

На правах рукописи

Самохвалов Дмитрий Вадимович

КОРРЕКЦИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОПРИВОДА  
С ВЕНТИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ МАЛОЙ МОЩНОСТИ  
И МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УСТРОЙСТВОМ УПРАВЛЕНИЯ.

Специальность: 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы.

Автореферат  
диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Санкт-Петербург - 2010

Работа выполнена в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Научный руководитель - доктор технических наук, профессор Микеров А.Г.

Официальные оппоненты:

доктор технических наук, профессор Голландцев Ю.А.

кандидат технических наук, Мордовченко Д.Д.

Ведущая организация – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики

Защита диссертации состоится «\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2010 г. в \_\_\_\_\_ часов на заседании совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д 212.238.05 Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) по адресу: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке университета.

Автореферат разослан «\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2010 г.

Ученый секретарь  
совета по защите докторских и  
кандидатских диссертаций

Белов М.П.

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

### Актуальность работы.

Коррекция статических характеристик (КСХ) электропривода с вентильным двигателем (ЭПВД) с микроконтроллерным устройством управления (УУ) и синусоидальной формой токов статора позволяет снизить ток потребления и обеспечить линейность механических и регулировочных характеристик.

Достижение линейности статических характеристик преследует две цели: возможность построения разомкнутого по скорости электропривода, обеспечивающего регулирование скорости за счет внутреннего частотного управления (самосинхронизации) вентильного двигателя, и улучшение динамических характеристик электропривода, замкнутого по скорости.

Рассматриваемый метод КСХ является одним из видов векторного управления синхронными двигателями для обеспечения постоянства и максимизации электромагнитного момента за счет поддержания магнитного угла между потоками статора и ротора, равным 90 эл. градусов. Достоинством данного метода является возможность управления синхронным двигателем без измерения фазных токов и наличие только одного преобразования координат.

Теоретическую базу для исследования ЭПВД заложили А.К.Аракелян, А.Ю.Афанасьев, В.А.Балагуров, В.Н.Бродовский, Е.С.Иванов, А.М.Вейнгер, Д.А.Завалишин, А.А.Дубенский, Н.И.Лебедев, И.Е.Овчинников, Ш.И.Лутидзе, Д.В.Свечарник, Л.Я.Скороспешкин. Основы теории ЭПВД с векторным управлением разработали Г.Г.Соколовский, F.Blaschke, K.Hasse, W.Leonhard, P.Vas, B. K. Bose.

Разработке законов управления по  $d$ -входу для улучшения статических и динамических характеристик ЭПВД посвящены труды А.Г.Микерова, Д.Д.Мордовченко, В.В.Кочергина, Shigeo Morimoto, Yoji Takeda. Американские ученые Marc Bodson и John Chiasson исследовали методы ослабления поля синхронного двигателя как самостоятельные виды векторного управления, не требующие обратной связи по току.

Беленький Ю.М и Микеров А.Г разработали методику проектирования ЭПВД с синусоидальной формой токов статора. При использовании микроконтроллера (МК) данную методику необходимо дополнить методикой проектирования усилительно-преобразовательного устройства (УПУ), содержащего МК.

Для разработки методики проектирования УПУ с МК и методик КСХ необходимо иметь математическую модель электропривода, учитывающую влияние квантования в МК и инерционность усилителя мощности (УМ).

Математические модели ЭПВД, полученные в работах С.Г.Германа-Галкина, В.Д.Косулина, Г.Б.Михайлова, Н.И.Лебедева, В.К.Цаценкина Г.Г.Соколовского, Ю.В.Постникова, не учитывают влияние дискретизации в МК на характеристики электропривода. Однако экспериментальные данные, полученные В.В.Джанхотовым, исследовавшим ЭПВД с быстродействующим МК, доказывают невозможность пренебрежения инерционностью МК.

Анализ опубликованной литературы и учет задач, выдвигаемых практикой разработки и эксплуатации ЭПВД, позволяют считать, что разработка и экспериментальная проверка математической модели ЭПВД с МК и коррекцией статических характеристик, а также создание методики проектирования ЭПВД с МК относятся к актуальным научно-исследовательским задачам.

**Цель работы:** исследование способов коррекции статических характеристик и создание методики проектирования усилительно-преобразовательного устройства электроприводов малой мощности с вентильным двигателем на базе встраиваемых микроконтроллеров.

### Задачи исследования:

1. Разработка уточненной математической модели ЭПВД с цифровым устройством управления

2. Разработка методики цифровой коррекции статических характеристик ЭПВД, в которой учитывается влияние дискретизации МК и производится компенсация ее влияния.
3. Разработка методики проектирования усилительно-преобразовательного устройства ЭПВД с МК, в том числе, с учетом использования коррекции статических характеристик
4. Разработка численных алгоритмов коррекции статических характеристик для цифрового управления.
5. Экспериментальная проверка разработанных методик и алгоритмов.

#### **Методы исследования**

Исследование ЭПВД с МК и разработка методики проектирования УПУ выполнены с использованием теории функций комплексной переменной, теории гармонического анализа и теории автоматического управления.

Численные методы применяются в виде пакетов программ MathCad, Simulink. Обработка экспериментальных данных производится с применением программы Excel.

Оценка адекватности разработанных математических моделей и физической модели выполнена при проведении натуральных исследований экспериментального образца ЭПВД. При выполнении экспериментальных исследований использовалась программа-монитор est96, для изменения параметров модели, и программа sresplus, для спектрального анализа фазных токов ВД.

#### **Научные положения, выносимые на защиту:**

1. Математические модели ЭПВД с МК.
2. Законы цифровой коррекции статических характеристик ЭПВД с МК, обеспечивающие повышение электромагнитного момента, снижение потребляемого тока и линеаризацию статических характеристик.
3. Методика проектирования усилительно-преобразовательного устройства ЭПВД.

#### **Научная новизна.**

1. Предложены математические модели ЭПВД, отличающиеся от известных моделей рассмотрением двух инерционных элементов в составе УПУ, что позволяет учесть квантование в МК и инерционность УМ.
2. Сформулированы законы КСХ, обеспечивающие минимизацию фазных токов и линеаризацию регулировочных и механических характеристик ЭПВД с учетом особенностей цифрового управляющего устройства (УУ)
3. Разработана методика проектирования УПУ с МК, отличающаяся от известных методик процедурами расчета параметров цифрового УУ и датчика положения ротора, выбора алгоритма коррекции, учетом влияния квантования МК и ШИМ-усилителя на высшие гармоники фазных напряжений и токов ЭПВД.

#### **Практическая ценность** диссертационной работы состоит в следующем:

1. Выработаны рекомендации по применению законов КСХ, учитывающих инерционность МК и УМ.
2. Разработана методика проектирования УПУ с МК, обеспечивающая определение основных параметров микроконтроллерного УУ, реализацию КСХ, определение периода программного цикла, многокритериальный выбор МК, определение пульсаций фазных токов и программирование МК.
3. Разработаны структура и принципиальные схемы ЭПВД с МК, обеспечивающие КСХ.
4. Предложены алгоритмы и программы управления ЭПВД с цифровой коррекцией инерционности УПУ, обеспечивающие существенное улучшение энергетических показателей и линеаризацию характеристик электропривода.

#### **Достоверность научных выводов и рекомендаций.**

Достоверность научных выводов и рекомендаций, сформулированных в диссертации, подтверждаются корректным использованием математического аппарата теории автоматического управления и электрических машин, математическим моделированием, эксперимен-

тальными исследованиями макета, достаточной апробацией и публикациями полученных результатов.

При условии ничтожно малого периода дискретизации МК  $\tau=0$  разработанная в диссертации модель ЭПВД приводится к известной модели, полученной и апробированной в работах Г.Г.Соколовского, Ю.В.Постникова.

**Реализация результатов работы.** Теоретические положения, методика проектирования УПУ с МК использованы в НИР “Разработка теоретических основ и принципов создания новых электродинамических и электротехнологических процессов и эффективных систем управления и автоматизации для экономических и экологически безопасных комплексов” Шифр – ФЭА5К-М/САУ-54, Источник финансирования - федеральный бюджет РФ, Министерство образования РФ, Сроки - 1.01.2001-31.12.2003.

Материалы диссертации используются в учебном процессе СПбГЭТУ “ЛЭТИ”.

**Апробация результатов работы.** Основные положения диссертации были изложены:

- на 1-ой международной конференции «Мехатроника и Робототехника - 2000», ЦНИИ робототехники и технической кибернетики, Санкт-Петербург, май 2000;
- на XXIII научно-технической конференции им. Н.Н.Острякова, ФГУП «Электроприбор», 2002;
- на ежегодных научно-технических конференциях профессорско-преподавательского состава СПбГЭТУ;
- на семинаре секции “Электромеханические системы и средства управления ими” Международной энергетической академии и Российского научно-технического общества электротехники и электроэнергетики, 22.10.2009, СПб ИТМО.

#### **Публикации:**

По теме диссертации опубликовано 8 научных работ, из них – 7 статьей (4 статьи включены в перечень изданий, рекомендованных ВАК) и 1 работа – методическое пособие.

#### **Структура и объем диссертации.**

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, включающего 208 наименований и 7 приложений. Основная часть работы изложена на 194 страницах машинописного текста, иллюстрированного 66 рисунками и 5 таблицами.

## **СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ.**

**Во введении** обоснована актуальность темы диссертации, сформулированы цели, задачи и методы исследования, научная новизна, практическая значимость, достоверность и апробация результатов диссертации. Дана характеристика публикаций, структуры и объема работы.

**В первой главе** разрабатывается математическая модель двухфазного ЭПВД с МК, показанного на рис.1, без КСХ ( $u_d = 0$ ). Получено новое описание ЭПВД, учитывающее эффекты квантования сигналов по уровню и дискретизации по времени в виде эквивалентной постоянной времени МК  $\tau$ .

Исходными являются следующие уравнения установившегося режима работы ЭПВД, полученные при обычных допущениях (принятых в работах А.Г.Микерова, Г.Г.Соколовского):

$$u_{sq} = k_y \frac{u_q - \omega T_y u_d}{1 + \omega^2 T_y^2}, \quad u_{sd} = k_y \frac{u_d + \omega T_y u_q}{1 + \omega^2 T_y^2} \quad (1)$$

$$i_{sq} = \frac{u_{sq} - \omega T_\phi u_{sd} - C_E \Omega}{R_\phi (1 + \omega^2 T_\phi^2)}, \quad i_{sd} = \frac{u_{sd} + \omega T_\phi (u_{sq} - C_E \Omega)}{R_\phi (1 + \omega^2 T_\phi^2)}; \quad (2)$$

$$M = C_M i_{sq}; \quad (3)$$

$$M = M_H, \quad (4)$$

где  $u_\alpha, u_\beta$  - сигналы на выходе ПК;  $u_d, u_q$  - проекции напряжения управления на оси вращающейся системы координат;  $k_y$  - статический коэффициент передачи УПУ;  $T_y$  - постоянная времени УМ;  $i_{sd}, i_{sq}, u_{sd}, u_{sq}$  - проекции фазных токов и напряжений на оси вращающейся системы координат;  $\omega$  - угловая электрическая частота;  $\Omega$  - угловая механическая частота вращения ротора;  $T_\phi = L_\phi/R_\phi$  - электромагнитная постоянная времени фазы обмотки;  $L_\phi, R_\phi$  - индуктивность и активное сопротивление фазы обмотки статора;  $C_E = p\omega\Phi_r$  - коэффициент ЭДС;  $C_M = p\omega\Phi_r$  - коэффициент момента, приведенный к фазе;  $M$  - электромагнитный момент;  $M_H$  - момент нагрузки, учитывающий момент холостого хода.

Уравнения (1), образующие модель УПУ (в дальнейшем называемую моделью 1), не учитывают влияние инерционности МК на статические характеристики ЭПВД.

При формировании гармонического сигнала в МК имеет место фазовое смещение первой гармоники  $u'_\alpha$  ступенчатого сигнала  $u_\alpha^*$  на выходе МК относительно момента программной генерации гармонической функции  $u_\alpha$  (рис.2).

Время  $\tau$  запаздывания сигнала  $u'_\alpha$  относительно  $u_\alpha$ , равное половине периода дискретизации, обуславливает инерционность МК. Для учета этой инерционности МК представлен как звено чистого запаздывания с передаточной функцией  $e^{-p\tau}$ .

В диссертации уравнения (1) – (4) дополнены двумя новыми математическими моделями УПУ. В одной из них МК и УМ представляются в виде последовательного соединения двух апериодических звеньев первого порядка (модель 2). При этом проекции фазных напряжений принимают вид:

$$\begin{cases} u_{sq} = k_y \frac{(1 + \omega^2 \tau T_y) u_q - \omega(\tau + T_y) u_d}{(1 + \omega^2 \tau T_y)(1 - \omega^2 \tau T_y) + \omega^2 (\tau + T_y)^2} \\ u_{sd} = k_y \frac{(1 - \omega^2 \tau T_y) u_d + \omega(\tau + T_y) u_q}{(1 + \omega^2 \tau T_y)(1 - \omega^2 \tau T_y) + \omega^2 (\tau + T_y)^2} \end{cases} \quad (5)$$

где  $\tau$  - эквивалентная постоянная времени МК.

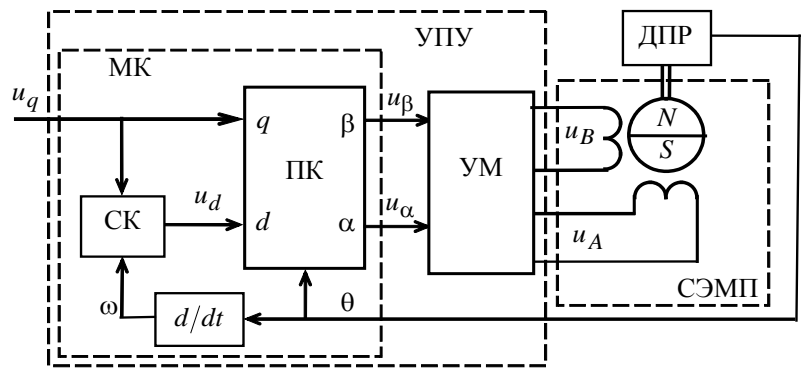


Рис.1. – ЭПВД с микроконтроллером и коррекцией статических характеристик.

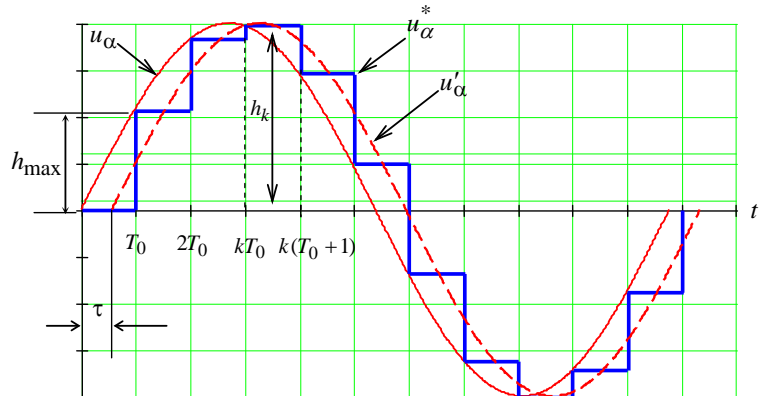


Рис.2 – Формирование гармонического управляющего сигнала в МК.

В другой модели (модель 3) МК представляется звеном чистого запаздывания, а УМ - аperiodическим звеном первого порядка. Тогда:

$$\begin{cases} u_{sq} = k_y \frac{(u_q - \omega T_y u_d) \cos \omega \tau - (u_d + \omega T_y u_q) \sin \omega \tau}{1 + \omega^2 T_y^2} \\ u_{sd} = k_y \frac{(u_q - \omega T_y u_d) \sin \omega \tau + (u_d + \omega T_y u_q) \cos \omega \tau}{1 + \omega^2 T_y^2} \end{cases} \quad (6)$$

Модель 2, описываемая уравнениями (4) является более простой, по сравнению с моделью 3, но содержит методическую погрешность, обусловленную мнимым амплитудным подавлением. Однако, при значениях  $\omega \tau \ll 1$ , величина методической погрешности незначительна (при  $\omega \tau = 0,1$  погрешность  $\delta = 0,5\%$ ). При  $\tau = 0$  уравнения (4) и (5) обращаются к известным уравнениям УПУ (1).

Уравнения статических характеристик ЭПВД, полученные для различных моделей УПУ, сведены в табл.1, где введены следующие обозначения: 1 – известная модель, учитывающая инерционность УПУ в виде одной постоянной времени; 2, 3 – новые модели УПУ, соответствующие уравнениям (5) и (6),  $M^* = M/M_{\Pi}$  – приведенный к пусковому значению момент;  $\Omega^* = \Omega/\Omega_{x0}$  – механическая скорость, приведенная к номинальной скорости холостого хода,  $\Omega_x^* = \Omega_x/\Omega_{x0}$  – скорость холостого хода, приведенная к номинальному значению,  $I_{\Phi x}^* = I_{\Phi x}/I_{\Pi}$  – приведенный к пусковому значению фазный ток идеального холостого хода,  $I_{\Phi x}^* = I_{\Phi}/I_{\Pi}$  – приведенное значение фазного тока при нагрузке.

Табл.1. – Статические характеристики ЭПВД.

Характеристика	Мат. модель УПУ	Уравнение
1	2	3
Механическая характеристика	Модель 1 (известная)	$M^* = \frac{1}{1 + \omega^2 T_{\Phi}^2} \left[ \frac{1 - \omega^2 T_{\Phi} T_y}{1 + \omega^2 T_y^2} - \Omega^* \right]$
	Модель 2 (новая)	$M^* = \frac{1}{1 + \omega^2 T_{\Phi}^2} \left[ \frac{1 + \omega^2 \tau T_y - \omega^2 T_{\Phi} (\tau + T_y)}{1 - \omega^4 \tau^2 T_y^2 + \omega^2 (\tau + T_y)^2} - \Omega^* \right]$
	Модель 3 (новая)	$M^* = \frac{1}{1 + \omega^2 T_{\Phi}^2} \left[ \frac{(1 - \omega^2 T_y T_{\Phi}) \cos \omega \tau - \omega (T_y + T_{\Phi}) \sin \omega \tau}{1 + \omega^2 T_y^2} - \Omega^* \right]$
Регулировочная характеристика	Модель 1	$u_q^* = \Omega_x^* (1 + \omega^2 T_y^2)$
	Модель 2	$u_q^* = \Omega_x^* \frac{1 - \omega^4 \tau^2 T_y^2 + \omega^2 (\tau + T_y)^2}{1 + \omega^2 \tau T_y}$
	Модель 3	$u_q^* = \Omega_x^* \frac{1 + \omega^2 T_y^2}{\cos(\omega \tau) - \omega T_y \sin(\omega \tau)}$

1	2	3
Характеристика фазного тока	Модель 1	$I_{\Phi x}^* = \frac{\omega T_y}{1 + \omega^2 T_y^2}, I_{\Phi}^* = \sqrt{\frac{u_q^{*2} - 2u_q^* \Omega^* + \Omega^{*2}(1 + \omega^2 T_y^2)}{(1 + \omega^2 T_y^2)(1 + \omega^2 T_{\Phi}^2)}}$
	Модель 2	$I_{\Phi x}^* = \frac{\omega(\tau + T_y)}{1 + \omega^4 \tau^2 T_y^2 - \omega^2(\tau + T_y)^2}$
	Модель 3	$I_{\Phi}^* = \sqrt{\frac{u_q^{*2} - 2u_q^* \Omega^* (\cos \omega \tau - \omega T_y \sin \omega \tau) + \Omega^{*2}(1 + \omega^2 T_y^2)}{(1 + \omega^2 T_y^2)(1 + \omega^2 T_{\Phi}^2)}}$
Погрешность линейности	Модель 1	$\delta \Omega = \frac{\omega^2 T_y^2}{1 + \omega^2 T_y^2}$
	Модель 2	$\delta \Omega = \frac{\omega^2(\tau + T_y)^2 - \omega^2 \tau T_y - \omega^4 \tau^2 T_y^2}{1 - \omega^4 \tau^2 T_y^2 + \omega^2(\tau + T_y)^2}$
	Модель 3	$\delta \Omega = 1 - \frac{\cos \omega \tau - \omega T_y \sin \omega \tau}{1 + \omega^2 T_y^2}$

Графики статических характеристик ЭПВД, построенные для моделей 1 и 3 по уравнениям табл.1, показаны на рис.3 линиями 1,3.

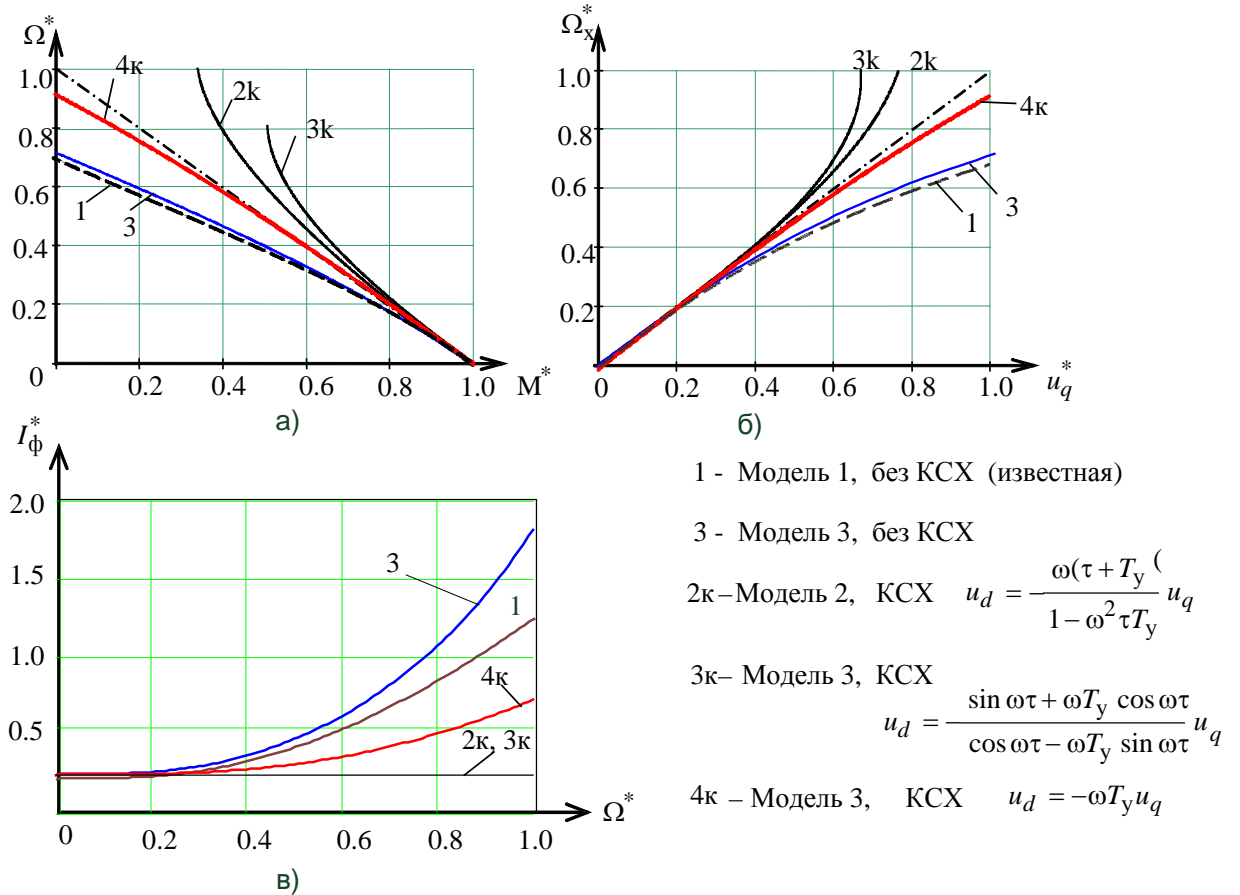


Рис.3 – Статические характеристики ЭПВД с МК при  $\omega_{x0} = 1000$  рад/с,

$$T_{\Phi} = 0, \omega \tau = \omega T_y = 0.5.$$



При построении характеристик по уравнениям таблицы 1 используется подстановка  $\omega = \omega_{x0} \Omega^*$ , где  $\omega_{x0}$  – частота тока холостого хода.

Анализ новых статических характеристик (модели 2, 3) показал, что для значений  $\omega\tau = \omega T_y \leq 0.5$  механические и регулировочные характеристики несущественно (5..10%) отличаются от характеристик, построенных по известной модели (модели 1).

Анализ токовых характеристик (рис.3.в) показывает, что переход от известного приближенного описания УПУ апериодическим звеном первого порядка (модель 1) к предложенному описанию УПУ в виде двух звеньев по модели 3 дает увеличение точности при частоте  $\omega\tau = \omega T_y = 0.5$  на 30%.

Нелинейность механических и регулировочных характеристик ЭПВД (табл.1) возрастает с увеличением частоты тока  $\omega$ , например, при увеличении частоты вдвое, при  $\tau = T_y = 0.5$ мс, увеличение нелинейности составляет 25%.

Из полученных выражений для статических характеристик ЭПВД видно, что при учете инерционности МК и УМ в модели 2, описывающей МК апериодическим звеном первого порядка, постоянные времени  $\tau$  и  $T_y$  оказывают одинаковое влияние на характеристики.

При учете инерционности МК и УМ в модели 3, описывающей МК звеном чистого запаздывания, влияние постоянной времени МК  $\tau$  сильнее по сравнению с постоянной времени УМ  $T_y$ . Например, при  $\omega\tau = 1$ ,  $\omega T_y = 0$  значение тока холостого хода составляет 0.84, а при  $\omega\tau = 0$ ,  $\omega T_y = 1$  – значение составляет 0.5, то есть уменьшается в 1.7 раза.

**Во второй главе** на основании математических моделей, полученных в главе 1, разрабатываются законы коррекции статических характеристик ЭПВД, учитывающие влияние дискретизации сигналов в МК и обеспечивающие ее компенсацию.

Для двух новых математических моделей 2 и 3, рассмотренных в главе 1, исходя из условия  $u_{sd} = 0$ , получены законы управления, необходимые для минимизации фазных токов ЭПВД:

$$u_d = -\frac{\omega(\tau + T_y)}{1 - \omega^2 \tau T_y} u_q, \quad (7)$$

$$u_d = -\frac{\sin \omega\tau + \omega T_y \cos \omega\tau}{\cos \omega\tau - \omega T_y \sin \omega\tau} u_q. \quad (8)$$

В результате получены уравнения статических характеристик для ЭПВД с блоком СК (рис.1), представленные в табл.2.

Анализ уравнений электромагнитного момента в табл.2 позволяет сделать вывод о том, что при введении управления по  $d$ -входу ПК устраняется влияние электромагнитной постоянной времени  $T_\phi$  на регулировочные характеристики холостого хода.

Для линеаризации статических характеристик ЭПВД с МК предложен способ приближенной коррекции, при котором применяется известный закон управления

$$u_d = -\omega T_y u_q, \quad (9)$$

являющийся частным случаем законов (7), (8) при  $\tau = 0$ . При подстановке (9) в уравнения (6) модели 3 получены уравнения УПУ для случая приближенной коррекции характеристик ЭПВД с МК:

$$\begin{aligned} u_{sq} &= k_y u_q \cos \omega\tau \\ u_{sd} &= k_y u_q \sin \omega\tau \end{aligned} \quad (10)$$

Табл.2 – Статические характеристики ЭПВД с КСХ.

Характеристика	Мат.модель УПУ	Уравнение
Механическая	Модель 1к	$M^* = \frac{1}{1 + \omega^2 T_\phi^2} [1 - \Omega^*]$
	Модель 2к	$M^* = \frac{1}{1 + \omega^2 T_\phi^2} \left[ \frac{1}{1 - \omega^2 \tau T_y} - \Omega^* \right]$
	Модель 3к	$M^* = \frac{1}{1 + \omega^2 T_\phi^2} \left[ \frac{1}{\cos \omega \tau - \omega T_y \sin \omega \tau} - \Omega^* \right]$
Регулировочная	Модель 1к	$\Omega_x^* = u_q^*$
	Модель 2к	$u_q^* = \Omega_x^* (1 - \omega^2 \tau T_y)$
	Модель 3к	$u_q^* = \Omega_x^* [\cos(\omega \tau) - \omega T_y \sin(\omega \tau)]$
Погрешность линейности	Модель 1к	$\delta \Omega = 1 - \cos \omega \tau$
	Модель 2к	$\delta \Omega = \frac{\omega^2 \tau T_y}{1 - \omega^2 \tau T_y}$
	Модель 3к	$\delta \Omega = 1 - \frac{1}{\cos \omega \tau - \omega T_y \sin \omega \tau}$

Подстановка (10) в (2), с учетом (3) и при  $\omega T_\phi = 0$ , дает уравнения механической и регулировочной характеристик ЭПВД при КСХ (9) :

$$M^* = \cos \omega \tau - \Omega^* , \quad (11)$$

$$u_q^* = \frac{\Omega^*}{\cos \omega \tau} \quad (12)$$

Уравнениям (11), (12), соответствуют кривые 4к на рис.3, имеющие заметно лучшее приближение к линейным законам (штрих-пунктирные линии) по сравнению с характеристиками (кривые 2к, 3к), полученными при применении законов коррекции (7), (8). Уравнения (10) – (12) позволяют определить влияние неучтенной при применении закона (9) постоянной времени МК  $\tau$  на остаточную нелинейность статических характеристик.

В результате анализа предложенных законов управления сформулированы рекомендации: известная формула коррекции (9) применима для ЭПВД с МК для линеаризации статических характеристик при условии  $\tau < T_y$  ; методику, основанную на представлении МК апериодическим звеном первого порядка с эквивалентной постоянной времени  $\tau$ , использующую закон управления (7), целесообразно применять для коррекции токов при преимущественном влиянии инерционности УМ ( $T_y > \tau$ ) и выполнении условия  $\omega(\tau + T_y) < 1$  ; методика, основанная на представлении МК звеном чистого запаздывания, использующая закон управления (8), применима для коррекции токов при  $\tau \geq T_y$  и значениях  $\omega \tau < \pi/2$  .

**В третьей главе** разрабатывается методика проектирования УПУ, обеспечивающая коррекцию статических характеристик и учет высших гармоник, обусловленных квантованием сигналов в МК и в ШИП.

При создании новой методики проектирования УПУ решаются следующие задачи:

1. Предлагается способ оценки периода программного цикла МК;
2. Определяется условие пренебрежения квантованием в МК, обусловленным конечной разрядностью МК;
3. Разрабатывается способ учета влияния квантования в МК, обусловленного конечным быстродействием МК, на пульсации управляющих сигналов на входе УМ;
4. Разрабатывается методика учета влияния вида и параметров синусоидальной модуляции в ШИП на спектральный состав фазных напряжений и токов;
5. Предлагается способ совместного учета влияния конечного быстродействия МК и дискретизации в ШИП на пульсации фазных напряжений и токов.
6. Предлагается новый алгоритм численного дифференцирования сигналов от синусо-косинусных датчиков угла для косвенного определения частоты фазных токов, информация о которой необходимо для реализации КСХ;

Для сравнения эффективности различных МК при управлении ЭПВД период программного цикла  $T_p$  вычисляется суммированием времен выполнения математических операций, используемых в алгоритме управления:

$$T_p = n_{add} \cdot t_{add} + n_{sub} \cdot t_{sub} + n_{mul} \cdot t_{mul} + n_{div} \cdot t_{div} \quad (13)$$

где  $n_{add}$ ,  $n_{sub}$ ,  $n_{mul}$ ,  $n_{div}$  – количества операций сложения, вычитания, умножения и деления;  $t_{add}$ ,  $t_{sub}$ ,  $t_{mul}$ ,  $t_{div}$  – времена выполнения соответствующих команд.

В работах Д.Д.Мордовченко показано, что с учетом необходимости выполнения задач статической и динамической коррекции, защиты и диагностики период программного цикла  $T_p$ , отводимый для выполнения основного алгоритма управления ЭПВД (преобразование координат и ввод-вывод информации), не должен превышать 10% от периода дискретизации  $T_0$ .

Поэтому, оценку периода дискретизации МК, предлагается производить по формуле:

$$T_0 = 10 \cdot (T_p + n \cdot t_a + m \cdot t_{int}), \quad (14)$$

где  $T_p$  вычисляется по формуле (13);  $n$  – суммарное количество операций сложения, вычитания, умножения и деления, в численном алгоритме управления ВД;  $t_a$  – время доступа к внешней памяти МК;  $m$  – количество различных источников диспетчерских прерываний, задействованных в программе;  $t_{int}$  – время реакции на запрос диспетчерского прерывания. Выражения (13), (14) позволяют провести оценку программной задержки без написания алгоритма на языке микроконтроллера, на этапе выбора МК без необходимости ознакомления с языком программирования и системой команд.

Условие пренебрежения ограниченной разрядностью МК по сравнению с его ограниченным быстродействием следует из рис.2 и записывается в виде:  $h_{max} \gg \delta$ , где  $h_{max} = \omega_1 T_0$  – максимальная высота ступеньки дискретизированной синусоиды, приведенная к

амплитуде синусоиды (рис.2);  $\delta = \frac{1}{2^n - 1}$  – величина кванта, приведенная к диапазону

изменения амплитуды управляющей синусоиды, причем  $n = \min(n_{aцп}, n_{шим})$ .

В результате получено выражение для минимально допустимой разрядности МК, при которой возможно не учитывать влияние конечной разрядности МК на пульсации сигнала на

выходе МК:  $n_{min} = \log_2 \left( \frac{10}{\omega_1 T_0} + 1 \right)$

Ступенчатый сигнал, показанный на рис.2, представляется в виде суммы прямоугольных импульсов, число которых равно числу  $N$  интервалов дискретизации, приходящихся на период гармонического сигнала  $u_\alpha$ . Каждой ступеньке соответствует один импульс. Импульс с номером  $k$  существует в интервале времени от  $t_1 = kT_0$  до  $t_2 = (k+1)T_0$ . Высота  $h_k$   $k$ -того импульса равна  $h_k = \sin(\omega kT_0)$ . При разложении в ряд Фурье  $k$ -тый импульс пред-

ставляется в виде конечной суммы гармоник:  $x_k(t) = \sum_{v=1}^n x_{kv}(t)$ ,

где  $x_{kv} = A_v \sin(v\omega t + \varphi_v)$  – гармоника  $v$ -того порядка, которую содержит  $k$ -тый импульс,  $n$  – число учтенных гармоник. Гармоника  $x_{kv}(t)$  представляется в виде суммы  $x_{kv}(t) = a_{kv} \cdot \cos(v\omega t) + b_{kv} \cdot \sin(v\omega t)$ , которая дает наилучшее приближение к  $k$ -тому импульсу при условии, что  $v$ -тая гармоника  $k$ -того импульса  $x_{kv}(t)$  вычисляется с использованием коэффициентов Фурье:

$$a_{kv} = \frac{2}{T_0} \int_{t_1}^{t_2} f_k(t) \cdot \cos(v\omega t) dt, \quad b_{kv} = \frac{2}{T_0} \int_{t_1}^{t_2} f_k(t) \cdot \sin(v\omega t) dt. \quad (15)$$

После подстановки  $f_k = h_k$  в формулы (15) для  $a_{kv}$   $b_{kv}$  и интегрирования, получены формулы для вычисления амплитуд квадратурных сигналов для  $v$ -той гармоники  $k$ -того импульса:

$$a_{kv} = \frac{A}{v\pi} \cdot \{\sin[v\omega(k+1)T_0] - \sin(v\omega kT_0)\}; \quad b_{kv} = \frac{A}{v\pi} \cdot \{-\cos[v\omega(k+1)T_0] + \cos(v\omega kT_0)\} \quad (16)$$

Амплитуды квадратурных сигналов, соответствующих сумме  $N$ -импульсов, для гармоники порядка  $v$  определяются суммированием амплитуд квадратурных сигналов, найденных для отдельных импульсов:

$$a_v = \sum_{k=0}^{N-1} a_{kv}; \quad b_v = \sum_{k=0}^{N-1} b_{kv}, \quad (17)$$

а угол фазового сдвига гармоники  $v$ -того порядка находится по формуле  $\varphi_v = \arctg \frac{b_v}{a_v}$ .

Для учета влияния квантования в ШИП используется разложение в ряд Фурье синусоидального ШИМ-сигнала. При этом для нахождения коэффициентов  $a_{kv}$ ,  $b_{kv}$  в качестве пределов  $t_1$ ,  $t_2$  подставляются временные координаты переднего и заднего фронтов  $k$ -того ШИМ-импульса. Местоположение и длительность импульсов синусоидальной ШИМ зависит от вида модуляции. Найдены коэффициенты конечного ряда Фурье для четырех основных видов ШИМ, применяемых при модуляции гармонических сигналов: двуполярной фронтальной, двуполярной центрированной, однополярной фронтальной и однополярной центрированной.

При суммировании пульсаций, возникающих в МК и ШИП, принято допущение, что МК и ШИП являются линейными звеньями. Учет пульсаций, даваемых ими, ведется с использованием принципа суперпозиции.

При использовании в качестве усилителя мощности ШИП квантование управляющих сигналов ЭПВД осуществляется в последовательно включенных блоках МК и ШИП, которые имеют различные значения частоты дискретизации. Каждому блоку соответствует свое число выборок на период синусоидального сигнала. Обозначим эти числа как  $N_1$  и  $N_2$ . При этом коэффициенты ряда Фурье для каждого из блоков определяются следующим образом:

$$a_{v1} = \sum_{k=0}^{N_1-1} a_{kv1}, \quad b_{v1} = \sum_{k=0}^{N_1-1} b_{kv1}; \quad a_{v2} = \sum_{k=0}^{N_2-1} a_{kv2}, \quad b_{v2} = \sum_{k=0}^{N_2-1} b_{kv2}, \quad (18)$$

где  $a_{v1}$ ,  $b_{v1}$  – коэффициенты Фурье для  $v$ -той гармоники, вносимой МК;  $a_{v2}$ ,  $b_{v2}$  – для  $v$ -той гармоники, вносимой ШИП;  $a_{kv1}$ ,  $b_{kv1}$  – для  $v$ -той гармоники  $k$ -той ступеньки дискретизации, выполняемой МК, определяемые по формулам (21);  $a_{kv2}$ ,  $b_{kv2}$  – для  $v$ -той гармоники  $k$ -той ступеньки дискретизации, производимой ШИП.

Для нахождения суммарных пульсаций на выходе ШИП суммируем амплитуды  $a_{v2}$ ,  $b_{v2}$  гармоник ШИП со значениями амплитуд  $a_{v12}$ ,  $b_{v12}$  гармоник МК, приведенными к выходу ШИП:

$$a_v = k_2(v)a_{v1} + a_{v2}, \quad b_v = k_2(v)b_{v1} + b_{v2}. \quad (19)$$

Формулы (18), (19) позволяют определить спектральный состав и коэффициент несинусоидальности фазных напряжений ЭПВД.

На основании математических моделей ЭПВД, разработанных в главе 1 и уравнений статических характеристик ЭПВД с блоком СК, рассмотренных в главе 2, получены уравнения для первой гармоники фазных токов для моделей 1 и 3, приведенные в табл.3.

Табл.3

Мат. модель	Уравнение
Модель 1, без КСХ	$I_1 = \frac{1}{R_\phi} \sqrt{\frac{U_1^2(1 + \omega^2 T_y^2) - 2U_1 \sqrt{1 + \omega^2 T_y^2} C_E \Omega + C_E^2 \Omega^2 (1 + \omega^2 T_y^2)}{(1 + \omega^2 T_y^2)(1 + \omega^2 T_\phi^2)}}$
Модель 3, без КСХ	$I_1 = \frac{1}{R_\phi} \sqrt{\frac{U_1^2(1 + \omega^2 T_y^2) - 2U_1 \sqrt{1 + \omega^2 T_y^2} C_E \Omega (\cos \omega \tau - \omega T_y \sin \omega \tau) + C_E^2 \Omega^2 (1 + \omega^2 T_y^2)}{(1 + \omega^2 T_y^2)(1 + \omega^2 T_\phi^2)}}$
Модели 1, 2, 3, с КСХ	$I_1 = \frac{U_1 - C_E \Omega}{R_\phi \sqrt{1 + \omega^2 T_\phi^2}}$
Модели 1, 2, 3	$I_v(\omega) = \frac{U_v}{R_\phi \sqrt{1 + v^2 \omega^2 T_\phi^2}}$

Для расчета высших гармоник тока по найденным гармоникам фазных напряжений для моделей 1,2,3 используется уравнение для цепи фазы обмотки статора, составленное для высших гармоник токов и напряжений, и имеющее вид  $u_v = R_\phi i_v + L_\phi \frac{di_v}{dt}$ , где  $u_v$ ,  $i_v$  – мгновенные значения  $v$ -тых гармоник фазного напряжения и тока.

Уравнения для фазного тока при коррекции характеристик одинаковы для любой из трех моделей ЭПВД, рассмотренных в главе 1.

Полученная методика проектирования УПУ включает алгоритмы: оценки программного цикла  $T_p$  и периода дискретизации МК  $T_0$ ; выбора МК (разрядности и необходимых периферийных блоков) на основании диапазона рабочих частот и требуемой точности статических характеристик ЭПВД; определения пульсаций фазных напряжений и токов, вызванных квантованием в МК и дискретностью ШИП; вычисления пульсаций фазных напряжений и токов для структур ЭПВД с микроконтроллером и линейным УМ, ЭПВД с микроконтроллером и ШИП, при отсутствии и при введении коррекции статических характеристик, для различных видов ШИМ.

**В четвертой главе** выполнены разработка численных алгоритмов коррекции статических характеристик ЭПВД с МК и экспериментальная проверка разработанных в диссертации методик и алгоритмов.

Экспериментальная установка для определения регулировочных характеристик ЭПВД включает (рис.4): МК – микроконтроллер INTEL 80C196МС; ПК1 – персональный компьютер для программирования МК, с клавиатуры которого осуществляется изменение параметров коррекции; ПК2 – персональный компьютер со звуковой платой SB и программой Sspecplus, используемой для анализа спектра тока статора; ЛУМ – линейный усилитель мощности; Ш1, Ш2 – измерительные шунты сопротивлением 0.03 Ом; ВТ – вращающийся трансформатор ВТ-60; ТГП – тахогенератор постоянного тока; УВ – усилитель напряжения возбуждения; МУ – масштабирующий усилитель; А – амперметр для измерения суммарного тока потребления двигателя; БП – блок питания  $\pm 27$  В. Синхронный электромеханический преобразователь ДБМ-63 соединен с тахогенератором через понижающий редуктор Р.

Микроконтроллер экспериментальной установки решает задачи непрерывного управления и коррекции статических характеристик ЭПВД.

Для реализации алгоритма цифровой коррекции инерционности определены значения постоянных времени  $\tau$  и  $T_y$ . Величина постоянной времени ЛУМ определяется экспериментально по частотным характеристикам (амплитудно-частотной и фазочастотной). Получены следующие значения постоянных времени:  $\tau = 0.125$  мс,  $T_y = 1$  мс.

Коррекция статических характеристик ЭПВД произведена для случая  $T_\phi \ll T_y$ . Для выполнения этого условия в качестве СЭМП экспериментального ЭПВД выбрана синхронная машина с гладким статором ДБМ-63, ( $T_\phi = 0.05$  мс). Для линеаризации статических характеристик использовался способ коррекции по формуле (9), применение которого обосновано в главе 2.

Регулировочные характеристики (зависимости скорости ВД от напряжения управления), показанные на рис.5.а снимались без КСХ и при КСХ.

Без коррекции регулировочная характеристика существенно нелинейна и насыщается с увеличением напряжения управления. При коррекции  $T_k = T_y = 1$  мс экспериментальная регулировочная характеристика, показанная точками, достигла линейной характеристики идеализированного ЭПВД (линия 2): отличие составило 15%. При этом наблюдалось увеличение скорости двигателя у с 670 об/мин до 1200 об/мин, т.е., 44%.

Теоретическая кривая, построенная по ур. (12) практически совпала с идеализированной характеристикой (линия 2): экспериментальные точки, соответствующие коррекции

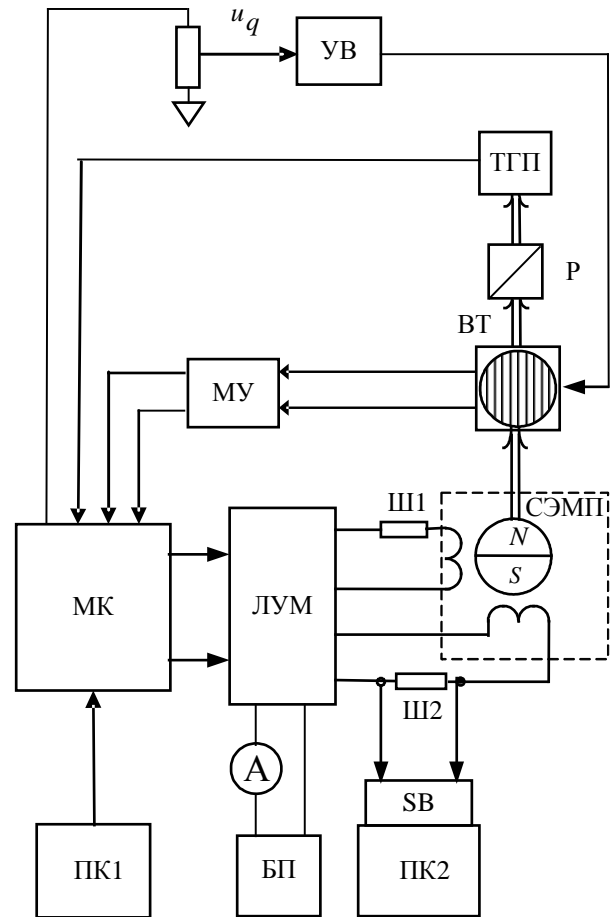


Рис.4 – Функциональная схема экспериментальной установки.

$T_K = T_Y = 1$  мс, с точностью 15% совпадают с теоретической линией.

Для измерения амплитудного значения первой гармоники фазного тока сигналы от шунта одной из фаз были поданы на вход звуковой платы компьютера ПК2 (рис.4). С помощью программы-анализатора спектра Sresplus были определены действующие значения всех гармоник фазного тока. На рис.5.б представлены зависимости первой гармоники фазного тока от скорости двигателя. При введении коррекции  $T_K = T_Y = 1$  мс амплитуда первой гармоники фазного тока  $I_{\phi 1}$  уменьшается вдвое.

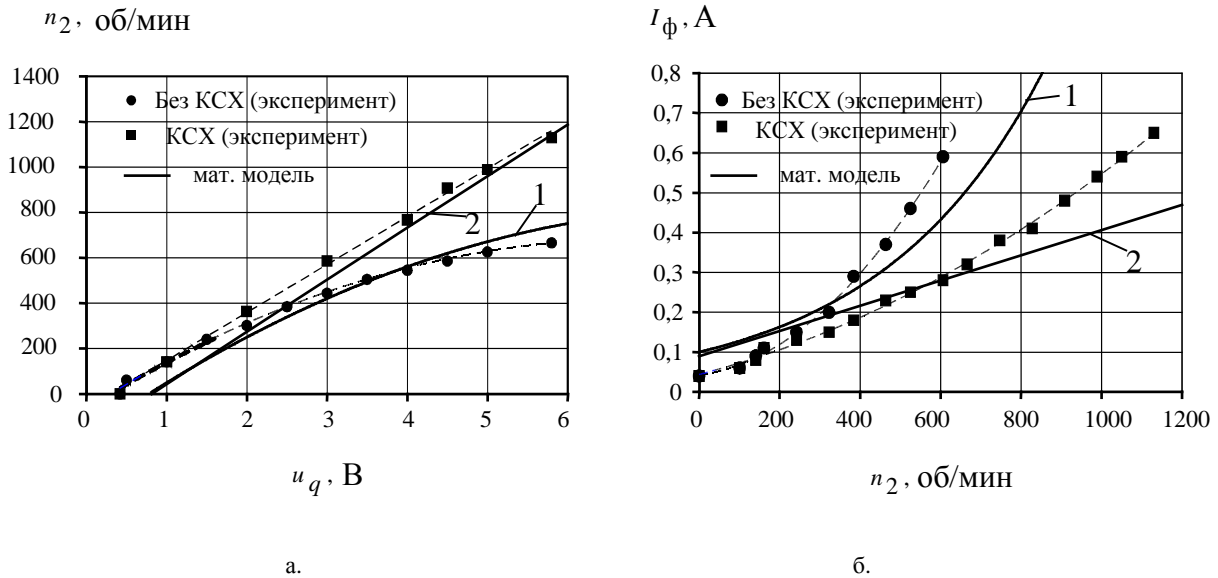


Рис.5 - Экспериментальные характеристики ЭПВД с МК.

а) - регулировочные характеристики; б) - зависимость фазного тока от скорости.

В результате анализа экспериментальных характеристик и рассмотрения численной реализации алгоритма коррекции (9) сформулированы практические рекомендации по линеаризации статических характеристик ЭПВД с ЛУМ для неблагоприятного случая, когда  $\tau$  и  $T_Y$  имеют один порядок значимости: формировать управляющие сигналы по таблицам синусов и косинусов, заложенным в памяти МК; при применении приближенной коррекции по закону (9) остаточную нелинейность компенсировать смещением фаз управляющих сигналов, обеспечиваемым упреждающей выборкой значений из таблиц; для точной реализации алгоритмов КСХ использовать МК, поддерживающий выполнение математических операций с плавающей запятой.

## ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Разработаны математические модели электропривода с вентильным двигателем и микроконтроллерным управлением, отличающиеся от известных моделей с аналоговыми устройствами управления учетом квантования микроконтроллера по времени и по уровню. Первая (упрощенная) модель описывает микроконтроллер в виде апериодического звена первого порядка. Вторая (уточненная) модель рассматривает микроконтроллер как звено чистого запаздывания, вносящее фазовое запаздывание сигнала управления, равное половине периода дискретизации.

2. Получены новые законы коррекции статических характеристик электропривода с вентильным двигателем малой мощности при управлении по оси  $d$ , обеспечивающие минимизацию фазных токов и линеаризацию статических характеристик электропривода с микроконтроллерным управлением. При этом показано следующее:

- Закон коррекции, полученный при описании микроконтроллера аperiodическим звеном первого порядка, целесообразно применять для минимизации токов при условиях  $\tau < T_y$ ,  $\omega\tau \ll 1$ , поскольку при этом уменьшается величина динамического коэффициента

усиления  $\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}$ , являющегося причиной возникновения методической ошибки.

- Чем больше расхождение между значениями времени чистого запаздывания микроконтроллера  $\tau$  и постоянной времени усилителя мощности, тем эффективней работает коррекция, полученная по упрощенной формуле (7).

- При преимущественном влиянии инерционности микроконтроллера, когда  $\tau > T_y$ , для минимизации токов целесообразно применять закон управления (8), полученный при описании МК с помощью звена чистого запаздывания. Область применения коррекции по уточненной линейной модели ограничена частотами  $\omega\tau < \pi/2$ .

- При введении управления по оси  $d$ , удовлетворяющего критерию минимизации тока, для электропривода с вентильным двигателем и цифровым управлением имеет место существенная остаточная нелинейность, причем погрешность линейности меняет свой знак с «-» на «+».

- Для линеаризации статических характеристик ЭПВД при  $\tau < T_y$  необходимо применять приближенный закон управления (9), не учитывающий влияние  $\tau$ . Получена аналитическая оценка остаточной нелинейности при применении приближенного закона управления для ЭПВД с МК

3. Предложен алгоритм косвенного измерения частоты вращения ротора электропривода с вентильным двигателем и синусно-косинусным преобразователем угла посредством численного дифференцирования сигнала углового положения ротора, обладающий более высоким быстродействием по сравнению с известным алгоритмом.

4. Разработана новая методика проектирования усилительно-преобразовательного устройства, которая учитывает влияние высших гармоник, обусловленных дискретизацией сигнала углового положения ротора в микроконтроллере и квантованием в ШИП. Методика также учитывает время доступа микроконтроллера к памяти данных, время выполнения диспетчерского прерывания, время выполнения алгоритма косвенного измерения скорости и обеспечивает использование известной методики проектирования бесконтактного моментного привода с аналоговым управлением для проектирования электропривода с вентильным двигателем и микроконтроллерным управлением.

5. Разработаны численные алгоритмы и программы управления электроприводом с вентильным двигателем и коррекции статических характеристик. Создана экспериментальная установка на базе микроконтроллера INTEL 80C196MC и синхронного электромеханического преобразователя ДБМ-63, обеспечивающая работу электропривода в режиме непрерывного управления и проверку новых методик цифровой коррекции статических характеристик.

6. Получены экспериментальные регулировочные характеристики электропривода с вентильным двигателем при отсутствии коррекции и при введении коррекции, подтвердившие эффективность разработанных законов цифровой коррекции для уменьшения потребляемых токов и линеаризации статических характеристик.



## ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

### **В научных журналах и изданиях рекомендованных ВАК:**

1. Самохвалов Д.В.. Математическая модель электропривода с вентильным двигателем и цифровой коррекцией статических характеристик. [текст] / «Известия вузов. Электромеханика». – №4,– 2009, сс.70-76
2. Самохвалов Д.В. Электромеханическая автокоррекция взаимного наведения оптических приемопередатчиков инфракрасного канала связи [Текст] / Д.Г.Изотов, А.Г.Микеров, Д.В.Самохвалов, М.Н.Мустафа // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Сер. "Электротехнология, электротехника и электромеханика". - 2000. - Вып. 1. - с. 40-44.
3. Самохвалов Д.В. Цифровая коррекция статических характеристик исполнительных вентильных двигателей. [текст] / А.Г.Микеров, Д.В.Самохвалов. // журнал «Гироскопия и Навигация» №1 (44), 2004, сс. 126-132.
4. Самохвалов Д.В. Модель вентильного двигателя малой мощности в пакете MatLab и экспериментальное подтверждение ее адекватности. [текст] / Джанхотов В.В., Микеров А.Г., Мустафа М.Н., Самохвалов Д.В. // Известия Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Серия «Автоматизация и управление» №1, 2002, с.7-11.

### **В других журналах и изданиях:**

5. Самохвалов Д.В. Об учете квантования сигналов микроконтроллера в методике проектирования усилительно-преобразовательного устройства вентильного двигателя. [текст] / Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». № 9, 2008, – с.33-44.
6. Самохвалов Д.В. Электрические машины систем автоматизации и компьютерных технологий. [текст] / А.Г.Микеров, М.Н.Мустафа, Д.В.Самохвалов. // Методическое пособие к лабораторным работам. – С.-Петербург: ЭТУ, 2001. 36с.
7. A.G.MikeroV, M.N.Mustafa, D.V.Samokhvalov. Simulation and Experimental Study of the Small Permanent Magnet Synchronous Motor with the Analog and Microprocessor Control. (Моделирование и экспериментальное исследование вентильного двигателя малой мощности с аналоговым и микропроцессорным управлением) // PROCEEDINGS of IEEE MEMBERS (St.-Petersburg, ETU), issue 1/2000, pp. 14-19.
8. A.G. MikeroV, D.V. Samokhvalov, M.N. Mustafa. Laboratory setup for study and research of small electrical mechatronics converters with 16-bit microcontroller. (Лабораторная установка для изучения и исследования электромехатронных преобразователей малой мощности с 16-ти разрядным микроконтроллером) // Proc. Of the 1<sup>st</sup> Int. Conf. In Mechatronics and Robotics "M&R'2000", St.-Petersburg, Russia, PP.112-116, May 2000.