, M. N. Filimonov, S. A. Ushakov // Novy`e texnologii upravleniya dvizheniem texnicheskix ob`ektov: mat-ly` 4-j Mezhdunar. nauch.-texn. konf. — Rostov-na-Donu: Izd-vo SKNCz VSh, 2001. — T. 1. — 133 s. — In Russian.
3. Karnauxov, N. F. Uluchshenie xarakteristik chastotnogo e`lektroprivoda texnologicheskix mashin v zone maloj skorosti dvizheniya ispolnitel`nogo mexanizma / N. F. Karnauxov, Yu. V. Pudova, M. N. Filimonov // Molodyozh`. Teknika. Kosmos: trudy` IV Obshheros. molodyozh. nauch.-texn. konf. — Vestnik BGTU. — 2012. — № 15. — 380 s. — In Russian.
4. Braslavskij, I. Ya. E`nergoberegayushhij asinxronny`j e`lektroprivod / I. Ya. Braslavskij, Z. Sh. Ishmatov, V. N. Polyakov. — Moskva: Akademiya, 2004. — 256 s. — In Russian.
5. Izosimov, D. B. Algoritmy` i sistemy` cifrovogo upravleniya e`lektroprivodami peremennogo toka / D. B. Izosimov, V. F. Kozachenko // E`lektrotexnika. — 1999. — № 4. — S. 41—54. — In Russian.
6. Ratmirov, V. A. Upravlenie stankami gibkix proizvodstvenny`x sistem / V. A. Ratmirov. — Moskva: Mashinostroenie, 1987. — 272 s. — In Russian.
7. Pozdeev, A. D. E`lektromagnitny`e i e`lektromexanicheskie processy` v chastotnoreguliruemyx asinxronny`x e`lektroprivodax / A. D. Pozdeev. — Cheboksary`: Izd-vo Chuvash. un-ta, 1998. — 172 s. — In Russian.
8. Ustanovka dlya demonstracii reklamno-informacionnogo materiala i ustrojstvo upravleniya peremeshheniem nositelya informacii: patent № 36914 Ros. Federaciya / N. F. Karnauxov, M. N. Filimonov, S. A. Ushakov. — Opubl. 27.03. 2004, Byul. № 9. — In Russian.
9. Kolpach`yan, P. G. Adaptivnoe upravlenie asinxronny`m tyagovy`m privodom magistral`ny`x e`lektrovozov / P. G. Kolpach`yan. — Rostov-na-Donu: Izd-vo «Izv. vuzov. Sev-Kavk. Region». — 2006. — 131 s. — In Russian.
10. Voronin, P. A. Silovy`e poluprovodnikovyy`e klyuchi: semeystva, xarakteristiki, pri-menenie / P. A. Voronin. — Moskva: Dode`ka- XXI, 2005. — 384 s. — In Russian.

GENERATION FEATURES OF CYCLE OPERATIONS FOR PRODUCTION MACHINE VARIABLE-FREQUENCY DRIVE IN LOW-VELOCITY ZONE OF ACTUATOR

N. F. Karnaukhov, M. N. Filimonov, A. I. Izyumov
(Don State Technical University)

The step change of the autonomous voltage inverter carrier frequency is proposed for operating enhancement of the frequency-controlled electric drive of the production machines in the «retarded and creeping» motion speed area. The introduction of the double-triple carrier frequency «submodulation» allows providing the induction motor stator current with nonsinusoidality ratio at least 4,3 % which aids the steady motion of the actuator and accuracy increase of its stop block in the positioning zone.

Keywords: variable-frequency drive, inverter, induction motor, actuator, low-velocity zone, modulation.