

УДК 62-83:621

**АСИНХРОННЫЙ m-ФАЗНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД
С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ
ДЛЯ МАШИН ОТДЕЛОЧНОГО ПРОИЗВОДСТВА**

А.Н. ГОЛУБЕВ, С.С. АНАНЬЕВ

(Ивановский государственный энергетический университет)

Как показано в [1], перспективным направлением в разработке электропривода (ЭП) для текстильной промышленности, позволяющим оптимизировать целый спектр характеристик электромеханической системы, является его построение на базе асинхронного двигателя (АД) с увеличенным числом фаз статорной обмотки.

В [2] обоснован модульно-фазовый принцип управления m-фазным АД, инвариантный к числу фаз исполнительного двигателя и учитывающий его специфику как объекта управления, а также предложен вариант его структурной реализации с выбором в качестве непосредственно управляемых переменных потокосцепления ротора и электромагнитного момента, связанных с основной пространственной гармонической [3].

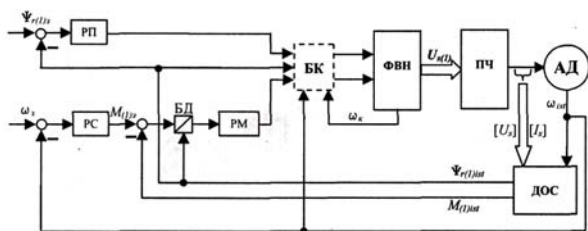


Рис. 1

Функциональная схема векторной САУ многофазным ЭП приведена на рис. 1. Здесь РС, РП, и РМ – регуляторы соответственно скорости, потокосцепления ротора и момента; ФВН – формирователь вектора напряжения $\bar{U}_{s(1)}$, приведенного к первой пространственной гармонической; ПЧ – преобразователь частоты; ДОС – датчик обратных связей.

Пунктиром на рис. 1 отмечен блок компенсации (БК), реализующий техническую линейризацию m-фазного АД как объекта управления по основному (v=1) энергетическому каналу [3] на основании параметрически вычисляемых составляющих компенсирующего вектора $\bar{U}_{s(1)}$ во вращающейся синхронно со спектральным вектором потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_{r(1)}$ системе координат u–v:

$$U'_{s(1)u} = -L_{\varepsilon(1)}\omega_k I_{s(1)v}, \quad (1)$$

$$U'_{s(1)v} = L_{\varepsilon(1)}\omega_k I_{s(1)u} + K_{r(1)}Z_p\omega\Psi_{r(1)}. \quad (2)$$

Наличие в структуре САУ блока компенсации усложняет ее практическую реализацию и делает ее чувствительной к девиации параметров АД, приводя, в конечном итоге, к ухудшению регулировочных характеристик ЭП. С другой стороны, устранение из структуры САУ блока компенсации без принятия других специальных мер не позволяет осуществить автономное регулирование переменных состояния АД.

Это проявляется, в первую очередь, в невозможности стабилизации на заданном уровне потокосцепления ротора, величина которого может изменяться, как показывают исследования, в пределах 50 % и более. Последнее, помимо возрастания токовой нагрузки и насыщения магнитопровода, серьезно ухудшает динамические свойства АД как объекта управления.

Таким образом, отказ от применения блока компенсации, упрощающий реалии-

зацию САУ, должен быть скомпенсирован альтернативными мерами.

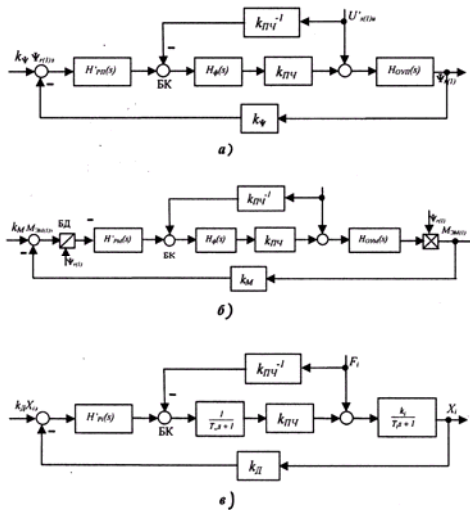


Рис. 2

На рис. 2 представлены замкнутые контуры регулирования потокосцепления ротора $\Psi_{r(1)}$ (рис. 2-а) и электромагнитного момента $M_{\Sigma M(1)}$ (рис. 2-б), в прямые тракты

$$H_{OУП}(s) = L_{m(1)} \left[R_{\Sigma(1)} (T_{\Sigma(1)} T_{r(1)} s^2 + (T_{\Sigma(1)} + T_{r(1)}) s + 1) \right]^{-1}, \quad (4)$$

$$H_{OУМ}(s) = m Z_p K_{r(1)} \left[2R_{\Sigma(1)} (T_{\Sigma(1)} s + 1) \right]^{-1}. \quad (5)$$

При пренебрежении вторым порядком в выражении (4) с учетом линеаризации, осуществляемой БД, канала регулирования момента контуры управления на рис. 2-а и 2-б сводятся к обобщенному виду, представленному на рис. 2-в.

В схеме на рис. 2-в регулируемые величины $\Psi_{r(1)}$ и $M_{\Sigma M(1)}$ отображены обобщенной переменной X_i , а составляющие вектора $\bar{U}_{s(1)}$ – обобщенной переменной F_i . При этом передаточная функция обобщенного регулятора, настраиваемого на модульный оптимум, имеет вид:

$$H'_{Pi}(s) = (T_i s + 1) (k_{ПЧ} k_{\Sigma} k_i \cdot 2T_{\mu} s)^{-1}. \quad (6)$$

Дальнейшие преобразования структуры на рис. 2-в, определяемые соотношениями:

$$H''_{Pi}(s) = k_{ПЧ} H'_{Pi}(s), \quad (7)$$

$$P_i(s) = F_i(s) + Z_i(s), \quad (8)$$

$$P_i(s) = (T_i s + 1) k_i^{-1} X_i(s), \quad (9)$$

$$Q_i(s) = Y_i(s) - P_i(s), \quad (10)$$

$$H'''_{Pi}(s) = H''_{Pi}(s) k_i k_{\Sigma} (T_i s + 1)^{-1} = (2T_{\mu} s)^{-1}, \quad (11)$$

которых, как и при синтезе токовых контуров, предложенном в [4], введены фильтры с передаточной функцией:

$$H_{\Phi}(s) = (T_{\mu} s + 1)^{-1}, \quad (3)$$

где T_{μ} – некомпенсируемая постоянная времени.

Здесь $H'_{PI}(s)$ и $H'_{PM}(s)$ – передаточные функции регуляторов соответственно потокосцепления ротора и электромагнитного момента; $k_{ПЧ}$ – коэффициент усиления ПЧ; БД – блок деления, компенсирующий нелинейную межканальную связь; $H_{OУП}(s)$ и $H_{OУМ}(s)$ – передаточные функции объектов управления в каналах, для которых в соответствии с уравнениями m -фазного АД для $v=1$ [3] имеют место соотношения:

последовательно иллюстрируются схемами на рис. 3.

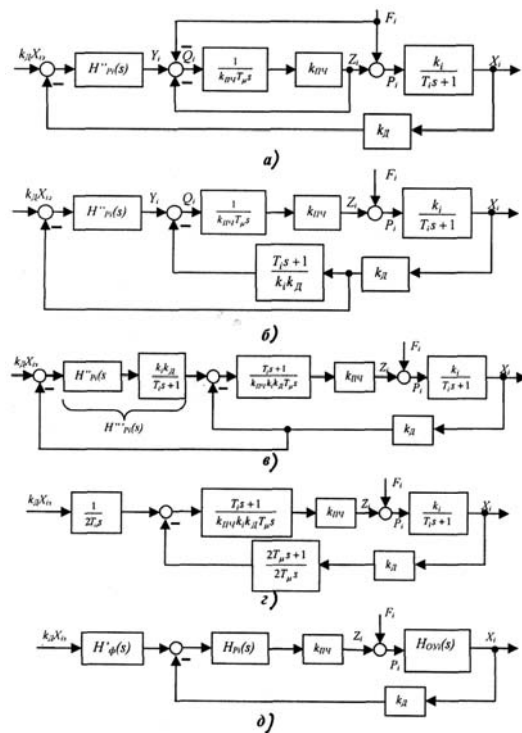


Рис. 3

Предпоследняя структура на рис. 3-г окончательно приводится к виду на рис. 3-д, где на входе канала стоит фильтр с передаточной функцией

$$H'_\phi(s) = (2T_\mu s + 1)^{-1}, \quad (12)$$

при этом передаточная функция обобщенного регулятора имеет вид

$$H_{Pi}(s) = (T_i s + 1)(2T_\mu s + 1) \left(k_D k_i k_{ПЧ} \cdot 2T_\mu^2 s^2 \right)^{-1}. \quad (13)$$

В соответствии с (13) передаточные функции регулятора потокосцепления ротора $H_{PI}(s)$ и электромагнитного момента $H_{PM}(s)$ определяются следующими соотношениями:

$$H_{PI}(s) = \left((T_{\Theta(1)} + T_{r(1)})s + 1 \right) (2T_\mu s + 1) \times \left(m k_\psi L_{m(1)} R_{\Theta(1)}^{-1} k_{ПЧ} T_\mu^2 s^2 \right)^{-1}, \quad (14)$$

$$H_{PM}(s) = \left(T_{\Theta(1)} s + 1 \right) (2T_\mu s + 1) \times \left(m k_M Z_p L_{m(1)} K_{r(1)} R_{\Theta(1)}^{-1} k_{ПЧ} T_\mu^2 s^2 \right)^{-1}. \quad (15)$$

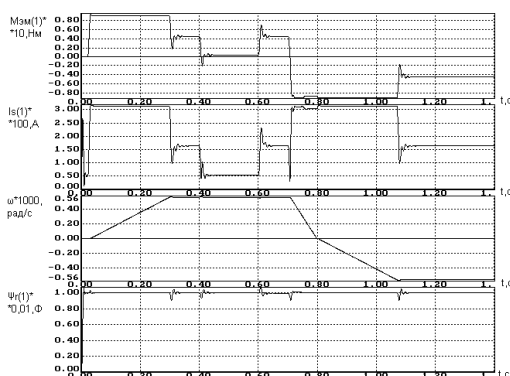


Рис. 4

На рис. 4 приведены полученные на основе численного эксперимента кривые переходных процессов при пуске АД (номинальные мощность $P_N=2,5$ кВт; напряжение $U_N=10$ В; скорость $\omega_N=554$ с⁻¹ и частота $f_N=200$ Гц) на скорость ω_N с последующим сбросом-набросом момента нагрузки на валу $M_C=M_N$ и реверсом на $-\omega_N$.

Как показывает анализ представленных кривых, синтезированные регуляторы потокосцепления и момента обеспечивают достаточно хорошее развязывание каналов в САУ на рис. 1 при отсутствии в ее струк-

туре БК. В частности, динамическое отклонение потокосцепления ротора не превышает 6...7 %, имея при этом вид относительно коротких по длительности импульсов.

ВЫВОДЫ

1. Предложена векторная САУ m-фазным ЭП с улучшенными энергетическими и регулировочными характеристиками для машин отделочного производства.

2. Определена структура регуляторов САУ, обеспечивающая упрощение ее практической реализации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голубев А.Н., Игнатенко С.В., Лопатин П.Н. // Изв. вузов. Технология текстильной промышленности. – 2002, № 3.
2. Голубев А.Н., Королев А.Н., Куликов К.В. Построение систем векторного управления многофазным асинхронным двигателем // Микропроцессоры и устройства автоматики в системах управления технологическими процессами. – Иваново, ИВГУ, 1986. С. 78...85.
3. Голубев А.Н., Зыков В.В. Математическая модель асинхронного двигателя с многофазными обмотками статора и ротора // Электротехника. – 2003, № 7. С. 35...40.
4. Шрейнер Р.Т., Дмитриенко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982.

Рекомендована кафедрой теоретических основ электротехники и электротехнологий. Поступила 14.12.05.