

УДК 681.58

Цифровая коррекция статических характеристик вентильного двигателя

В.В. Козлов, Б.Н. Попов

В работе рассмотрен новый способ цифровой коррекции статических характеристик вентильного двигателя, который исключает тригонометрические преобразования координат в реальном масштабе времени и обеспечивает стабильность скорости ротора, как в случае векторного управления. Получены аналитические выражения для угла коррекции при различных режимах работы двигателя.

Ключевые слова: цифровая коррекция; микроконтроллер; векторное управление; статические характеристики; вентильный двигатель

1. Введение

Вентильный двигатель (ВД), благодаря своим высоким эксплуатационным характеристикам, является перспективной электрической машиной в диапазоне малых и средних мощностей. ВД прост и надёжен по конструкции, не имеет потерь на возбуждение и обладает высокой стабильностью скорости ротора. Эти качества выделяют его из ряда всех остальных машин и обеспечивают ему применение в системах автоматики, приводах подачи станков, прецизионных системах слежения, а также в системах, где стабильность скорости является первостепенным требованием, предъявляемым к технологическому процессу.

Развитие принципов управления обуславливается совершенствованием аппаратной базы привода: параметрами самого двигателя и его качествами, наличием датчиков угла поворота и (или) скорости, типом преобразователя, вычислительными возможностями микроконтроллера (МК). Именно благодаря МК реализуются сложные законы управления.

На протяжении последних 25 лет представление уравнений ВД в роторной системе координат (d-q) стало основным способом описания его работы. Уравнения электрической машины во вращающейся системе координат обеспечивают большую наглядность протекающих в обмотках статора процессах. Действительные токи и напряжения статора в приведенной двухфазной неподвижной системе координат связаны с роторными переменными однозначным преобразованием. Данный математический аппарат является основой для таких методов управления, как векторный и частотно-токовый. Однако применение этих методов далеко не всегда оправдывает себя при управлении двигателями малой и средней мощности и имеет ряд особенностей:

- сложный этап синтеза систем;
- сложный математический аппарат, избыточный для управления дешёвыми двигателями малой мощности, не требующими управление по моменту;
- необходимость измерения фазных токов;
- относительно большая конечная стоимость системы управления (СУ);
- громоздкость самой СУ при управлении двигателями малой мощности.

Как правило, установка датчика положения ротора не вызывает проблем и часто является более дешёвым решением, чем сложная система векторного управления, особенно если речь идёт о модернизации существующих электромеханических комплексов малых и средних мощностей. В таких случаях возможно использование метода коррекции статических характеристик [3, 4, 5, 6, 8]. Данный метод, изложенный в литературе [3, 4, 5, 6, 8], также использует математический аппарат, основанный на d-q преобразованиях (рис. 1).

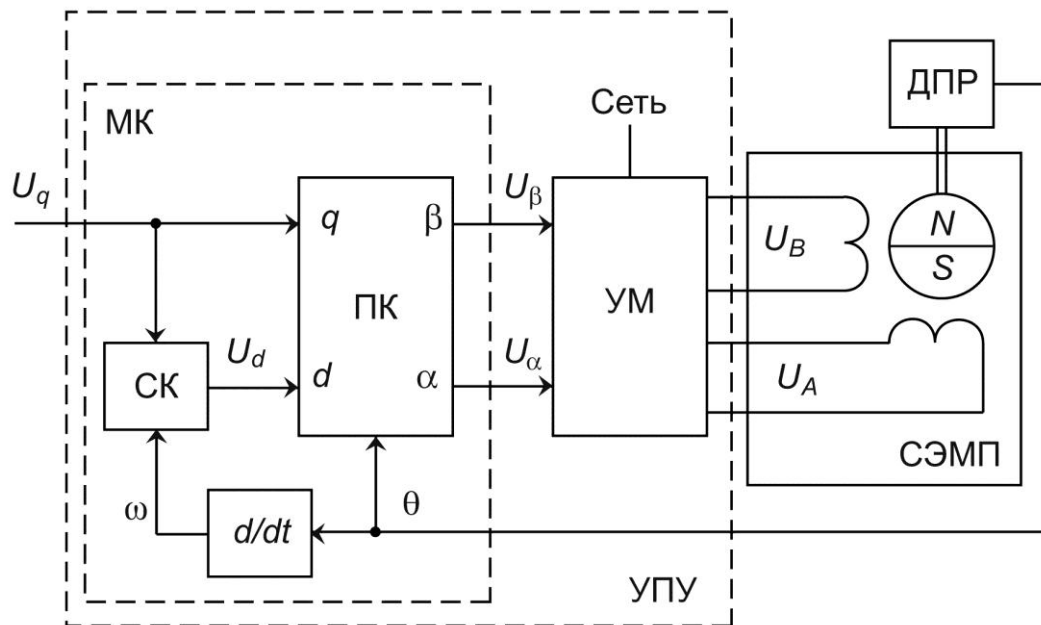


Рис. 1. Структурная схема управления с коррекцией статических характеристик двухфазного ВД

(СК – система коррекции, ПК – преобразователь координат, УМ – усилитель мощности, СЭМП – синхронный электромеханический преобразователь, УПУ – усилительно-преобразовательное устройство, ДПР — датчик положения ротора)

Предлагаемый новый метод коррекции статических характеристик исключает какие-либо преобразования координат, что снижает требования к контроллеру, а также имеет контур замыкания по фазному напряжению, что исключает ошибки коррекции при изменении напряжения питания. При этом необходимый объем памяти МК при табличной реализации данного метода не превосходит объем памяти МК при табличной реализации метода, описанного в работе [6].

2. Сущность метода коррекции статических характеристик вентильного двигателя

Следует заметить, что предлагаемый метод управления – аналог векторного, но он по сути не является векторным, т.к. отсутствуют элементы преобразования координат и оперирование над векторами. Производится коррекция непосредственно самой физической величины, используемой в контуре управления – угла положения вектора потока статора относительно положения ротора. Отсутствуют виртуальные регулируемые величины в реально несуществующих координатах (α - β , d-q). При этом структура не теряет своей общности и однозначности – она легко преобразовывается в 2-, 3-, 4-, 5-фазную и т.д.

Структура управления для предлагаемого метода изображена на рис. 2.

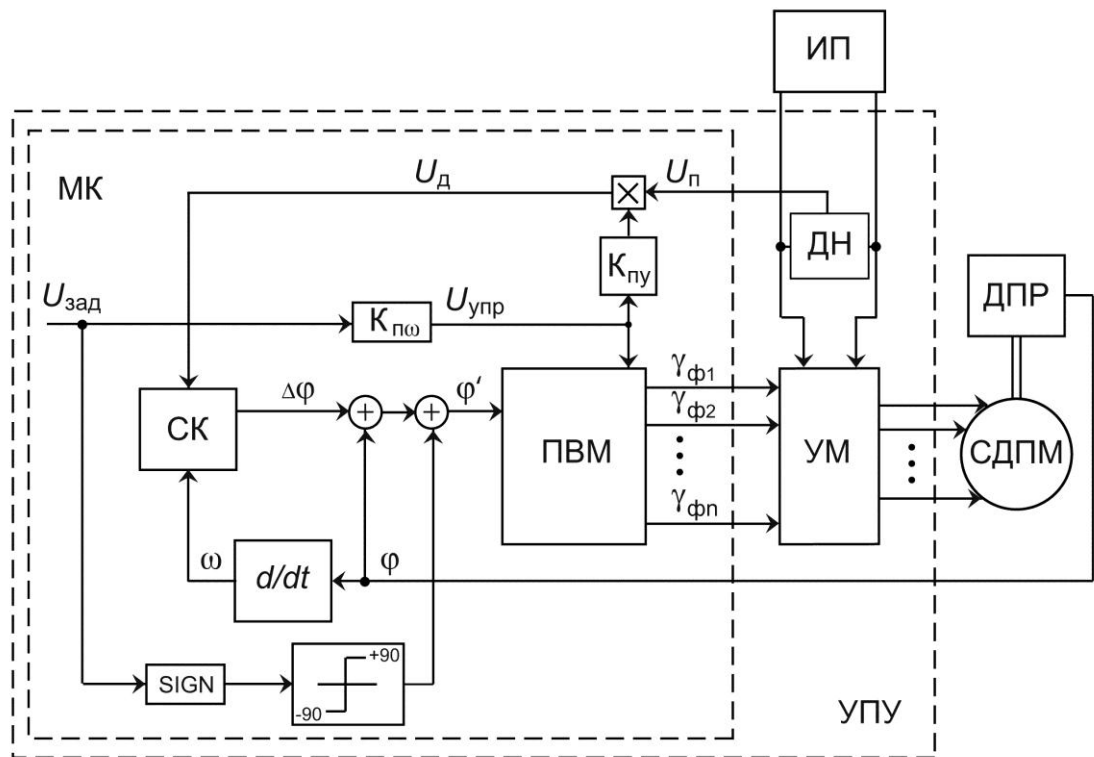


Рис. 2. Улучшенная обобщённая структура вентильного двигателя с произвольным количеством фаз и статической коррекцией

На рис. 2 приняты следующие обозначения: U_n – напряжение источника питания, U_d – амплитуда напряжения фазы, ДН – датчик напряжения, ПВМ – пространственно-векторная модуляция, СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами, $K_{пф\omega}$ – коэффициент передачи сигнала управления относительно номинального напряжения питания, $\Delta\phi$ – угол

коррекции, φ – угол положения ротора(совпадает с потоком ротора), φ' – угол вектора напряжения статора, $K_p \omega$ – коэффициент передачи управляющего сигнала по скорости, $\gamma_{\varphi 1} \dots \gamma_{\varphi n}$ – сигналы управления стойками УМ.

Опишем математически работу системы коррекции (СК).

Рассмотрим вид напряжений и тока фазы (рис. 3).

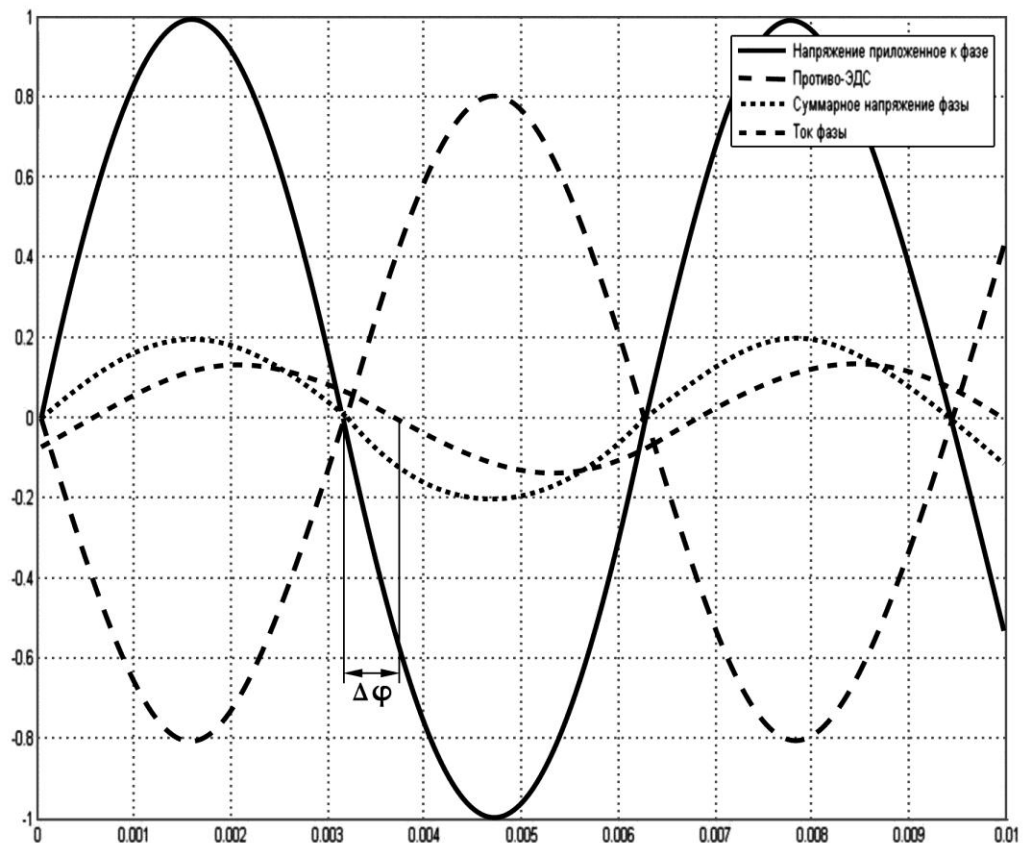


Рис.3. Вид напряжений и тока фазы

Известно, что напряжение, порождающее ток в обмотке, представляет из себя разность напряжения, приложенного к обмотке, и против-ЭДС:

$$U_m \sin(\omega t - \varphi) - C_e \omega \sin(\omega t - \varphi) = R i, \quad (1)$$

Где U_m – максимум напряжения, приложенного к фазе, ω – угловая скорость вращения магнитного поля статора, C_e – коэффициент против-ЭДС.

Очевидно, что ток будет сдвинут по фазе относительно этого напряжения вследствие индуктивности обмотки, и сдвиг будет определяться формулой

$$\varphi = \arctan \frac{L\omega}{R} \quad (2)$$

где L – индуктивность фазы, R – сопротивление фазы.

Угловая характеристика синхронной машины имеет синусоидальный характер и максимальный момент приходится на рассогласование 90 эл. градусов между потоком статора и ротора. Приведённые выше рисунок и формула показывают, что вследствие сдвига тока относительно приложенного напряжения максимально возможный момент достигнут не будет.

Постараемся скомпенсировать фазовый сдвиг тока приложенным к фазе напряжением, т.е. фактически необходимо добиться того, чтобы ток находился в противофазе с противо-ЭДС.

Рассмотрим графики на рис. 4.

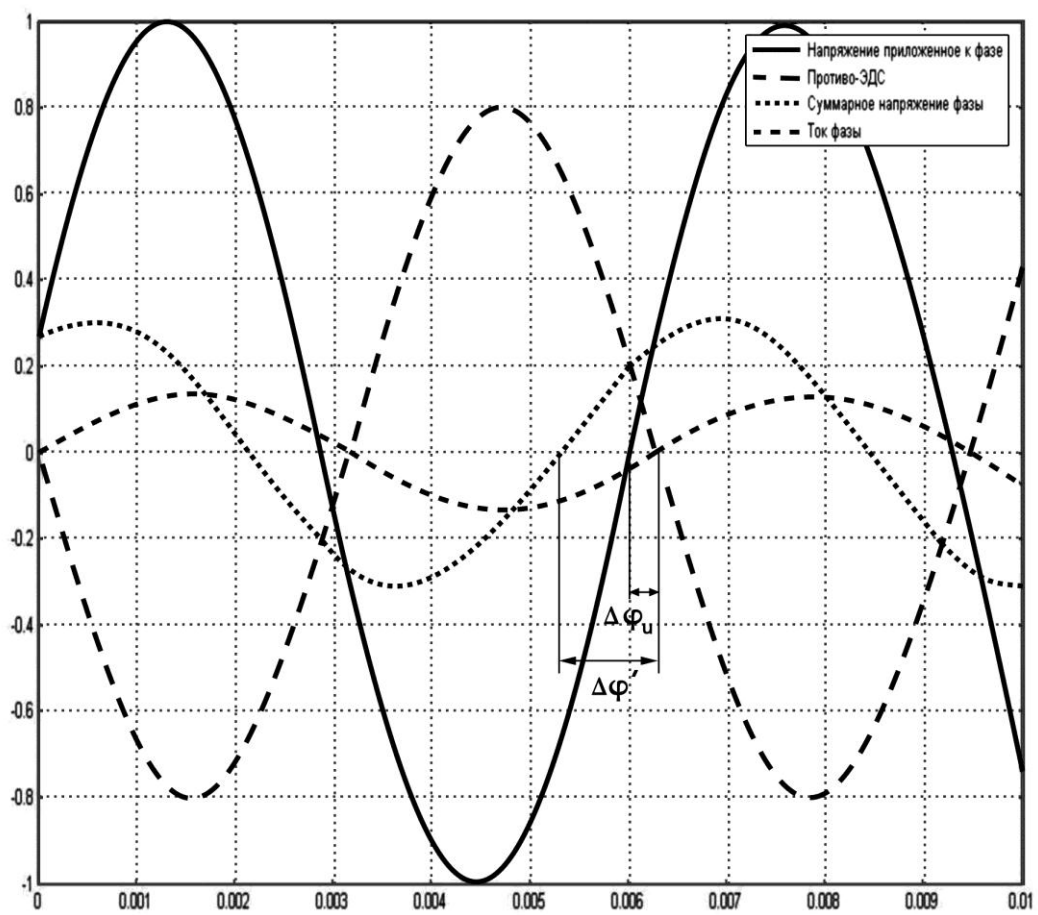


Рис. 4. Требуемый вид напряжений и токов

За ноль сдвига фаз примем положение противо-ЭДС со знаком минус. Создадим сдвиг $\Delta\varphi_u$ напряжения приложенного к фазе, тогда выражение (1) для суммарного напряжения фазы будет иметь вид:

~~$$U_{sm} = U_m \cos(\omega t - \Delta\varphi_u) \quad (3)$$~~

где U_{sm} – суммарное напряжение фазы, $\Delta\varphi'$ – сдвиг суммарного напряжения фазы.

Получая из уравнения (3) $\Delta\varphi'$ запишем выражение (4).

~~$$\Delta\varphi = \arctan \left(\frac{U_m \cos(\omega t - \Delta\varphi_u)}{\omega L I} \right) \quad (4)$$~~

Но с другой стороны необходимо, чтобы ток был в противофазе относительно противо-ЭДС, а это означает равенство правых частей выражений (2) и (4):

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi', \text{ т.е.: } (5)$$

~~$$\arctan \left(\frac{U_m \cos(\omega t - \Delta\varphi_u)}{\omega L I} \right) = \arctan \left(\frac{U_m \cos(\omega t - \Delta\varphi_u)}{\omega L I} \right) \quad (6)$$~~

Решая данное уравнение (6) получим необходимый фазовый сдвиг приложенного к фазе напряжения $\Delta\varphi_u$.

~~$$\Delta\varphi_1 = \arctan \left(\frac{I \omega C \sqrt{S}}{\omega L + R} \right) \quad (7)$$~~

~~$$\Delta\varphi_2 = \arctan \left(\frac{I \omega C \sqrt{S}}{\omega L + R} \right) \quad (8)$$~~

где $S = \frac{U_m^2}{\omega^2 L^2 + R^2}$ – подкоренное выражение.

Нетрудно заметить, что данные корни могут иметь комплексные решения, поэтому необходимо привести их к виду, имеющему практический смысл.

Очевидно, что в уравнении (1) обращение в ноль знаменателя левой части будет означать сдвиг по фазе между током и напряжением 90 эл.градусов с одной стороны, но с другой (в правой части) угловая скорость не может быть бесконечно большой, следовательно, это обстоятельство приведёт к появлению комплексных корней. Чтобы избежать этого, необходимо такие комплексные решения исключить.

График изменения угла коррекции от частоты вращения $\Delta\varphi_{ui} = F(\omega)$ приведён на рис. 5.

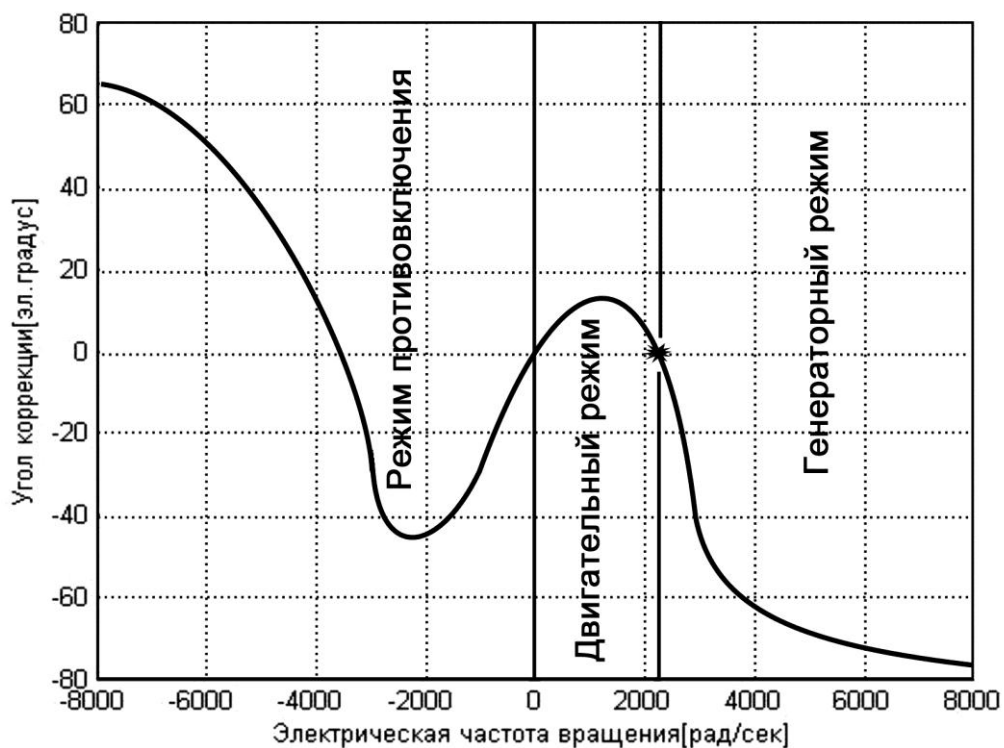


Рис. 5. Угол коррекции при различных режимах работы двигателя (нормальное вращение вправо, звёздочкой отмечен режим холостого хода)

Двигательному режиму соответствует угол с положительной коррекцией. Генераторный режим занимает область с отрицательной коррекцией, и угол коррекции стремится к -90 эл. градусам по мере возрастания скорости, что обусловлено приближением

периода электрического оборота к электромагнитной постоянной времени двигателя. Режим противовключения имеет более сложный характер. Участки, близкие к линейным около нулевой скорости, отображают большее влияние фазового сдвига индуктивности. Перегибы характеристик свидетельствуют о влиянии на сдвиг фазы противо-ЭДС.

3. Анализ зависимости угла коррекции от основных параметров вентильного двигателя

Метод коррекции статических характеристик подразумевает зависимость от конструктивных параметров двигателя и их стабильности при изменении окружающей среды. Это обстоятельство делает задачу анализа влияния изменений основных параметров двигателя необходимой, как и в любой системе, зависящей от параметров объекта управления.

На рис. 6 отражено влияние амплитудного напряжения фазы на корректирующую характеристику. С ростом напряжения пропорционально увеличивается скорость холостого хода и возрастает глубина коррекции в связи с ростом индуктивного сдвига фазы с одной стороны и увеличением напряжения противо-ЭДС с другой. Таким образом, можно сделать вывод, что для системы с коррекцией необходима обратная связь по фазному напряжению, в противном случае коррекция будет неэффективна при изменениях питающего напряжения. Как видно на рис. 6, изменение питающего напряжения на 10% может привести к ошибке на 10 эл.градусов в коррекции вектора напряжения, что, в свою очередь, может привести к 10-20% потере в моменте и КПД (в зависимости от параметров двигателя).

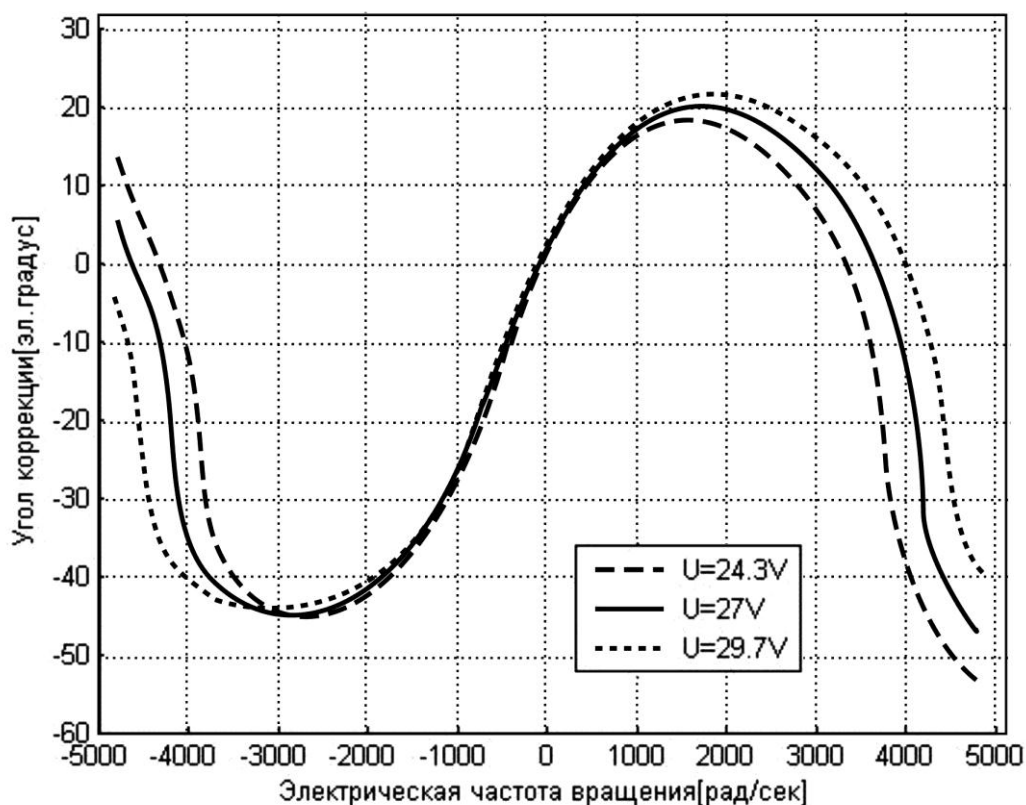


Рис.6. Угол коррекции при напряжении питания двигателя $U=27V \pm 10\%$ (нормальное вращение вправо)

На рис. 7 показан график зависимости вида корректирующей характеристики при различных значениях индуктивности фазы. Для практически нулевой индуктивности коррекция не требуется. Но с ростом индуктивности коррекция становится более глубокой. Таким образом, ошибка в измеренной индуктивности может повлиять на правильность корректирующей характеристики, однако, как показывает практика, в условиях серийного производства индуктивность двигателя, подобно сопротивлению обмотки, является достаточно стабильным параметром (разброс не более 2-4%).

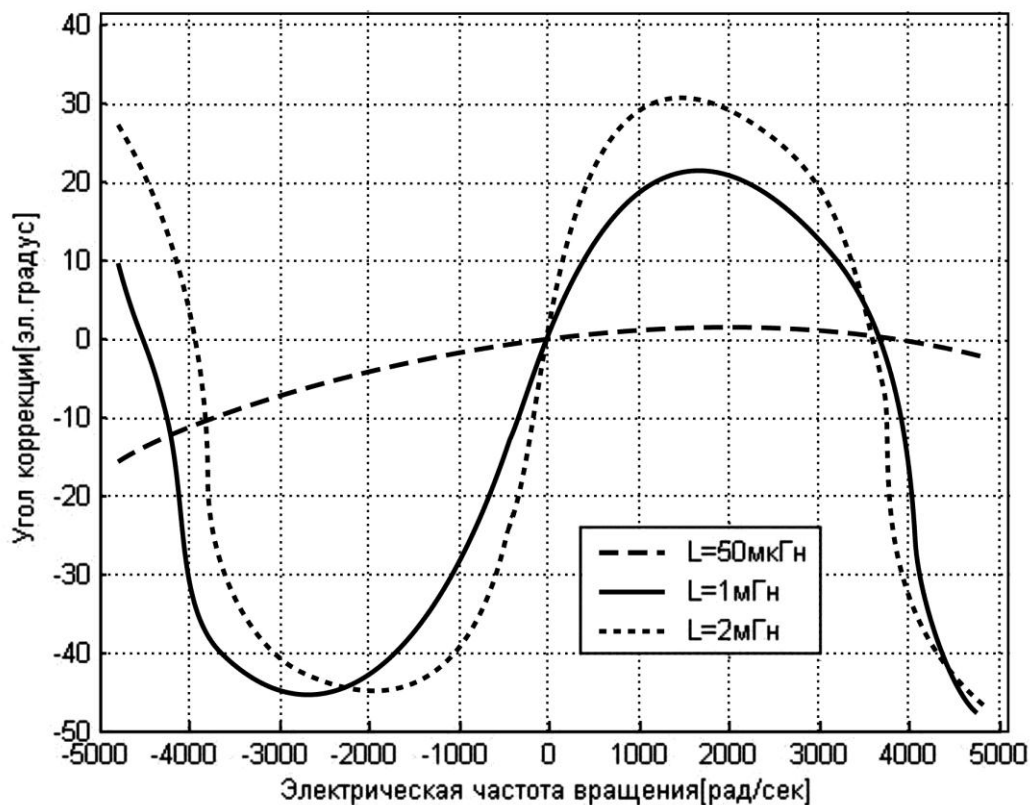


Рис. 7. Угол коррекции при различных значениях индуктивности фазы двигателя
(нормальное вращение вправо)

На рис. 8 показана зависимость угла коррекции при различных сопротивлениях фазы. Обмотка двигателя представляет собой R-L-фильтр токов, причём т.к. R является демпфером, то по мере снижения сопротивления фазы возникает большее влияние индуктивности. При работе в широком диапазоне температур очевидна необходимость в поправке корректирующей характеристики от температуры, в противном случае возможно снижение КПД и максимального момента на 10-15%.

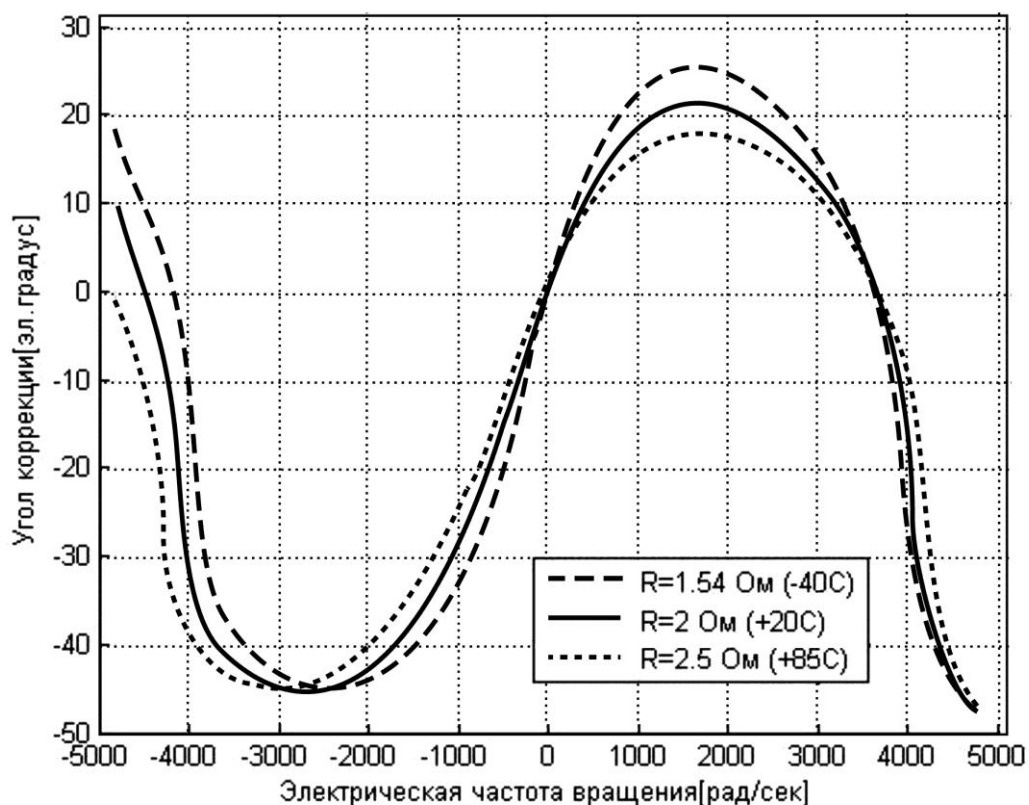


Рис. 8. Угол коррекции при изменяющихся значениях сопротивления фазы двигателя в диапазоне температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$ (нормальное вращение вправо)

4. Выводы

В работе рассмотрен модернизированный метод коррекции статических характеристик и решены следующие задачи:

- разработана структура мехатронного модуля со статической коррекцией, отличающаяся от известной наличием обратной связи по напряжению и отсутствием преобразователей координат;
- получены аналитические выражения для угла коррекции при двигательном и генераторном режимах, а также при режиме противовключения;
- разработана математическая модель блока коррекции;

– проведён анализ влияния параметров и состояний двигателя на корректирующую характеристику.

Анализируя представленный метод, можно отметить ряд достоинств:

– Практически все достоинства векторного управления с точки зрения КПД (до 95% в приводах средней мощности), равномерности момента(синусоидальные токи), ЭМС (синусоидальные токи, постоянство частоты ШИС).

– Полное отсутствие регуляторов в контуре создания потока статора. Система работает по возмущению.

– Нет необходимости установки датчиков тока(снижение стоимости электронной части до 50%).

– Петлю обратной связи по току, в случае необходимости замыкания, конструктивно легче организовать, чем в векторном управлении, установив всего один датчик тока в цепи потребления усилителя мощности.

– Лёгкость и доступность автоматизированного синтеза табличной коррекции.

– Простые математические преобразования при реализации на МК или ПЛИС (контур управления не подразумевает вычислений, фильтрации и регуляторов, в отличие от векторных систем, и сводится к опросу памяти, основной нагрузкой на вычислитель будет являться ПВМ).

– Возможность снижения массы и габаритов до 50% по сравнению с системами векторного и частотно-токового управления.

– Лучшая помехозащищённость. К измеряемым параметрам относятся напряжение питания (малодинамичный, легко фильтруемый сигнал) и частота вращения (в большинстве случаев измеряется с дискретных датчиков).

К недостаткам можно отнести:

– Зависимость от изменений параметров двигателя под воздействием окружающей среды (температура, влажность). В случае работы в расширенном диапазоне температур необходимо позаботиться о наличии адаптивного наблюдателя состояния, корректирующего характеристику в зависимости от измеренных параметров двигателя.

– Необходимость обратной связи по напряжению в случае неустойчивости напряжения питания.

– Отсутствие контура регулирования тока (момента).

– Необходимость наличия памяти для хранения таблицы коррекции(могут потребоваться относительно большие объёмы памяти, если требуется использовать двигатель не только в двигательном режиме).

На настоящий момент составлены математические модели, создан экспериментальный стенд и проведены испытания системы, показавшие её работоспособность и эффективность, получены результаты, полностью сопоставимые с показателями векторного управления. В последующих работах будут представлены математическая модель вентильного двигателя с рассмотренным методом управления в системе MatLab/Simulink и результаты моделирования, а также экспериментальные данные, подтверждающие эффективность метода.

Список литературы:

1. FreeScale. PMSM and BLDC Sensorless Motor Control using the 56F8013 Device. DesignReferenceManual. DocumentNumber: DRM077; 11/2005.
2. FreeScale. PMSM Vector Control with Single-Shunt Current-Sensing Using MC56F8013/23. DesignReferenceManual. DocumentNumber: DRM102 Rev. 0; 04/2008.
3. Соколовский Г.Г. Электропривод переменного тока с частотным регулированием. Москва, 2006. – 265 с.
4. Микеров А.Г. Электромеханические датчики и электронные компоненты управляемых вентильных двигателей: учебное пособие/ СПбГТУ(ЛЭТИ) СПб., 1999. – 60 с.
5. Самохвалов Д.В. Коррекция статических характеристик электропривода с вентильным двигателем малой мощности и микропроцессорным управлением. Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. Санкт-Петербург, – 2010.
6. Джанхотов В.В. Исследование и разработка электроприводов на базе вентильных двигателей с управлением от сигнального процессора для шагающего робота. Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. Санкт-Петербург, – 2004.
7. DSP CONTROLLED DRIVES WITH EMBEDDED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS FOR BIPED WALKING ROBOT. Alexander G. Mikerov, Alexander V. Yakovlev, Valentine V. Djanhotoff.
8. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина».– Иваново, 2008. – 298 с.

Сведения об авторах

Козлов Владимир Владимирович, аспирант Московского авиационного института (национального исследовательского университета),
тел.: (499) 158-50-97, e-mail: kvvmail@gmail.com

Попов Борис Николаевич, заместитель директора по научной работе Московского опытно-конструкторского бюро «Марс», профессор Московского авиационного института (национального исследовательского университета), д.т.н.,
тел.: (499) 978-18-41, e-mail: popov@mokb-mars.ru