

УДК 621.391

АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

М. В. Кулик, О. В. Рязанцев, А. М. Съянов

Днепропетровский государственный технический университет

ул. Днепропетровская, 2, г. Кам'янське, 51900, Україна. E-mail: kulik@internic.ua

Предложен способ управления характеристиками работы асинхронного двигателя с обеспечением максимального соответствия режимов работы заданному оператором алгоритму с учётом сигналов обратных связей по частоте вращения и току в обмотке двигателя. Разработан алгоритм работы системы управления асинхронного двигателя использующий цифровой метод синтеза управляющих сигналов с учётом изменения внешних условий эксплуатации. Определены приоритеты механических и электрических параметров работы комплекса «система управления – асинхронный двигатель», что позволило достичь высокой степени адаптивности. Также в работе проанализированы возможные варианты защиты асинхронного двигателя от перегрузок при отработке заданного оператором алгоритма. Для обеспечения минимальных динамических нагрузок управления скоростным режимом работы асинхронного двигателя использован сигнал линейно-частотно модулированный сигнал. Разработанный алгоритм предусматривает подсчёт непрерывного набега фазы, что в свою очередь исключает ударные возмущения режима работы двигателя.

Ключевые слова: система управления, асинхронный двигатель, ЛЧМ-сигнал, IGBT, режимы работы.

АДАПТИВНА СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ РЕЖИМАМИ РОБОТИ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

М. В. Кулик, О. В. Рязанцев, О. М. С'янов

Дніпровський державний технічний університет

вул. Дніпробудівська, 2, м. Кам'янське, 51900, Україна. E-mail: kulik@internic.ua

Запропоновано спосіб керування характеристиками роботи асинхронного двигуна із забезпеченням максимальної відповідності режимів роботи заданому оператором алгоритму з урахуванням сигналів зворотних зв'язків по частоті обертання і струму в обмотці двигуна. Розроблено алгоритм роботи системи керування асинхронного двигуна, що використовує цифровий метод синтезу керуючих сигналів з урахуванням зміни зовнішніх умов експлуатації. Визначено пріоритети механічних і електричних параметрів роботи комплексу «система керування - асинхронний двигун», що дозволило досягти високого ступеня адаптивності. Також в роботі проаналізовано можливі варіанти захисту асинхронного двигуна від перенавантажень при відпрацюванні заданого оператором алгоритму. Для забезпечення мінімальних динамічних навантажень керування швидкісним режимом роботи асинхронного двигуна використано сигнал лінійно-частотно модульований сигнал. Розроблений алгоритм передбачає підрахунок неперервного набігу фази, що в свою чергу виключає ударні збурення режиму роботи двигуна.

Ключові слова: система управління, асинхронний двигун, ЛЧМ-сигнал, IGBT, режими роботи.

АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ. Современные автоматизированные системы управления (СУ) асинхронными двигателями (АД) для обеспечения максимального соответствия режимов работы АД заданному оператором алгоритму используют различные виды обратных связей, например, по текущей частоте вращения и току в обмотке, что делает комплекс «СУ–АД» достаточно адаптивным. Такие системы должны учитывать кратковременные и плавные изменения нагрузки на валу АД, переход на повышенную и пониженную скорость вращения, обеспечивать управляемый пуск, реверс и повторное включение. При этом необходимо также контролировать максимальные значения тока в обмотках для данного типа АД. [1–5].

В общем виде задача управления характеристиками АД сводится к обеспечению заданной угловой скоростью вращения ω и силой тока в обмотках I :

$$\Delta\omega(t) = \omega_{зад}(t) - \omega_{тек}(t),$$

$$\Delta i(t) = i_{зад}(t) - i_{тек}(t),$$

$$\text{при } \Delta i(t), \Delta\omega(t) \rightarrow 0, \Delta t_{пер} \rightarrow 0,$$

где $\omega_{зад}(t)$, $\omega_{тек}(t)$ – заданная и текущая угловая частота вращения ротора, $i_{зад}(t)$, $i_{тек}(t)$ – задан-

ный и текущий ток в обмотке АД, а $\Delta t_{пер}$ – время переходного процесса.

Использование аналоговых устройств не позволяет обеспечить выполнение этих требований с заданной точностью. В данной работе была поставлена цель разработки цифровой системы управления АД отработывающей заданные оператором режимы работы АД с возможным отклонением частоты вращения не более 3% и контролем тока в обмотке.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ. Для решения поставленной цели была разработана виртуальная модель системы комплекса «СУ – АД» представленная на рис. 1. Данная модель включает в себя блок формирования сигналов управления IGBT модулем преобразователя частоты с использованием сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ-сигнал) [2, 3], блок контроля тока в обмотке и скорости вращения АД с алгоритмом, позволяющим исключить применение PID-регуляторов, а формировать управляющие сигналы для блока формирования сигналов управления IGBT модуля в реальном масштабе времени в цифровом формате. Входными переменными в этом случае являются сигналы заданного оператором закона изменения угловой скорости вращения $\omega_{zi}(t_i)$, изме-

нення ускорення $T_{Ci}(t_i)$, заданого максимального действующого значення тока в обмотке АД, $I_{max i}(t_i)$, а также сигналы текущего значения угло-

вой скорости вращения АД $\omega_{RETi}(t_i)$ и сигнал текущего значения тока в обмотке АД $I_{RETi}(t_i)$, задаваемые петлёй обратной связи [5, 6].

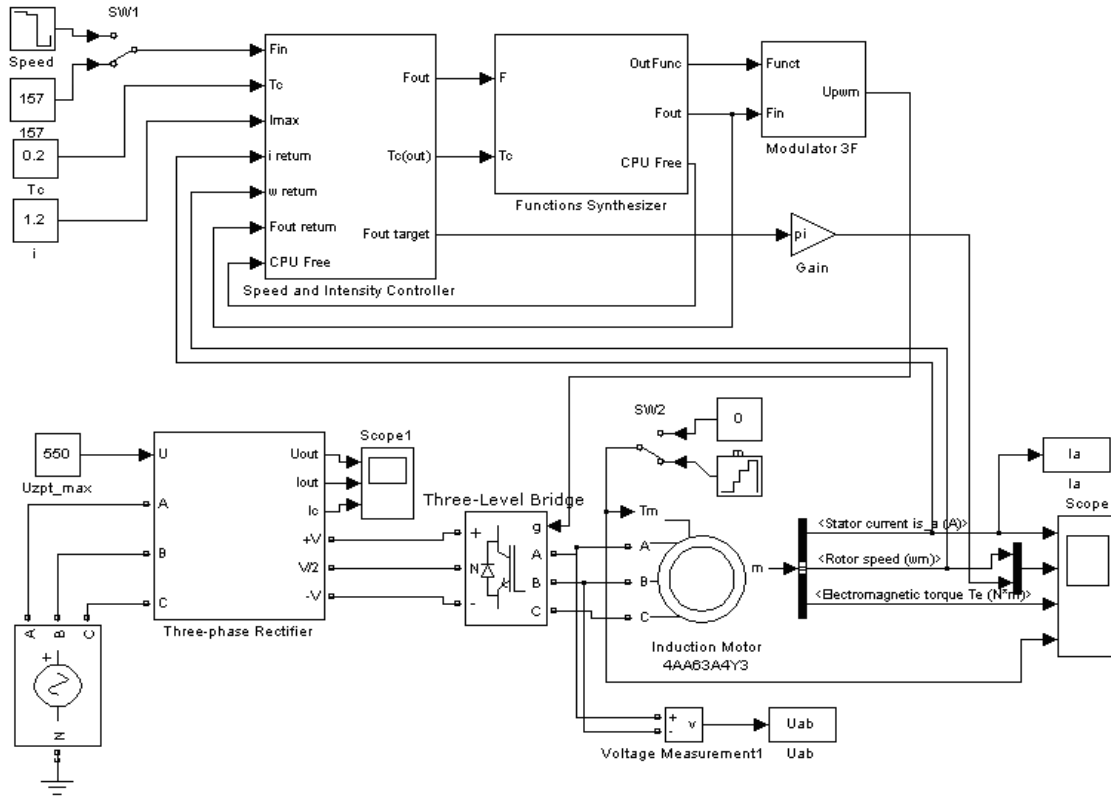


Рисунок 1 – Адаптивная цифровая система управления режимами работы АД

Алгоритм работы блока контроля тока в обмотке и скорости вращения АД состоит в следующем. Сигналы $\omega_{3i}(t_i)$, $T_{Ci}(t_i)$, $I_{max i}(t_i)$, $\omega_{RETi}(t_i)$, $I_{RETi}(t_i)$ преобразуются микроконтроллером в дискретные функции времени, а частота их дискретизации определяется тактовой частотой аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в микроконтроллере $F_{CPU(АЦП)}$. Таким образом $\omega_3 \Rightarrow \omega_3(t) \Rightarrow \omega_{3i}(t_i)$, $T_C \Rightarrow T_C(t) \Rightarrow T_{Ci}(t_i)$, где $t_i = i \cdot (1/F_{CPU(АЦП)})$, i – номер отсчёта. Для обработки микроконтроллером цифровой сигнал угловой скорости вращения $\omega_{3i}(t_i)$ преобразуется в сигнал управления частотой таймеров $f_{3i}(t_i)$, а реализация различных режимов работы АД, таких как пуск, реверс, торможение, переход на пониженную и повышенную скорость, с учётом максимальных токовых нагрузок, предусматривает различные законы формирования сигналов фазы φ и угловой скорости вращения АД ω .

При этом данная система, реализующая алгоритм управления с учётом обратных связей содержит генератор ЛЧМ-сигнала [7, 8], в котором формируется сигнал текущего требуемого значения частоты вращения АД f_{3Ti} задаваемый оператором, а задачей системы в целом является преобразования

данного сигнала в сигнал управления f_{vi} за счёт введенных цепей обратных связей. Т.е. данный алгоритм должен формировать управляющие сигналы f_{3Ti} , f_{vi} , T_{CVi} на основании системы различных приоритетов, учитывая что в момент пуска АД задаваемые сигналы изменения угловой скорости вращения и ускорения должны иметь высший приоритет. Для всех последующих моментов времени высший приоритет имеют сигналы смены режима с учётом коррекции обратными связями, а для стационарных режимов приоритетными являются сигналы обратных связей. Для этого необходимо выработать сигнал смены приоритета θ .

Выбор соответствующего закона управления АД формируется на основании входных сигналов, текущее значение которых сравнивается с предыдущим и на основании результата сравнения вырабатывается сигнал δ выбора соответствующего режима (закона). Так, например, при изменении угловой скорости вращения ω , и формируемой из неё величины f_i , данный сигнал представляет собой короткий, единичный импульс:

$$\delta = \begin{cases} 0, & f_{3i} = f_{3(i-1)} \\ 1, & f_{3i} \neq f_{3(i-1)} \end{cases} \quad (1)$$

Используя результаты, приведенные в работе [2] можно записать, что на основании сигнала δ формируются управляющие сигналы:

$$f_{3HTi} = \begin{cases} f_{3HT(i-1)}, & \delta = 0 \\ f_{3i}, & \delta = 1 \end{cases};$$

$$T_{C3HTi} = \begin{cases} T_{C3HT(i-1)}, & \delta = 0 \\ T_{CTi} + C, & \delta = 1 \end{cases}, \quad (2)$$

где константа C вводится с целью обеспечения плавного пуска АД.

Сигнал θ формируется на основании сигнала δ , нового требуемого значения T_{C3HTi} и времени от момента выработки предыдущего такого же сигнала смены приоритета τ_p . Причём, время τ_p отсчитывается от момента запуска формирователя импульса θ и не может превышать T_{C3HTi} , таким образом:

$$\theta_i = \begin{cases} 0, & \delta'_i = 1, \quad \theta_{i-1} = 1 \\ 1, & \delta'_i = 1, \quad \delta'_i = \delta'_{i-1} = 0 \end{cases}$$

где $\delta'_i = \begin{cases} 0, & \theta_{i-1} = 0 \\ 1, & \theta_{i-1} = 1, \quad T_{C3HTi} \leq \tau_p \end{cases}$. (3)

С учётом ограничения величины τ_p , которое не может быть больше T_{C3HTi} получаем:

$$\theta_i = \begin{cases} 0, & \delta'_i = 1, \quad \theta_{i-1} = 1, \quad T_{C3HTi} \leq \tau_p \\ 1, & \delta'_i = 1, \quad \delta'_i = \delta'_{i-1} = 0 \end{cases}. \quad (4)$$

При изменении заданного характера вращения АД, и, соответственно, смены приоритета, необходимо выработать времязависимый сигнал τ_p , который отсчитывается от предыдущего момента смены приоритета и при последующей смене – обнуляется:

$$\tau_{Pi} = t_i - k_i, \text{ где } k_i = \begin{cases} k_{i-1}, & \tau_{PRes} = 0 \\ t_i, & \tau_{PRes} = 1 \end{cases}, \quad (5)$$

где τ_{PRes} – сигнал обнуления счётчика, который должен вырабатываться перед последующей сменой приоритетов в зависимости от сигналов δ и δ' :

$$\tau_{PRes} = \begin{cases} 0, & \delta_{i-1} = \delta'_{i-1} = 0 \\ 1, & \delta_{i-1} > \delta'_{i-1} > 0 \end{cases}. \quad (6)$$

Таким образом, выражение (5) приобретает вид:

$$\tau_{Pi} = i \cdot \frac{1}{F_{CPU}} - k_i,$$

где $k_i = \begin{cases} k_{i-1}, & \delta_{i-1} = \delta'_{i-1} = 0 \\ i \cdot (1/F_{CPU}), & \delta_{i-1} > \delta'_{i-1} > 0 \end{cases}$. (7)

При формировании управляющего сигнала f_{3Ti} необходимо учитывать его предыдущее значение, момент смены приоритета для обратных связей, и заданный оператором алгоритм по частоте и ускорению. Таким образом, данный сигнал будет иметь вид:

$$f_{3Ti} = \begin{cases} f_{3Told} + \frac{(f_{3HTi} - f_{3Told})\tau_{Pi}}{T_{C3HTi}}, & \theta = 1 \\ f_{3HTi}, & \theta = 0 \end{cases}$$

$$\text{где } f_{3Toldi} = \begin{cases} f_{3Told(i-1)}, & \delta = 0 \\ f_{3T(i-1)}, & \delta = 1 \end{cases}. \quad (8)$$

Скорректированного значения частоты и ускорения f_{yi} , T_{Cyi} должны формироваться на основании сигналов f_{3Ti} и сигнала текущего приоритета θ производится выборка типа управляющего сигнала:

$$f_{yi} = \begin{cases} f_{3i} & \theta = 1 \\ f_{KOPi} & \theta = 0 \end{cases}; T_{Cyi} = \begin{cases} T_{Ci} & \theta = 1 \\ T_{CNEWi} & \theta = 0 \end{cases}, \quad (9)$$

где f_{KOPi} – скорректированное с учётом цепей обратных связей текущее значение частоты вращения АД, сигнал которой должен быть дополнительно сформирован, а T_{CNEWi} – скорректированное значение времени выхода на заданный режим. Это время следует выбирать из условий согласования тактовой частоты процессора, частоты формирования широтно-импульсных сигналов генераторами СУ и необходимо учесть, что если в течении этого интервала времени двигатель не выходит на заданный режим, цепь обратной связи повторит операцию формирования всех управляющих сигналов и таким образом, во избежание большого количества повторяющихся операций это время следует выбирать по условию:

$$\frac{10}{F_{CPU}}, \frac{1}{F_{PWM}} < T_{CNEWi} < 10\text{мс}.$$

Верхняя граница этого интервала выбрана из соображений отсутствия резких рывков АД при смене характера вращения с одной стороны, а с другой – точности отслеживания заданного алгоритма, в динамических режимах работы АД при наличии обратных связей.

Роль переменных для формирования сигнала f_{KOP} играют: сигнал обратной связи по угловой скорости вращения АД ω_{RET} ; сигнал обратной связи по току в обмотке I_{RET} ; сигнал максимального значения тока в обмотке I_{MAX} ; сигнал шага изменения частоты Δf_{KOP} .

Поскольку отклонения реальной частоты вращения АД от заданного значения могут быть как положительными, так и отрицательными, то необходимо сформировать соответственно два цифровых сигнала a_a – сигнал включения коррекции угловой скорости вращения АД в сторону её увеличения на Δf_{KOP} и a_d – сигнал включения коррекции угловой скорости вращения АД в сторону её уменьшения на Δf_{KOP} . В начале формируется сигнал ошибки слежения по частоте:

$$\Delta f(t) = f_{3i}(t) - \frac{\omega_{RET}(t)}{\pi}. \quad (10)$$

Следует учесть, что в момент пуска $\omega_{RET} = 0$, сигнал ошибки слежения должен быть равен нулю, в противном случае f_{KOP} в начале отчёта времени ($i = 0$) примет значения равное удвоенной заданной частоте вращения, а в следующие моменты времени ($i = i + 1$) на интервале времени T_c система формирования сигнала коррекции частоты f_{KOP} будет вырабатывать сигнал несуществующей ошибки слежения, а система формирования управляющей частоты f_{yi} будет вырабатывать недостоверный сигнал текущего значения частоты. Если же АД будет принудительно заторможен в процессе отработки алгоритма

задаваемого оператором, то данная система вырабатывает правильный сигнал f_{KOP} и с учётом соотношения между текущим значением тока в обмотке двигателя I_{RET} и максимально возможным его значением I_{MAX} примет оптимальное решение, которое будет заключаться в попытке запуска двигателя на интервале времени T_c если ток не превышает максимального значения или, в противном случае, отключит формирование управляющих сигналов силового модуля. Таким образом:

$$\Delta f(t) = \begin{cases} f_{zi}(t) - (\omega_{RET}(t)/\pi), & \omega_{RET}(t) > 0 \\ 0, & \omega_{RET}(t) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Затем данный сигнал преобразуется в заданный цифровой формат для формирования дальнейших логических функций: $\Delta f_i = \Delta f \cdot (t_i / F_{CPU(АЦП)})$, где $t_i = i \cdot (1 / F_{CPU(АЦП)})$, i – номер отсчёта.

Для формирования сигнала a_a отбрасываются отрицательные значения Δf_i и формируется сигнал уменьшения частоты вращения АД a_{US} , сообщающий о необходимости увеличения этой частоты $\Rightarrow f_{KOP}$:

$$\Delta f_i' = \begin{cases} \Delta f_i, & \Delta f \geq 0 \\ 0, & \Delta f < 0 \end{cases}; a_{USi} = \begin{cases} 1, & \Delta f_i' > \Delta f_{i-1}' \\ 0, & \Delta f_i' \leq \Delta f_{i-1}' \end{cases} \quad (12)$$

Далее сигнал a_{US} поступает на S-вход триггера, сбрасывающим сигналом для которого служит a_R :

$$a_{Ri} = \begin{cases} 1, & \Delta f_i = 0 \quad (f_{zi} = f_i) \\ 0, & \Delta f_i \neq 0 \quad (f_{zi} \neq f_i) \end{cases} \quad (13)$$

Таким образом:

$$a_{UP}(t + dt) = a_{US} + a_R \cdot a_{UP}(t),$$

$$a_{UPi} = \begin{cases} 0, & a_{Ri} = 1, \quad a_{UP(i-1)} = 1 \\ 1, & a_{USi} = 1, \quad a_{Ri} = a_{R(i-1)} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

Для формирования сигнала a_D отбрасываются положительные значения Δf_i и формируется сигнал превышения угловой скорости вращения АД a_{DS} , сообщающий о необходимости уменьшения угловой скорости вращения АД и, соответственно, уменьшения f_{KOP} :

$$\Delta f_i'' = \begin{cases} \Delta f_i, & \Delta f < 0 \\ 0, & \Delta f \geq 0 \end{cases}; a_{DSi} = \begin{cases} 1, & \Delta f_i'' < \Delta f_{i-1}'' \\ 0, & \Delta f_i'' \geq \Delta f_{i-1}'' \end{cases} \quad (15)$$

Далее сигнал a_{DS} поступает на S-вход триггера, сбрасывающим сигналом для которого служит a_R :

$$a_{DP}(t + dt) = a_{DS} + a_R \cdot a_{DP}(t),$$

$$a_{DPi} = \begin{cases} 0, & a_{Ri} = 1, \quad a_{DP(i-1)} = 1 \\ 1, & a_{DSi} = 1, \quad a_{Ri} = a_{R(i-1)} = 0 \end{cases} \quad (16)$$

Для полной коррекции текущего характера вращения АД сигналов a_{UP} и a_{DP} недостаточно. Необходимо ввести обратную связь по току в обмотках АД так как некоторые динамические режимы работы могут вызвать перегрузку именно по току, а предлагаемый алгоритм управления должен оперативно влиять на формируемый режим работы АД не допуская превышения задаваемых оператором мак-

симальных значений тока, причём сигнал коррекции по току a_{Iof} должен иметь наивысший приоритет в общей системе обратных связей.

Кроме того, следует учесть, что текущее значение текущего тока I_{RET} поступают на вход цепи обратной связи по току с некоторой задержкой по отношению к сигналам управления IGBT модулем [9, 10]. Применяемые в большинстве СУ методы коррекции по току, которые выключают все IGBT транзисторы в момент превышения его максимального значения и повторно запускает систему управления через некоторый интервал времени не эффективны. Такой тип коррекции можно использовать только в тех случаях, когда временной интервал перегрузки по току существенно превышает период питающего напряжения. Поэтому необходимо разработать адаптивную систему не только защиты [1], но и коррекции по току, которая бы не отключала ток полностью, а формировала специальный алгоритм его изменения в допустимых пределах, что обеспечило бы непрерывность набега фазы и функционирования формирователя ЛЧМ и ШИМ генераторов, и влияла на выработку сигнала f_{KOP} коррекции по угловой скорости вращения, таким образом, что в начальный момент перегрузки такая обратная связь должна уменьшить питающее напряжение в цепи АД, сохраняя значение $U/f = const$. Если на следующем периоде T_{PWM} сохраняется перегрузка по току такая система в квадратичной форме уменьшить величину питающего напряжения путём формирования соответствующего алгоритма ЛЧМ и в зависимости от дальнейшего значения тока в обмотке АД, система должна выполнить один из двух алгоритмов защиты: если перегрузка по току начнёт уменьшаться система должна сформировать плавный выход на заданный оператором режим работы, а если перегрузка по току продолжает иметь место, то данная система должна уменьшить ток, вплоть до полной остановки АД.

Для коррекции такого типа не подходит дискретный алгоритм сравнения значений максимального и текущего токов. Описанные выше требования к системе обратной связи по току могут быть удовлетворены, только путём формирования огибающей, например, с помощью детектора огибающей тока и интегрирующих RC-цепочек. Однако такой вариант малопримем, т. к. выбор постоянной RC определяется частотой управляющего сигнала, а она в свою очередь может изменяться в широких пределах и соответствующее оперативное управление постоянной времени RC технически крайне затруднительно. Поэтому в предлагаемом алгоритме реализации обратной связи по току используется следующий способ формирования a_{Iof} .

Аналоговый текущий сигнал обратной связи по току $I_{RET}(t)$ подвергается оцифровке для $i - 1$ отсчёта: $I_{RET_i} = I_{RET}(t_{i-1} / F_{CPU(АЦП)})$, где $t_{i-1} = i \cdot (1 / F_{CPU(АЦП)}) - (1 / F_{CPU(АЦП)})$, i – номер отсчёта.

Учитывая, что сигнал обратной связи по току имеет сложный спектр и является биполярным его следует развернуть в положительную полуплоскость и отслеживать нарастающий фронт для определения максимуме в каждом полупериоде, то есть:

$$I'_{RETi} = \begin{cases} I_{RETi}, & I_{RETi} \geq 0 \\ -I_{RETi}, & I_{RETi} < 0 \end{cases};$$

$$\kappa = \begin{cases} 1, & I'_{RETi} > I'_{RET(i-1)} \\ 0, & I'_{RETi} \leq I'_{RET(i-1)} \end{cases}, \quad (17)$$

где κ – импульс, фиксирующий переход сигнала тока через максимум на каждом полупериоде.

Тогда:

$$I_{RETMPi} = \begin{cases} I'_{RETi}, & \kappa = 1 \\ I_{RETMP(i-1)}, & \kappa = 0 \end{cases};$$

$$I_{RETMPi} = \begin{cases} I'_{RETi}, & I'_{RETi} > I'_{RET(i-1)} \\ I_{RETMP(i-1)}, & I'_{RETi} \leq I'_{RET(i-1)} \end{cases} \quad (18)$$

Сигнал, описанный выражением (18) для максимума на данном полупериоде действителен только на интервале отсчёта $i - 1$. Для получения управляющего сигнала превышения заданного максимального тока в обмотке a_{lof} следует сформировать непрерывный сигнал максимального тока в обмотке АД в течении всего полупериода:

$$I'_{RETMPi} = \begin{cases} I_{RETMP(i-1)}, & I_{RETi} = 0 \\ I'_{RETMPi}, & I_{RETi} \neq 0 \end{cases};$$

$$a_{lofi} = \begin{cases} 1, & I'_{RETMPi} > I_{MAXi} \\ 0, & I'_{RETMPi} \leq I_{MAXi} \end{cases} \quad (19)$$

Тогда с учётом всех корректирующих сигналов a_{UP} , a_{DP} , a_{lof} общий сигнал коррекции f_{KOP} имеет вид $f_{KOPi} = f_{Ai} + f_{UPi} - f_{DOWNi} - f_{li}$, где

$$f_{li} = \begin{cases} \Delta f_{KOP}, & a_{lofi} = 1 \\ 0, & a_{lofi} = 0 \end{cases}; f_{UPi} = \begin{cases} \Delta f_{KOP}, & a_{UPi} = 1 \\ 0, & a_{UPi} = 0 \end{cases};$$

$$f_{DOWNi} = \begin{cases} \Delta f_{KOP}, & a_{DPi} = 1 \\ 0, & a_{DPi} = 0 \end{cases}, \quad (20)$$

а f_A – сигнал текущего, реального значения частоты вращения АД с учётом сигнала f_{KOP} на предыдущем отсчёте ($i - 1$) и сигнала смены режима вращения АД γ' вырабатываемого блоком формирования текущих значений частоты и фазы ЛЧМ сигнала:

$$f_{Ai} = \begin{cases} f_{(i-1)}, & \gamma'_i = 1, \quad \gamma'_{(i-1)} = 0 \\ f_{A(i-1)}, & \gamma'_i = 0 \end{cases}. \quad (21)$$

На рис. 2 представлена виртуальная модель блока контроля тока в обмотке и скорости вращения АД с разработанным алгоритмом формирования управляющих сигналов f и T_c для СУ [2] с использованием обратных связей по угловой скорости вращения и току в обмотке АД.

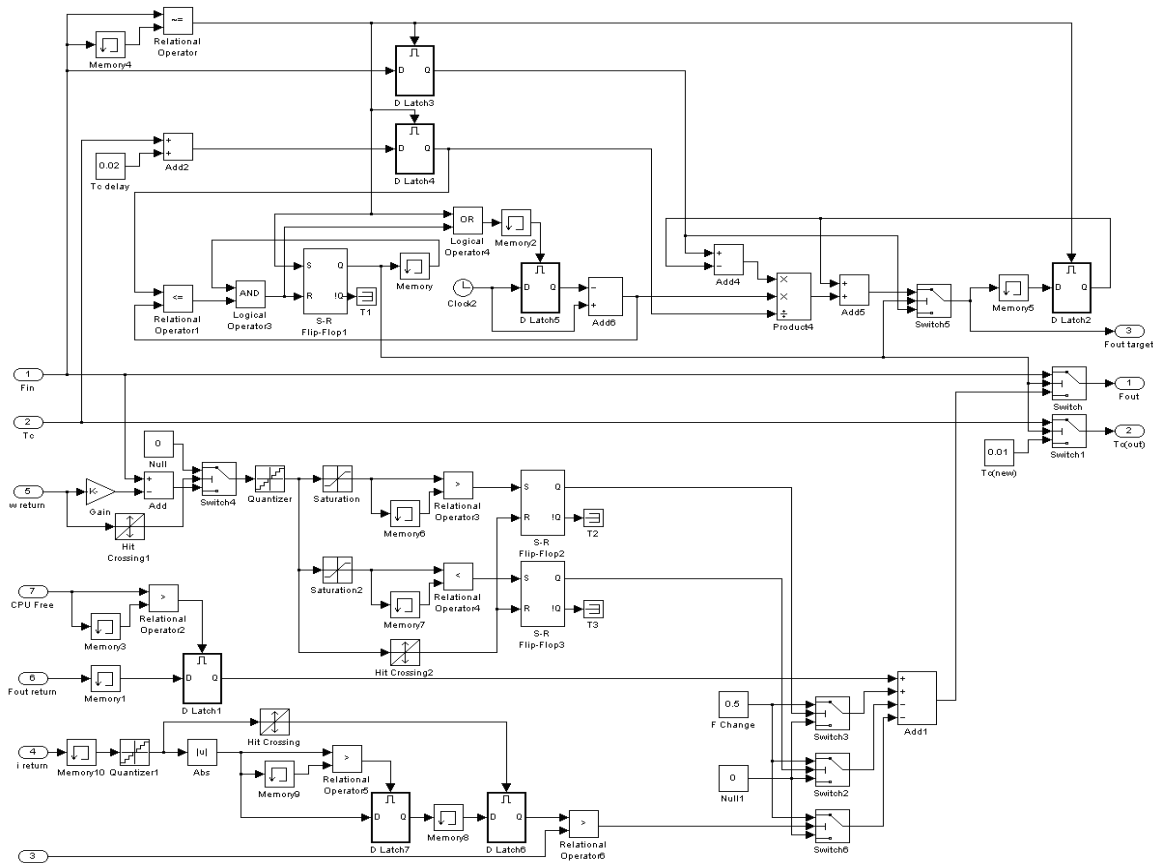


Рисунок 2 – Структура реализации алгоритма контроля тока в обмотке и частоте вращения АД

На рис. 3 приведені результати моделювання роботи АД 4АА63А4У3 підключеного к предложенной системе управления с обратными связями по току в обмотке и скорости вращения. Как видно из приведенных временных зависимостей угловая частота вращения АД обрабатывает алгоритм заданный оператором, причём, следует заметить, что сис-

тема учитывает максимальное значение тока в обмотке выполняя плавную коррекцию характера вращения при изменении нагрузки. На этом же рисунке виден плавный пуск АД без превышения заданного максимального значения силы тока в обмотке.

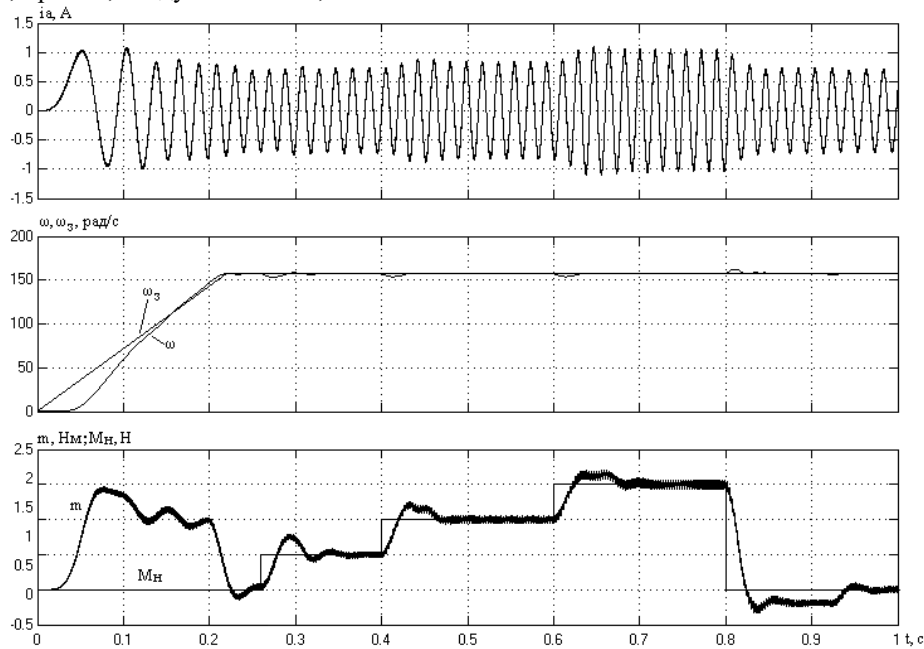


Рисунок 3 – Результати моделювання впливу системи управління на АД

ВЫВОДЫ. 1. Создана система управления АД с обратными связями использующая цифровой метод синтеза управляющих сигналов с учётом заданного оператором алгоритма и изменения внешних условий.

2. Определены приоритеты механических и электрических параметров работы комплекса «система управления – АД», что позволило достичь высокой степени адаптивности.

3. Время отработки предложенной системой мгновенного возмущения, например рывок нагрузки на валу АД, составляет величину, не более 10мс, а относительное отклонение от задаваемого оператором режима – менее 1%.

ЛИТЕРАТУРА

- Holtz J. Sensorless Control of Induction Motor Drives. Proceedings of the IEEE, Aug. 2002, vol. 90. – no. 8. – pp. 1359–1394.
- A neural network based space vector PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive / J.O.P. Pinto, B.K. Bose, L.E. Borges, M.P. Kazmierkowski. – IEEE Trans. on Ind. Appl. – vol. 36. – pp. 1628-1636.
- Моделювання переходних режимів в асинхронном двигателі при питанні от различных преобразователей частоты / А.М. Сьянов, О.В. Качура, М.В. Кулик // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – 2009. – № 1 (11). – С. 123–128.
- Воскобойник В.Э., Черников Ю.В. Об эффективности использования регулируемого асинхронного электропривода // Металлургическая и горно-рудная промышленность. – 2000. – № 3. – С. 94 – 96.

- Burton, R.G. Harley, and T.G. Habetler, "The application and hardware implementation of continually online trained feedforward neural networks for fast adaptive control and prediction in power electronic systems", Conf. Rec. of IEEE REPPCON III, pp. 215-224, South Africa, July 1998.

- Мухаммадеев А.Р. Преобразователи частоты и устройства плавного пуска для электроприводов переменного тока // Энергетика Татарстана. – 2010. – № 17. – С. 44–53.

- Модель преобразователя энергии с линейно-частотной модуляцией / А.М. Сьянов, М.В. Кулик, А.С. Манукян // Проблемы автоматизированного электропривода теория и практика. Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». – Харьков: ХПИ. – 2010. – № 28. – С.152–153.

- Эффективное использование силовых модулей в преобразователе энергии с микропроцессорным управлением / О.В. Рязанцев, М.В. Кулик, А.С. Манукян // Радиоэлектроника. – Киев. – 2010. – Т. 53, № 8. – С.55-59. – (Известия вузов) – Режим доступа: <http://radio.kpi.ua/article/view/S002134701008008X>

- Кулик М.В., Сьянов А.М. Разработка и исследования многоуровневых систем управления инверторов преобразователей частоты // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – 2012. – № 3 (20). – С. 88–94.

- Кулик М.В., Рязанцев О.В. О защите силовых модулей многоуровневых преобразователей частоты // Радиоэлектроника. – Киев. – 2016. – Т. 59, № 8. – С. 52–59.

ADAPTIVE SYSTEM OF ASYNCHRONOUS MOTOR MODES OPERATING

M. Kulik, O. Razancev, A. Syanov

Dnepr State Technical University

vul. Dneprostroevskaya, 2, Kamyanske, 51900, Ukraine. E-mail: kulik@internic.ua

Purpose. To investigate the development of a digital control system for an asynchronous motor that fulfills the operating modes specified by the operator with a possible deviation of the rotational speed of no more than 3% and provides a dynamic correction of the asynchronous motor control algorithm that excludes electric and mechanical overloads for typical operating modes. **Methodology.** Analytical research, analysis, synthesis, experimental research have been used. **Findings.** Modern automated control systems for asynchronous motors in order to ensure the maximum correspondence of the induction motor operation modes to an operator-specified algorithm use various types of feedback, for example, at the current speed and current in the winding, which makes the "control system-asynchronous motor" complex sufficiently adaptive. Such systems must take into account short-term and smooth changes in shaft load, transition to increased and lower rotational speed, provide controlled start, reverse and re-start. In this case, it is also necessary to monitor the maximum values of the current in the windings for a given type of induction motor. **Originality.** A method for controlling the performance characteristics of an asynchronous motor, ensuring maximum correspondence of the operating modes to the algorithm specified by the operator, taking into account feedback signals on the rotation frequency and current in the motor winding has been proposed. **Practical value.** An algorithm for the operation of an asynchronous motor control system using a digital method for synthesizing control signals, taking into account changes in external operating conditions, has been developed. Priorities of mechanical and electrical parameters of the "control system - asynchronous motor" complex have been determined, which allowed achieving a high degree of adaptability. **Conclusions.** The time for the instantaneous perturbation proposed by the system, for example, the jerk of the load on the shaft of an asynchronous motor, is not more than 10ms, and the relative deviation from the regime set by the operator is less than 1%.

Key words: control system, asynchronous motor, chirp signal, IGBT, operating modes.

REFERENCES

- Holtz, J. (2002), *Sensorless Control of Induction Motor Drives*, Proceedings of the IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394. (In English).
- Pinto, J.O.P., Bose, B.K., Borges, L.E., Kazmierkowski, M.P. (2000), *A neural network based space PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive*, IEEE Trans. On Ind. Appl. Vol. 36. pp. 1628-1636. (In English).
- Syanov, A.M., Kachura, O.V., Kulik, M.V., (2009), "Modelirovanie perehodnyh rezhimov v asinhronnom dvigatele pri pitanii ot razlichnyh preobrazovatelej chastoty" [Simulation of transient modes in the asynchronous motor when powered by different frequency converters], *Scientific works of Dneprodzerzhinsk State Technical University (Engineering Sciences)*, No. 1 (11), pp.123-128. (in Ukrainian).
- Voskoboinik, V.E., Chernikhov, Yu.V. (2000), *Ob jeffektivnosti ispol'zovanija reguliruemogo asinhronnogo jelektroprivoda* [On the Efficiency of Using an Adjustable Asynchronous Electric Drive], *Metallurgical and mining industry*, No3., pp. 94-96. (in Ukrainian).
- Burton, B., Harley, R.G., Habetler, T.G. (1998), *The application and the hardware implementation of the continually online supply of wireless networks for fast adaptive control and prediction in power electronic systems* Conf. Rec. Of IEEE REPPCON III, pp. 215-224, South Africa, July. (In English).
- Mukhamadeev, A.R. (2010), *Preobrazovately chastoty i ustrojstva pлавного puska dlja jelektroprivodov peremennogo toka* [Frequency converters and soft starters for ac drives], *Power of Tatarstan*, № 17, pp. 44-53. (in Russian).
- Kulik., M.V., Syanov, A.M., Manukyan, A.S. (2010), *Model' preobrazovatelja jenergii s linejno chastotnoj moduljaciej* [Model of energy converter with linear frequency modulation], *Problems of automated electric drive theory and practice. Bulletin of the National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute"*, Kharkov: KhPI, No. 28, pp.152-153. (in Ukrainian).
- Ryazantsev, O.V., Kulik, M.V., Manukyan, A.S. (2010), *Effektivnoe ispol'zovanie silovyh modulej v preobrazovatele jenergii s mikroprocessornym upravleniem* [Efficient use of power modules in the energy converter with microprocessor control], *Proceedings of Universities "Radioelectronics"*, Kiev, T. 53, No. 8., pp.55-59., Access mode: <http://radio.kpi.ua/article/view/S002134701008008X> (in Ukrainian).
- Kulik, M.V., Syanov, A.M. (2012), *Razrabotka i issledovanija mnogourovnevnyh sistem upravlenija inverterov preobrazovatelej chastoty* [Development and research of multilevel control systems of inverters of frequency converters], *Scientific works of Dneprodzerzhinsk State Technical University (Engineering Sciences)*, No. 3 (20), pp.88-94. (in Ukrainian).
- Kulik, M.V., Ryazantsev, O.V. (2016), *O zashhite silovyh modulej mnogourovnevnyh preobrazovatelej chastoty* [About protection of power modules of multilevel frequency converters], *Proceedings of Universities "Radioelectronics"*, Kiev, T. 59, № 8, pp.52-59, Access mode: <http://radio.kpi.ua/article/view/S0021347016080069>. (in Ukrainian).

Стаття надійшла 10.05.2017.