

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ РФ
Государственное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

УТВЕРЖДАЮ
Зав. каф. ЭПЭО ТПУ
доц., канд. техн. наук
_____ Ю.Н. Дементьев
« ____ » _____ 2009 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ СИНХРОННОГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ СЕРВОПРИВОДА «MINAS A4» И КОНТРОЛЛЕРА ДВИЖЕНИЯ «PCI-SERVO-4»

Методические указания к выполнению лабораторной работы по курсу
“Автоматизированный электропривод типовых
производственных механизмов” для студентов специальности
140604 “Электропривод и автоматика промышленных
установок и технологических комплексов”

Томск 2009

УДК 621

Исследование синхронного следящего электропривода на базе сервопривода «MINAS A4» и контроллера движения «PCI-Servo-4». Методические указания к выполнению лабораторных работ по курсу “Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов” для студентов специальности 140604 “Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов”. – Томск: Изд. ТПУ, 2009. – 44 с.

Составители: доц., к.т.н. Л.С. Удут,
доц., к.т.н. Н.В. Гусев,
ст. преп. М.А. Нечаев
асс. М.Сливенко

Рецензент доц., к.т.н. О.П. Мальцева

Методические указания рассмотрены и рекомендованы к изданию методическим семинаром кафедры электропривода « » сентября г.

Зав. каф. ЭПЭО доц., к.т.н. _____ Ю.Н. Дементьев

© Томский политехнический университет. Кафедра ЭПЭО

Цели работы:

- изучение принципов построения следящих электроприводов и их технической реализации;
- изучение принципа работы синхронного электропривода;
- получение навыков наладки и эксплуатации систем, реализованных на базе комплектного регулируемого электропривода с управляющим цифровым устройством на базе IBM PC-совместимого персонального компьютера;
- экспериментальное исследование динамических характеристик следящего синхронного электропривода в разных режимах работы.

ВВЕДЕНИЕ

С развитием производства и появлением новых технологий ужесточаются требования, предъявляемые к электроприводам. Современные технологические процессы требуют разработки электроприводов, имеющих повышенное быстродействие, точность и способность быстрой адаптации к изменению режимов работы.

В связи с ростом требований к качеству продукции, повышением производительности технологических агрегатов большое распространение получили регулируемые электроприводы. В настоящее время регулируемые электропривода постоянного тока имеют большую распространенность на предприятиях России, но потому как промышленностью они уже не выпускаются, большие разработки ведутся в области переменного тока и это приносит свои достижения: к ним относятся и сервоприводы.

Сервопривод – это система привода, которая в широком диапазоне регулирования скорости обеспечивает динамичные, высокоточные процессы движения и реализует их хорошую повторяемость. Сервоприводы являются наиболее высокотехнологичной областью электропривода. Слово “серво” произошло от латинского слова “servus”, что переводится как слуга, раб, помощник. В машиностроительных отраслях сервоприводы традиционно выполняли преимущественно вспомогательную роль (приводы подач в станках, приводы роботов и т.п.).

Сервоприводы делятся на несколько видов (в зависимости от источника энергии). Они бывают разные, но основных три – механические, гидравлические и электрические. Электрические сервоприводы являются наиболее современными. Зачастую в них используются синхронные двигатели. Их крутящий момент и скорость регулируют специальные сервопреобразователи.

В современном производстве к сервоприводу предъявляются высокие требования по следующим параметрам:

- точность позиционирования;
- диапазон регулирования;
- неравномерность частоты вращения;
- перегрузочная способность;

- высокая динамика.

Принципиально перечисленных выше качеств можно добиться с использованием: двигателей постоянного тока, синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов и асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.

Долгое время в управляемых приводах применялись в основном двигатели постоянного тока. Это было связано с простотой реализации закона управления по напряжению якоря. В качестве управляющих устройств использовались магнитные и электромашинные усилители, тиристорные и транзисторные регуляторы. В качестве систем обратной связи по скорости применялись в основном аналоговые тахогенераторы.

Прогресс в электронике и появление новых электротехнических материалов изменили ситуацию в области сервопривода. Последние достижения позволяют компенсировать сложность управления приводом переменного тока путем использования современных микроконтроллеров и быстродействующих высоковольтных силовых транзисторов. Мощные постоянные магниты, изготовленные из сплавов неодим-железо-бора и самарий-кобальта благодаря их высокой энергоемкости, существенно улучшили характеристики синхронного двигателя с магнитами на роторе при одновременном снижении массогабаритных показателей. В итоге улучшились динамические характеристики привода при снижении его габаритов. Тенденция перехода к синхронным двигателям переменного тока особенно очевидна в сервосистемах, которые традиционно выполнялись с использованием электроприводов постоянного тока.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ О СЛЕДЯЩИХ ПРИВОДАХ

По принципу организации управления электроприводы могут быть разомкнутые, замкнутые и комбинированные. Наиболее широкое применение находят замкнутые электроприводы. В зависимости от назначения и технической реализации замкнутые электроприводы, как правило, имеют главную обратную связь по скорости (регулируемые электроприводы) или по положению (следающие электроприводы). Регулируемые электроприводы могут быть реализованы и с главной обратной связью по ЭДС или напряжению двигателя (электроприводы постоянного тока без датчика скорости), по току или по моменту (электроприводы постоянного тока регулирования момента).

1.1. Принцип подчиненного регулирования

При создании систем управления электроприводом нашёл широкое применение принцип последовательной коррекции или так называемого подчинённого регулирования. В данном случае объект регулирования представляется в виде последовательно соединённых звеньев, выходными параметрами которых являются существенные координаты объекта, например, ток, ско-

рость, положение и т.д. Для управления каждой из этих координат организуется отдельный регулятор, образующий с объектом отдельный контур, замкнутый соответствующей обратной связью.

Принцип подчинённого регулирования значительно облегчает поиск передаточных функций регуляторов и реализацию желаемого управления. Анализ известных систем СЭП свидетельствует о том, что в следящих механизмах перемещений высокой точности и производительности следует использовать построение систем с подчинёнными контурами регулирования. Это обеспечивает широкий диапазон регулирования по скорости и по положению в сочетании с высокими динамическими показателями в условиях значительного изменения момента нагрузки. Данный принцип построения позволяет настраивать отдельные контуры независимо и более точно, добиваясь необходимого качества работы в статических и динамических режимах.

Следящие электроприводы в зависимости от назначения и управляющего воздействия могут работать в режиме позиционирования или в режиме слежения.

1.2. Режим позиционирования

В этом режиме задание на перемещение подается скачком, т.е. исполнительный орган должен перейти из одного фиксированного положения в другое, например, рука робота-манипулятора должна переместиться по координате X из положения X_1 в положение X_2 , после чего двигатель этой координаты останавливается, и начинается движение по координате Y (рис. 1.1).

Для режима позиционирования главными показателями являются время и точность позиционирования. Точность приведения исполнительного органа в заданную точку определяет качество работы механизма, например, допуск при изготовлении детали. Время переходного процесса при позиционировании определяет производительность механизма. За время переходного процесса принимают время от подачи управляющего скачкообразного воздействия на электропривод до окончательного перехода исполнительного органа в зону заданной ошибки, которая может задаваться как в абсолютных единицах, например, ± 50 мкм, так и в относительных, например, ± 5 %. Траектория движения здесь важна постольку, поскольку должна обеспечить минимальное время перемещения при ограничении координат привода на допустимом уровне. Колебательный переходный процесс может негативно сказаться на механических узлах системы из-за динамических перегрузок, а большое перерегулирование – привести, например, к разрушению перемещаемой детали о стол, на который она должна быть поставлена.

Установившаяся ошибка при позиционировании равна статической ошибке следящего электропривода, которая в общем случае определяется следующими факторами:

- установившейся ошибкой контура положения по управлению;
- дрейфом нулей операционных усилителей аналогового регулятора положения;

- дискретностью цифровых элементов контура положения;
- погрешностью датчика положения;
- погрешностью кинематической цепи механизма;
- местом установки датчика положения;
- величиной момента нагрузки привода.

При работе электропривода в режиме позиционирования различают три основные зоны работы:

- малые перемещения, при которых ни один регулятор не насыщается, и система работает как линейная;
- средние перемещения, при которых насыщается регулятор скорости, т.е. ограничивается якорный ток двигателя;
- большие перемещения, при которых насыщаются и регулятор положения, и регулятор скорости, т.е. имеются участки перемещения на максимальной скорости, а разгон и торможение осуществляется с максимальным током, а, значит, и ускорением.

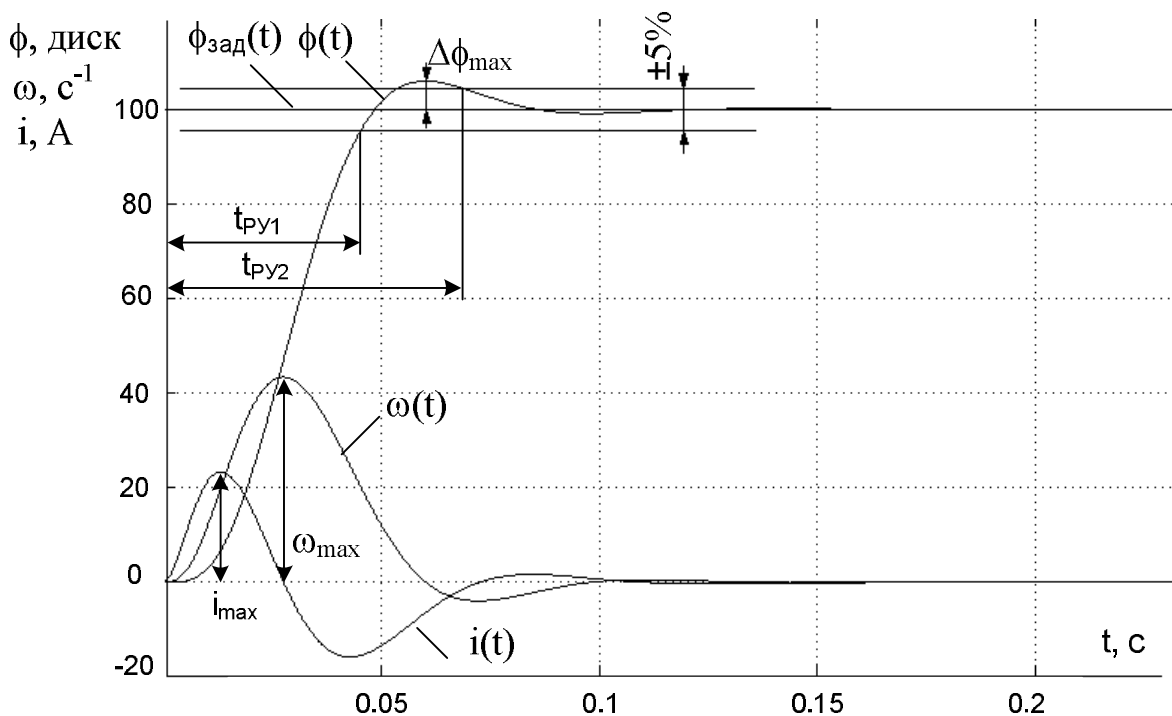


Рис. 1.1. Переходный процесс СЭП в режиме позиционирования

1.3. Режим слежения

В режиме слежения задание на положение меняется во времени по произвольному закону. В качестве типовых рассматриваются линейно-изменяющееся и гармоническое воздействия.

При движении исполнительного органа с постоянной скоростью (режим равномерной заводки) на вход следящего электропривода подается линейно-нарастающий задающий сигнал (рис. 1.2). Здесь главным показателем качества работы является ошибка слежения, т.е. разница между заданным по-

ложением исполнительного органа и реальным. Эта ошибка складывается из статической ошибки и скоростной ошибки, зависящей от скорости (первой производной от входного сигнала).

При работе электропривода в режиме слежения ни один из регуляторов насыщаться не должен.

При гармоническом управляющем воздействии ошибка слежения определяется статической ошибкой и суммой динамических ошибок от производных входного сигнала.

Ошибки контура по управлению и возмущению (момент нагрузки) и ошибки от производных сигнала определяются структурой построения контура положения следящего электропривода. С П-регулятором положения замкнутый контур регулирования имеет по управлению астатизм первого порядка, поэтому ступенчатое воздействие будет обрабатываться без установившейся ошибки, а в режиме слежения будут иметь место ошибки, пропорциональные производным от сигнала задания. При линейно-нарастающем сигнале задания в этом случае будет только скоростная ошибка. Введением скоростной компенсации можно ее уменьшить.

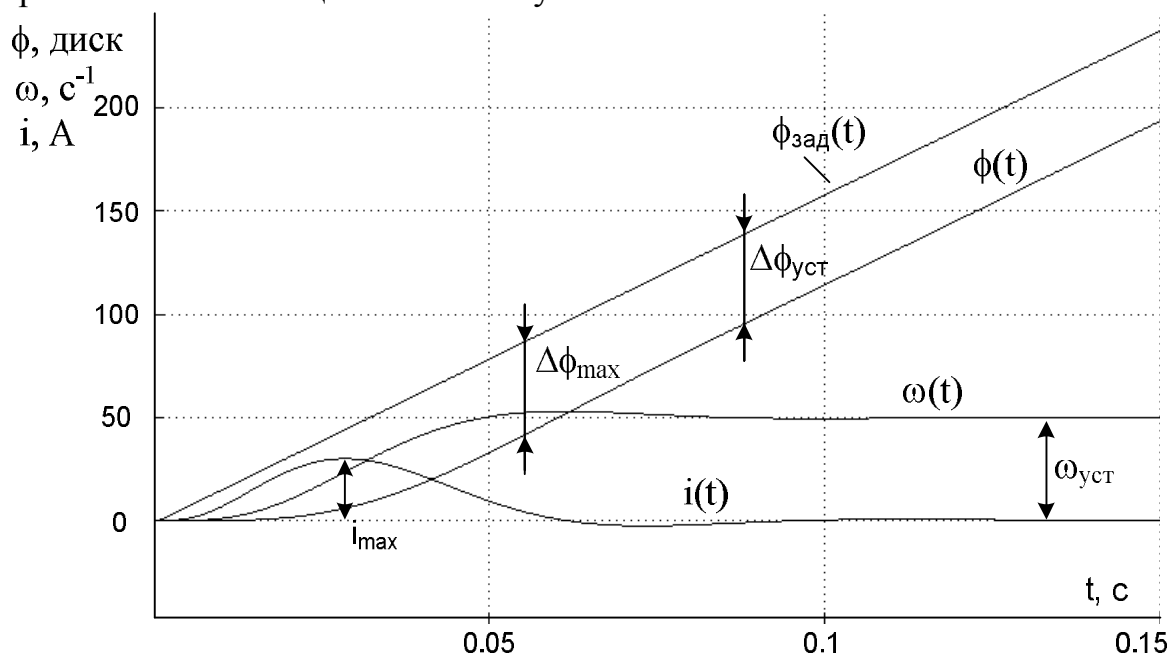


Рисунок 1.2. Переходный процесс СЭП в режиме равномерной заводки (П-регулятор положения, без скоростной компенсации)

Использование ПИ-регулятора положения делает контур регулирования астатическим второго порядка по управлению. В этом случае в режиме равномерной заводки ошибка, пропорциональная скорости вращения двигателя, будет равна нулю, но при обработке равномерно-ускоренного сигнала задания появится ошибка, пропорциональная ускорению двигателя (вторая производная от задания).

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

2.1. Математическое описание вентильной машины с постоянными магнитами

Современный период развития техники электрического привода характеризуется широким распространением приводов переменного тока, среди которых наиболее перспективными видятся приводы с синхронными машинами. Современные бесконтактные синхронные машины обладают улучшенными массогабаритными свойствами, нетрадиционной конструкцией и широкими возможностями для построения высококачественных сервосистем. На сегодняшний день наиболее актуально применение в сервосистемах бесконтактных вентильных двигателей с постоянными магнитами. Вентильным двигателем называется синхронная машина, в которой управление токами статорных обмоток осуществляется в функции углового положения ротора, измеряемого датчиком положения ротора. Рассмотрим физическую модель синхронной вентильной машины, представленную на рис. 2.1.

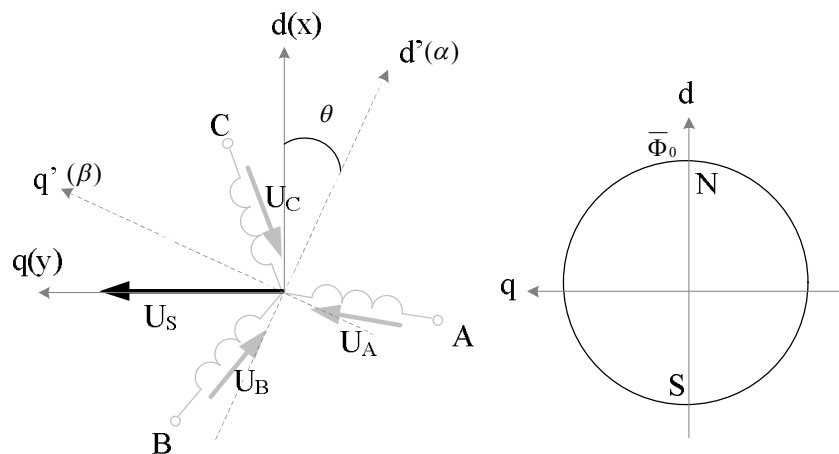


Рис. 2.1. Физическая модель вентильной машины с постоянными магнитами

На рис. 2.1 обозначены:

$\vec{U}_A, \vec{U}_B, \vec{U}_C$ – векторы фазных напряжений;

\vec{U}_S – пространственный вектор напряжения;

$\vec{\Phi}_0$ – пространственный вектор магнитного потока ротора (машина с возбуждением от постоянных магнитов);

$d'q'(\alpha\beta)$ – неподвижная система координат;

$dq(xy)$ – вращающаяся система координат.

При построении математической модели двигателя приняты следующие допущения:

- отсутствуют: насыщение магнитной цепи, потери в стали, эффект вытеснения тока;
- обмотки статора симметричны;
- индуктивность рассеяния не зависит от положения ротора в пространстве;
- отсутствует вязкое трение в подшипниках ротора.

С учетом этих допущений уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора в неподвижной системе координат, базирующиеся на втором законе Кирхгофа (ротор не имеет обмоток) запишутся в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_A &= R_A i_A + \frac{d\Psi_A}{dt} \\ U_B &= R_B i_B + \frac{d\Psi_B}{dt} \\ U_C &= R_C i_C + \frac{d\Psi_C}{dt} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где для машины с возбуждением от постоянных магнитов

$$\left. \begin{aligned} \Psi_A &= L_A i_A + \Phi_0 \cos \omega t \\ \Psi_B &= L_B i_B + \Phi_0 \cos(\omega t - 120^\circ) \\ \Psi_C &= L_C i_C + \Phi_0 \cos(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \right\},$$

$\Phi_0 = const$ – магнитный поток создаваемый постоянными магнитами статора.

Для преобразования уравнений в мгновенных значениях к уравнениям в пространственных векторах умножим первое уравнение на $\frac{2}{3}$, второе – на $\frac{2}{3}e^{-j\alpha}$, третье – на $\frac{2}{3}e^{j\alpha}$, и сложим, тогда получим

$$\left. \begin{aligned} U_S &= R_S \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \\ \bar{\Psi}_s &= L_S \bar{i}_s + \Phi_0 e^{j\omega t} = L_S \bar{i}_s + \bar{\Phi}_0 \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где L_S – индуктивность статора, $\bar{\Psi}_s$ – вектор потокосцепления статора $\bar{\Phi}_0$ – вектор магнитного потока от постоянных магнитов ротора.

Электромагнитный момент, развиваемый на валу двигателя равен:

$$M = \frac{3}{2} z_p \cdot |\bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s|. \quad (3)$$

Уравнения равновесия моментов на валу двигателя (основное уравнение электромеханики)

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_c, \quad (4)$$

где $\omega_m = \frac{\omega}{z_p}$, z_p – число пар полюсов.

2.2. Модель синхронной машины в неподвижной системе координат

Уравнения вентильной машины в пространстве:

$$\left. \begin{aligned} U_s &= R_s i_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j\omega \bar{\Psi}_s \\ M &= \frac{3}{2} z_p \cdot |\bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s| \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_c \end{aligned} \right\}. \quad (5)$$

Разложим уравнения по осям неподвижной системы координат ($\alpha\beta$):

$$\left. \begin{aligned} U_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{d\bar{i}_{s\alpha}}{dt} - \omega \Psi_\beta \\ U_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + L_s \frac{d\bar{i}_{s\beta}}{dt} + \omega \Psi_\alpha \\ M &= \frac{3}{2} z_p \cdot (\Psi_\alpha i_{s\beta} - \Psi_\beta i_{s\alpha}) \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_c \end{aligned} \right\}. \quad (6)$$

Проекция пространственного вектора потокосцепления $\bar{\Psi}_s$ на оси α, β , с учетом $\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + \Phi_0 e^{j\omega t} = L_s \bar{i}_s + \bar{\Phi}_0$ (второе уравнение системы (2)), запишем в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_\alpha &= \Psi_s \cos \omega t = L_\alpha i_{s\alpha} + \Phi_0 \cos \omega t \\ \Psi_\beta &= \Psi_s \sin \omega t = L_\beta i_{s\beta} + \Phi_0 \sin \omega t \end{aligned} \right\}, \quad (7)$$

где L_α, L_β – индуктивности обмоток статора по продольной и поперечной осям ротора соответственно.

Для частного случая неявнополюсной машины $L_\alpha = L_\beta = L_s$.

Для машины с постоянными магнитами $\frac{d\Phi_0}{dt} = 0$; $\Phi_0 = const$.

Откуда запишем с учетом условия (7) перепишем систему (6) в виде:

$$\left. \begin{aligned}
 U_{s\alpha} &= R_S i_{s\alpha} + L_S \frac{d\bar{i}_{s\alpha}}{dt} - \omega L_S i_{s\beta} - \omega \Phi_0 \sin \omega t \\
 U_{s\beta} &= R_S i_{s\beta} + L_S \frac{d\bar{i}_{s\beta}}{dt} + \omega L_S i_{s\alpha} + \omega \Phi_0 \cos \omega t \\
 M &= \frac{3}{2} z_p \cdot (i_{s\beta} (L_S i_{s\alpha} + \Phi_0 \cos \omega t) - i_{s\alpha} (L_S i_{s\beta} + \Phi_0 \sin \omega t)) \\
 J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_c
 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Структурная схема соответствующая системе уравнений показана на рис. 2.2.

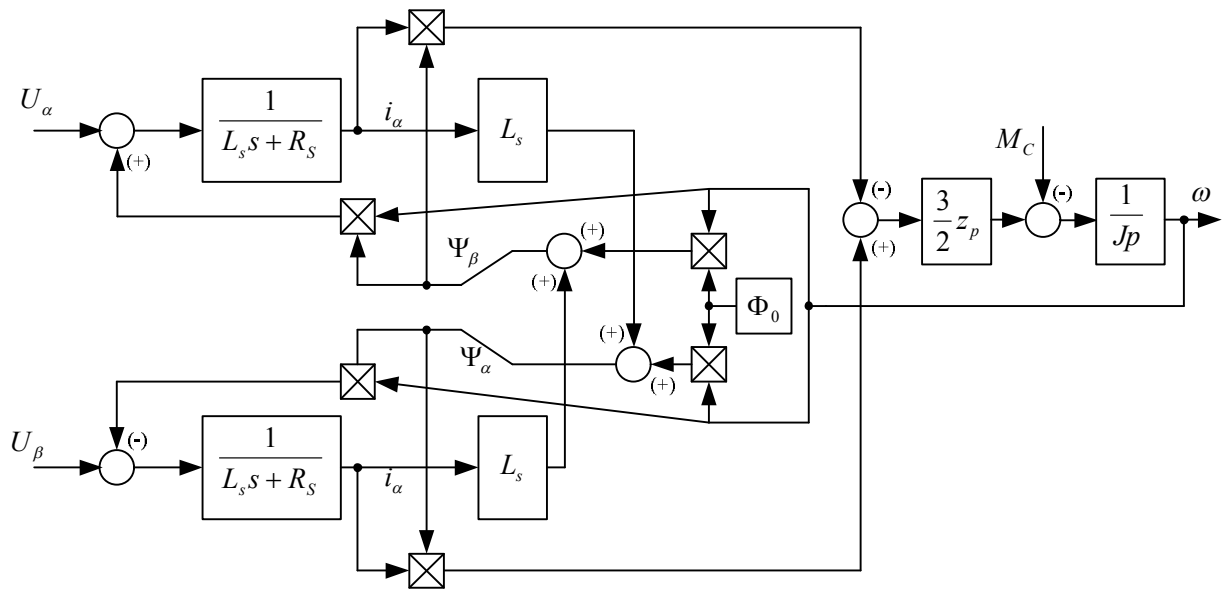


Рис. 2.2. Структурная схема синхронного вентильного двигателя в неподвижной системе координат

2.4. Модель вентильной машины в во вращающийся системе координат

Для упрощения расчетов динамических процессов в двигателе вводятся вращающаяся система координат с ориентацией по положению ротора вентильной машины.

2.4.1. Преобразователь координат

При переходе из неподвижной во вращающуюся систему и обратно из вращающейся в неподвижную систему пользуются преобразователями координат. Математическая основа преобразования поясняется рис. 2.3.

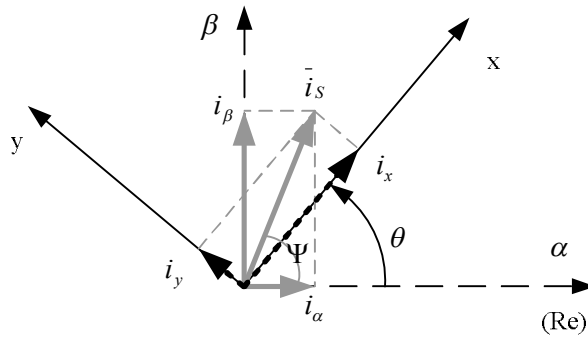


Рис. 2.3. Математическая основа преобразования координат

В неподвижной системе координат $(\alpha\beta)$ вектор тока (напряжения, потокосцепления) может быть представлен в алгебраической и показательной форме:

$$\bar{i}_s = i_\alpha + j i_\beta = I_m e^{j\Psi}.$$

Аналогично во вращающейся системе координат (xy) тот же самый вектор может быть представлен в виде:

$$\bar{i}_{S.BP} = i_x + j i_y = I_m e^{j(\Psi-\theta)} = \bar{i}_s \cdot e^{-j\theta}.$$

Отсюда легко получить уравнения перехода от неподвижной системы координат к вращающейся и наоборот:

$$\left. \begin{aligned} i_x &= i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_y &= -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} i_\alpha &= i_x \cos \theta - i_y \sin \theta \\ i_\beta &= i_x \sin \theta + i_y \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Эти уравнения получили название соответственно прямого (9) и обратного (10) преобразования Парка–Горева.

Имитационные модели преобразователей, составленные по уравнениям (9), (10) представлены на рис. 2.4, 2.5.

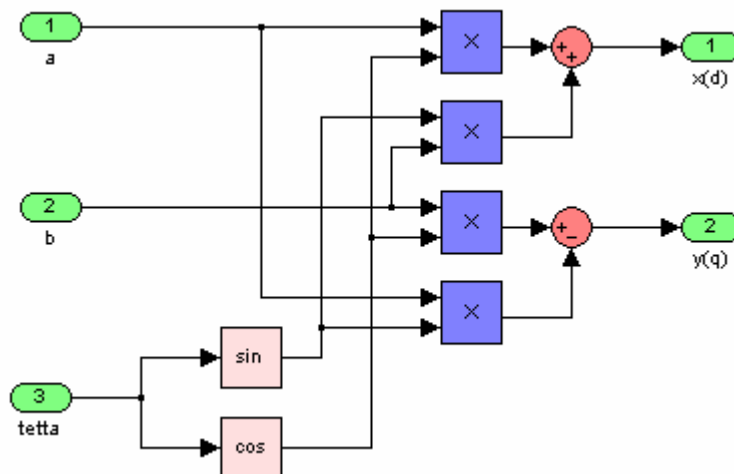


Рис. 2.4. Прямое преобразование Парка-Горева

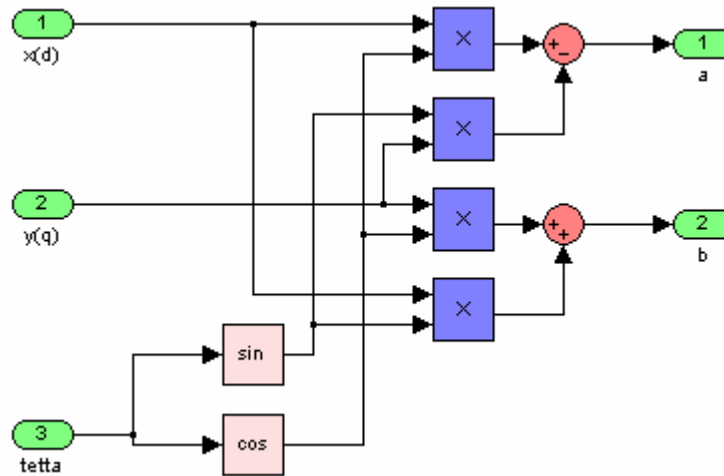


Рис. 2.5. Обратное преобразование Парка-Горева

При построении реальных систем электропривода переменного тока, как синхронных, так и асинхронных, практически всегда в систему управления включаются преобразователи координат. Это обусловлено тем, что реализация регуляторов возможна лишь во вращающейся системе координат, а реальные токи, протекающие в обмотках статора – это вектора в неподвижной системе координат.

Поэтому, как правило, современные электропривода переменного тока содержат преобразователи обоих типов. Кроме того, они содержат преобразователи фаз 2->3 и 3->2. Первые преобразовывают токи i_α, i_β в фазные токи i_A, i_B, i_C в соответствии с выражениями:

$$i_A = i_\alpha, \quad i_B = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta, \quad i_C = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta.$$

А вторые преобразовывают фазные токи i_A, i_B, i_C в проекции i_α, i_β в соответствии с выражениями:

$$i_\alpha = i_A, \quad i_\beta = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}.$$

В итоге функциональная схема электропривода приобретает вид, представленный на рис. 2.6.

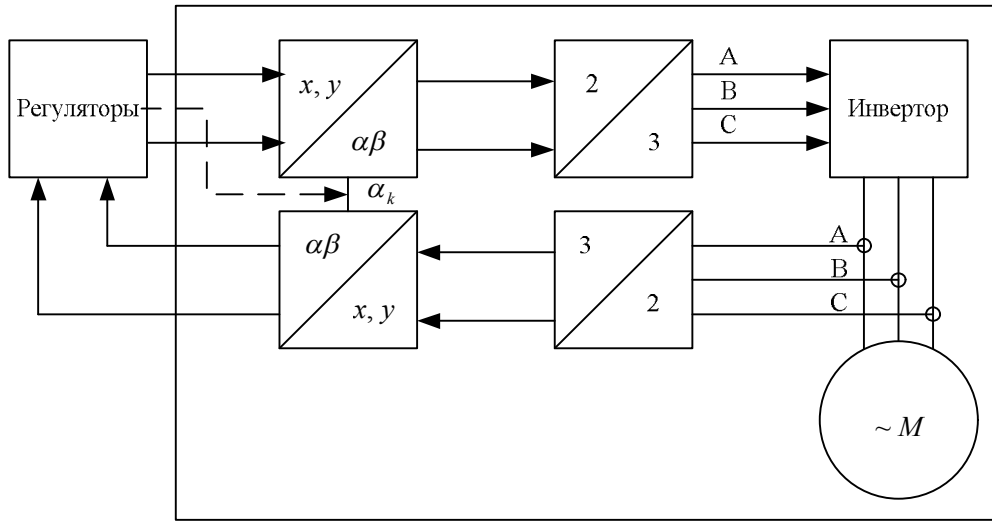


Рис. 2.6. Функциональная схема электропривода переменного тока

2.4.2. Математическое описание вентильной машины с учетом координатных преобразований

Введем в рассмотрение систему координат (dq) связанную с ротором и вращающуюся вместе с ним. Ее скорость вращения всегда равна синхронной скорости. Вектор потока создаваемого постоянными магнитами ротора вентильной машины может быть представлен пространственным вектором, неподвижным относительно ротора и вращающегося вместе с ним, а следовательно вместе с системой координат (dq) . Поэтому направив ось d по вектору потока ротора, можно избавиться от проекции вектора на ось q . Таким образом имеем:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Phi}_0 &= \bar{\Phi}_d \\ 0 &= \bar{\Phi}_q \end{aligned} \right\}.$$

Разложим систему (2) в осях вращающейся системе координат dq на проекции

$$\left. \begin{aligned} U_{sd} &= R_S i_{sd} + L_S \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} - \omega \Psi_q \\ U_{sq} &= R_S i_{sq} + L_S \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} + \omega \Psi_d \\ M &= \frac{3}{2} z_p \cdot (i_{s\beta} \Psi_q - i_{s\alpha} \Psi_d) \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_c \end{aligned} \right\}. \quad (11)$$

Проекция пространственного вектора потокосцепления $\bar{\Psi}_s$ на оси d, q , с учетом $\bar{\Psi}_s = L_S \bar{i}_s + \Phi_0 e^{j\omega t} = L_S \bar{i}_s + \bar{\Phi}_0$ (второе уравнение системы (2)), запишем в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d &= L_d \cdot i_{sd} + \Phi_0 \\ \Psi_q &= L_q \cdot i_{sq} \end{aligned} \right\}. \quad (12)$$

Для частного случая неявнополюсной машины $L_d = L_q = L_s$.

С учетом (12) система (11) запишется в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_{sd} &= R_s i_{sd} + L_s \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} - \omega L_s \cdot i_{sq} \\ U_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} + \omega L_s \cdot i_{sd} + \omega \Phi_0 \\ M &= \frac{3}{2} z_p \cdot (i_{sd} \cdot (L_s \cdot i_{sq}) - i_{sq} (L_s \cdot i_{sd} + \Phi_0)) \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_c \end{aligned} \right\}. \quad (13)$$

Структурная схема двигателя соответствующая системе (12) показана на рис. 2.7.

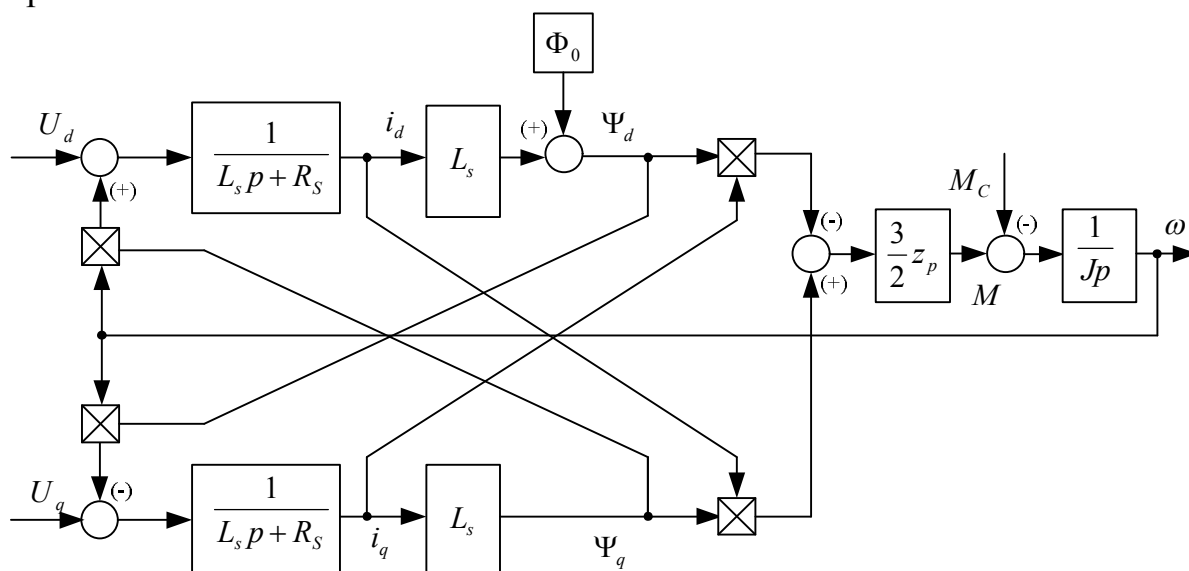


Рис. 2.7. Структурная схема синхронного вентильного двигателя во вращающейся системе координат

3. СЛЕДЯЩИЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ВЕНТИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Рассмотрим построение системы векторного управления. Синтез системы управления выполняется во вращающейся системе координат ориентированной по магнитной оси ротора.

Нулевое задание тока по оси d обеспечивает минимизацию тока статора при заданной величине нагрузки. В этом случае ток статора во всех режимах работы привода направлен перпендикулярно магнитной оси ротора (по оси q) в соответствии с векторной диаграммой представленной на рис. 3.1.

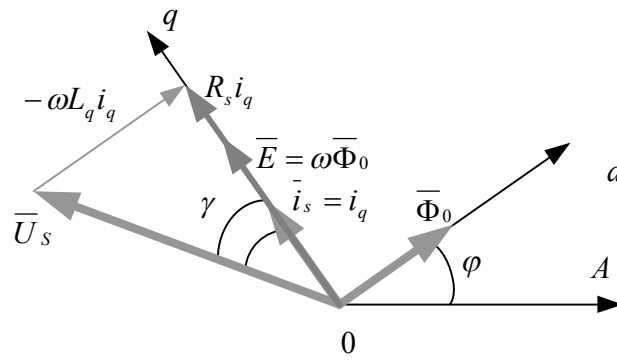


Рис. 3.1. Векторная диаграмма вентильного двигателя

Синтез регуляторов осуществляется на основе принципов подчиненного регулирования с использованием метода компенсации нелинейных перекрестных связей.

3.1. Синтез регулятора тока по оси d

Структурная схема контура тока по оси d приведена на рис. 3.2.

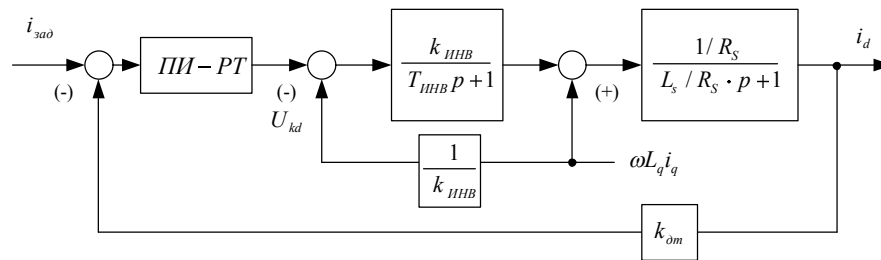


Рис. 3.2. Структурная схема контура тока по оси d

На рис. 3.2 приняты следующие обозначения:

$U_{kd} = -\frac{1}{k_{ИНВ}} \omega L_q i_q$ – сигнал компенсации влияния нелинейной перекрестной связи;

ной связи;

$T_d = \frac{L_d}{R_s}$ – постоянная времени статорной цепи по оси d ($L_d = L_s$) для явнополюсной машины.

Считая влияние перекрестной связи полностью скомпенсированным, выполним настройку контура на модульный оптимум с малой некомпенсированной постоянной времени $T_{км} = T_{ИНВ}$. Для этого принимаем ПИ-регулятор тока с передаточной функцией вида:

$$W_{PT}(p) = \frac{R_s(T_d p + 1)}{2k_{ИНВ}k_{ом}T_{км}p} = \frac{L_s}{2k_{ИНВ}k_{ом}T_{км}} + \frac{R_s}{2k_{ИНВ}k_{ом}T_{км}} \cdot \frac{1}{p}.$$

Передаточная функция замкнутого контура тока с этим регулятором имеет вид:

$$W_{KT}(p) = \frac{1/k_{\text{ом}}}{2T_{\text{км}}^2 p^2 + 2T_{\text{км}} p + 1}.$$

3.2. Синтез регулятора тока по оси q

Синтез регулятора тока по оси q выполняется аналогично с учетом следующих условий:

$$- T_q = \frac{L_q}{R_S} \quad (L_q = L_S);$$

$$- W_{PT}(p) = \frac{R_S(T_q p + 1)}{2k_{\text{ИНВ}}k_{\text{ом}}T_{\text{км}}p} = \frac{L_S}{2k_{\text{ИНВ}}k_{\text{ом}}T_{\text{км}}} + \frac{R_S}{2k_{\text{ИНВ}}k_{\text{ом}}T_{\text{км}}} \cdot \frac{1}{p}$$

– сигнал возмущающей перекрестной связи, подлежащей компенсации, имеет вид: $U_{kd} = \omega(L_d i_d + \Phi_0)$.

3.3. Синтез регулятора скорости

Структурная схема контура скорости представлена на рис. 3.3.

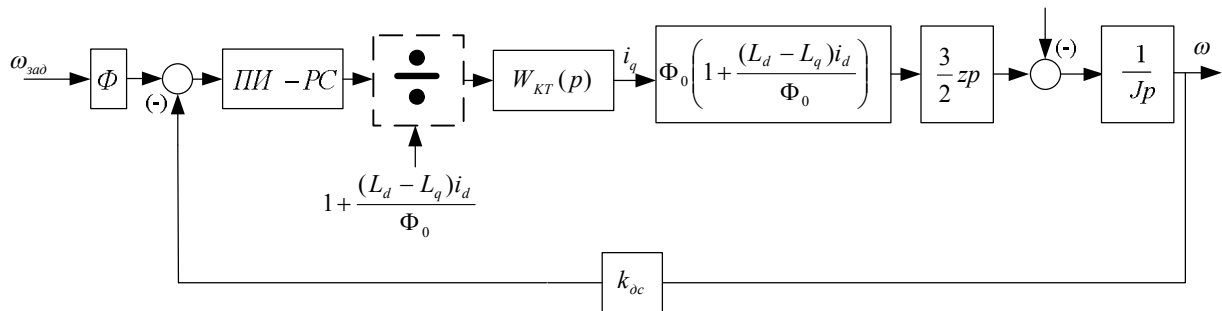


Рис. 3.3. Структурная схема контура скорости

Здесь для неявнополюсной машины $L_d = L_q = L_S$.

Контур скорости настраивается на симметричный оптимум ($T_{\text{кc}} = 2T_{\text{км}}$):

$$W_{PT}(p) = \frac{k_{\text{ом}}J}{3T_{\text{кc}} \cdot \Phi_0 \cdot zp \cdot k_{\text{дс}}} + \frac{k_{\text{ом}}J}{12T_{\text{кc}}^2 \Phi_0 \cdot zp \cdot k_{\text{дс}}} \cdot \frac{1}{p}.$$

На входе контура скорости устанавливается фильтр с передаточной функцией вида:

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{T_{\Phi} p + 1},$$

где $T_{\Phi} = T_{\text{кc}}$.

Показатели качества работы по управлению типовых оптимизированных контуров приведены в табл. 1.

Табл. 1. Показатели качества работы оптимизированного контура

Перед. функция контура	Порядок	Метод оптимизации	Показатели качества работы по управлению				
			$\sigma, \%$	$t_{py1}^{(5)}, c$	$t_{py2}^{(5)}, c$	$\omega_{\Pi}^{(M)}, \text{рад/с}$	$\omega_{\Pi}^{(\Phi)}, \text{рад/с}$
(17)	1	-	0	$3 T_K$	$3 T_K$	$1,0 / T_K$	$1,0 / T_K$
(16)	2	ЛО	0	$9,5 T_{\mu K}$	$T_{\mu K}$	$0,33 / T_{\mu K}$	$0,51 / T_{\mu K}$
(9)		МО	4,32	$4,1 T_{\mu K}$	$4,1 T_{\mu K}$	$0,71 / T_{\mu K}$	$0,71 / T_{\mu K}$
(15)	3	МО	8,14	$7,0 T_{\mu K}$	$11,9 T_{\mu K}$	$0,5 / T_{\mu K}$	$0,35 / T_{\mu K}$
(13)		СО	43,4	$2,94 T_{\mu K}$	$14,7 T_{\mu K}$	$0,85 / T_{\mu K}$	$0,586 / T_{\mu K}$

Примечание к табл. 1: σ – перерегулирование; $t_{py1}^{(5)}$ – время первого вхождения в 5% зону; $t_{py2}^{(5)}$ – время окончательного вхождения в 5% зону; $\omega_{\Pi}^{(M)}$ и $\omega_{\Pi}^{(\Phi)}$ – полосы пропускания замкнутого контура соответственно по модулю и по фазе.

3.4. Синтез регулятора положения

Структурная схема контура положения представлена на рис. 3.4.

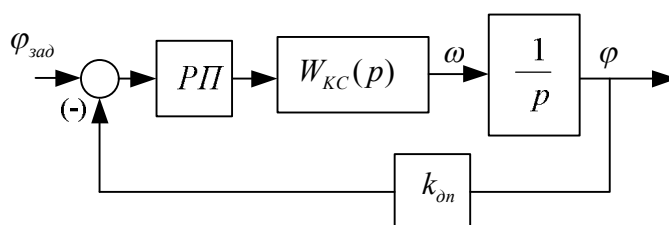


Рис. 3.4. Структурная схема контура положения

Контур положения реализуется на базе замкнутого контура скорости и может быть оптимизирован по МО или СО.

Для оптимизации контура положения необходимо определить его эквивалентную малую постоянную времени $T_{\mu\Pi}$ с учетом эквивалентной постоянной времени внутреннего замкнутого оптимизированного контура скорости T_C . В общем случае принимается

$$T_{\mu\Pi} = T_C + \sum T_{\mu\Pi_i},$$

где $T_C = 2T_{\mu C}$ при оптимизации контура скорости по МО и $T_C = 4T_{\mu C}$ при оптимизации контура скорости по СО (с фильтром на входе);

$\sum T_{\mu\Pi_i}$ – сумма собственных малых постоянных времени в контуре положения, с.

Если настройка контура скорости не известна, то его следует идентифицировать как динамическое звено, например, по реакции на ступенчатое управляющее воздействие в соответствии с табл. 3.

3.4.1. Оптимизация контура положения по МО

Для оптимизации контура положения по МО выбирается П-регулятор с передаточной функцией

$$W_{РП}(p) = K_{РП},$$

где $W_{РП}(p) = \frac{K_C}{K_{\Pi} \cdot K_M \cdot 2 \cdot T_{\mu\Pi}}$ – коэффициент усиления регулятора;

$K_M = \varphi / \varphi_{ДВ}$ – коэффициент передачи механизма, значение и размерность которого зависят от выбранных единиц измерения угла поворота выходного вала φ ;

$K_{\Pi} = K_{ОП} \cdot K_{ДП} = \varphi_{Зад. макс} / \varphi_{макс}$ – коэффициент обратной связи по положению;

$K_{ДП}$ – коэффициент передачи датчика положения.

Значение коэффициента передачи датчика положения K_{Π} определяется работой конкретного устройства преобразования аналогового значения угла поворота в дискретное значение. При выборе $K_{ОП} = 1$ задание на входе контура положения осуществляется в единицах измерения датчика положения (в дискретах).

Передаточная функция по управлению оптимизированного по МО с П-РП замкнутого контура положения

$$W_{\Pi}(p) \approx \frac{1/K_{\Pi}}{2 \cdot T_{\mu\Pi}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_{\mu\Pi} \cdot p + 1}.$$

3.4.2. Оптимизация контура положения по СО

Для оптимизации контура положения по СО выбирается ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_{РП}(p) = K_{РП} \cdot \frac{T_{РП} \cdot p + 1}{T_{РП} \cdot p}$$

где $K_{PII} = \frac{K_C}{K_M \cdot K_{II}} \cdot \frac{1}{2 \cdot T_{\mu II}}$ – коэффициент усиления регулятора;

$T_{PII} = 4 \cdot T_{\mu II}$ – постоянная времени регулятора, с.

Передаточная функция по управлению оптимизированного по СО с ПИ-РП замкнутого контура положения имеет вид

$$W_{II}(p) \approx \frac{1/K_{II} [4 \cdot T_{\mu II} \cdot p + 1]}{8 \cdot T_{\mu II}^3 \cdot p^3 + 8 \cdot T_{\mu II}^2 \cdot p^2 + 4 \cdot T_{\mu II} \cdot p + 1}.$$

3.4.3. Показатели качества работы оптимизированных контуров СЭП

Изложенная методика оптимизации основана на том, что при настройке внешнего контура внутренний контур описывается усеченной до 1-го порядка передаточной функцией, и поэтому является приближенной. В результате все оптимизированные контуры описываются передаточными функциями 2-го порядка при настройке на МО и 3-го порядка при настройке на СО. В действительности контуры скорости и положения описываются передаточными функциями более высокого порядка и, как следствие, имеют несколько другие показатели качества работы. Если предположить, что малые инерционности имеются только во внутреннем контуре тока и представлены в виде эквивалентной малой постоянной времени $T_{\mu T}$, тогда неусеченные передаточные функции оптимизированных контуров принимают вид, приведенный в табл. 4 и 5. Здесь же указаны и уточненные показатели качества работы контуров по управлению.

Считается, что практические системы электропривода в области малых входных сигналов ведут себя как линейные. Однако, тиристорный электропривод в силу специфических свойств работы тиристорного преобразователя оказывается нелинейной системой даже в области малых входных сигналов. Поэтому прежде чем приступить к оптимизации контура положения необходимо идентифицировать контур скорости (по временным и частотным характеристикам отнести его настройку к одной из типовых) с целью определения его эквивалентной малой постоянной времени (смотри табл. 3) и фактического значения коэффициента обратной связи K_C :

$$K_C = \frac{U_{3C}}{\omega_{уст}}.$$

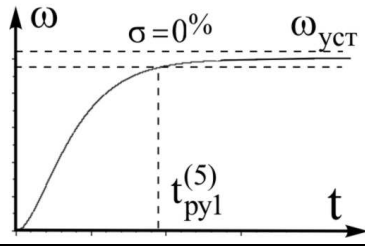
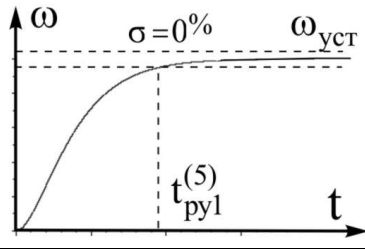
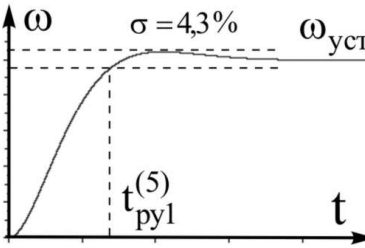
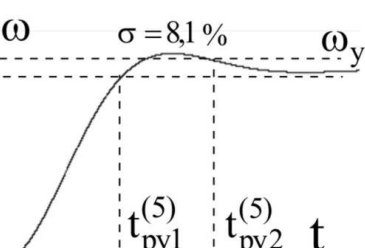
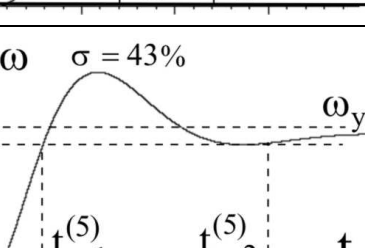
Табл. 3. Показатели качества работы контура СЭП по управлению

<i>Контур</i>		<i>тока</i>	<i>скорости</i>	<i>положения</i>	
<i>Оптимизация</i>		<i>МО</i>	<i>МО</i>	<i>МО</i>	<i>СО</i>
Порядок уравнения		2	3	4	5
Малая постоянная времени контура		$T_{\text{мт}}$	$2 \cdot T_{\text{мт}}$	$4 \cdot T_{\text{мт}}$	$4 \cdot T_{\text{мт}}$
Полная передаточная функция замкнутого контура		$\frac{1}{2T_{\text{мт}}^2 p^2 + 2T_{\text{мт}} p + 1} \cdot \frac{1}{k_{\text{т}}}$	$\frac{1}{8T_{\text{мт}}^3 p^3 + 8T_{\text{мт}}^2 p^2 + 4T_{\text{мт}} p + 1} \cdot \frac{1}{k_{\text{с}}}$	$\frac{1}{64T_{\text{мт}}^4 p^4 + 64T_{\text{мт}}^3 p^3 + 32T_{\text{мт}}^2 p^2 + 8T_{\text{мт}} p + 1} \cdot \frac{1}{k_{\text{п}}}$	$\frac{1}{1024T_{\text{мт}}^5 p^5 + 1024T_{\text{мт}}^4 p^4 + 512T_{\text{мт}}^3 p^3 + 128T_{\text{мт}}^2 p^2 + 16T_{\text{мт}} p + 1} \cdot \frac{1}{k_{\text{п}}} (16T_{\text{мт}} p + 1)$
Усеченная передаточная функция		$\frac{1}{2T_{\text{мт}}^2 p^2 + 2T_{\text{мт}} p + 1} \cdot \frac{1}{k_{\text{т}}}$	$\frac{1}{8T_{\text{мт}}^2 p^2 + 4T_{\text{мт}} p + 1} \cdot \frac{1}{k_{\text{с}}}$	$\frac{1}{32T_{\text{мт}}^2 p^2 + 8T_{\text{мт}} p + 1} \cdot \frac{1}{k_{\text{п}}}$	$\frac{1}{512T_{\text{мт}}^3 p^3 + 128T_{\text{мт}}^2 p^2 + 16T_{\text{мт}} p + 1} \cdot \frac{1}{k_{\text{п}}} (16T_{\text{мт}} p + 1)$
Перерегулирование, σ , %		4.32	8.14	6.24	52
Время первого согласования $t_{\text{ру1}}^{(5)}$, с		$4.1 \cdot T_{\text{мт}}$	$7.0 \cdot T_{\text{мт}}$	$13.2 \cdot T_{\text{мт}}$	$11.0 \cdot T_{\text{мт}}$
Время переходного процесса $t_{\text{ру2}}^{(5)}$, с		$4.1 \cdot T_{\text{мт}}$	$11.9 \cdot T_{\text{мт}}$	$20.3 \cdot T_{\text{мт}}$	$37.2 \cdot T_{\text{мт}}$
Полоса пропускания, рад/с	$\omega_{\text{п}}^{(M)}$	$\frac{0.71}{T_{\text{мт}}}$	$\frac{0.497}{T_{\text{мт}}}$	$\frac{0.282}{T_{\text{мт}}}$	$\frac{0.299}{T_{\text{мт}}}$
	$\omega_{\text{п}}^{(\Phi)}$	$\frac{0.71}{T_{\text{мт}}}$	$\frac{0.353}{T_{\text{мт}}}$	$\frac{0.182}{T_{\text{мт}}}$	$\frac{0.158}{T_{\text{мт}}}$

Табл. 3. Показатели качества работы контура СЭП по управлению (окончание)

<i>Контур</i>	<i>тока</i>	<i>Скорости с фильтром на входе</i>	<i>положения</i>	
<i>Оптимизация</i>	<i>МО</i>	<i>СО</i>	<i>МО</i>	<i>СО</i>
Порядок уравнения	2	4	5	6
Малая постоянная времени контура	$T_{\mu T}$	$4 \cdot T_{\mu T}$	$8 \cdot T_{\mu T}$	$8 \cdot T_{\mu T}$
Полная передаточная функция замкнутого контура	$\frac{1}{k_T} \cdot \frac{1}{2T_{\mu T}^2 p^2 + 2T_{\mu T} p + 1}$	$\frac{1}{k_C} \cdot \frac{1}{64T_{\mu T}^4 p^4 + 64T_{\mu T}^3 p^3 + 32T_{\mu T}^2 p^2 + 8T_{\mu T} p + 1}$	$\frac{1}{k_{\Pi}} \cdot \frac{1}{1024T_{\mu T}^5 p^5 + 1024T_{\mu T}^4 p^4 + 512T_{\mu T}^3 p^3 + 128T_{\mu T}^2 p^2 + 16T_{\mu T} p + 1}$	$\frac{1}{k_{\Pi}} \cdot \frac{1}{32768T_{\mu T}^6 p^6 + 32768T_{\mu T}^5 p^5 + 16384T_{\mu T}^4 p^4 + 4096T_{\mu T}^3 p^3 + 512T_{\mu T}^2 p^2 + 32T_{\mu T} p + 1}$
Усеченная передаточная функция	$\frac{1}{k_T} \cdot \frac{1}{2T_{\mu T}^2 p^2 + 2T_{\mu T} p + 1}$	$\frac{1}{k_C} \cdot \frac{1}{32T_{\mu T}^2 p^2 + 8T_{\mu T} p + 1}$	$\frac{1}{k_{\Pi}} \cdot \frac{1}{128T_{\mu T}^2 p^2 + 16T_{\mu T} p + 1}$	$\frac{1}{k_{\Pi}} \cdot \frac{1}{4096T_{\mu T}^3 p^3 + 512T_{\mu T}^2 p^2 + 32T_{\mu T} p + 1}$
Перерегулирование	$\sigma = 4.32 \%$	$\sigma = 6.24 \%$	$\sigma = 5.47 \%$	$\sigma = 50.9 \%$
Время первого согласования $t_{py1}^{(5)}$, с	$4.1 \cdot T_{\mu T}$	$13.2 \cdot T_{\mu T}$	$26.7 \cdot T_{\mu T}$	$21.8 \cdot T_{\mu T}$
Время переходного процесса $t_{py2}^{(5)}$, с	$4.1 \cdot T_{\mu T}$	$20.3 \cdot T_{\mu T}$	$40.1 \cdot T_{\mu T}$	$74.4 \cdot T_{\mu T}$
$\omega_{\Pi}^{(M)}$	$\frac{0.71}{T_{\mu T}}$	$\frac{0.282}{T_{\mu T}}$	$\frac{0.138}{T_{\mu T}}$	$\frac{0.149}{T_{\mu T}}$
$\omega_{\Pi}^{(\Phi)}$	$\frac{0.71}{T_{\mu T}}$	$\frac{0.182}{T_{\mu T}}$	$\frac{0.0915}{T_{\mu T}}$	$\frac{0.079}{T_{\mu T}}$

Табл. 4. К идентификации контура скорости

№ п/п	Реакция контура скорости на ступенчатое задание	Порядок	Перед. функция	Расчётные параметры	
				$T_{\mu c} (T_c), c$	$K_c, \frac{B \cdot c}{рад}$
1		1	(17)	$T_c = \frac{t_{py1}^{(5)}}{3}$	$\frac{\omega_{уст}}{U_{3c}}$
2		2	(16)	$T_{\mu c} = \frac{t_{py1}^{(5)}}{9,5}$	
3		3	(9)	$T_{\mu c} = \frac{t_{py1}^{(5)}}{4,1}$	
4		4	(15)	$T_{\mu c} = \frac{t_{py1}^{(5)}}{7}$	
5		5	(13)	*	

Примечание к табл. 4:

* - необходимо установить на входе контура скорости фильтр вида (14) и подбором постоянной времени фильтра $T_{\phi} \leq \frac{4 \cdot t_{py1}^{(5)}}{2,9}$ получить реакцию контура на ступенчатое управляющее воздействие, соответствующую случаю.

3.5 Линеаризованная структурная схема следящего привода

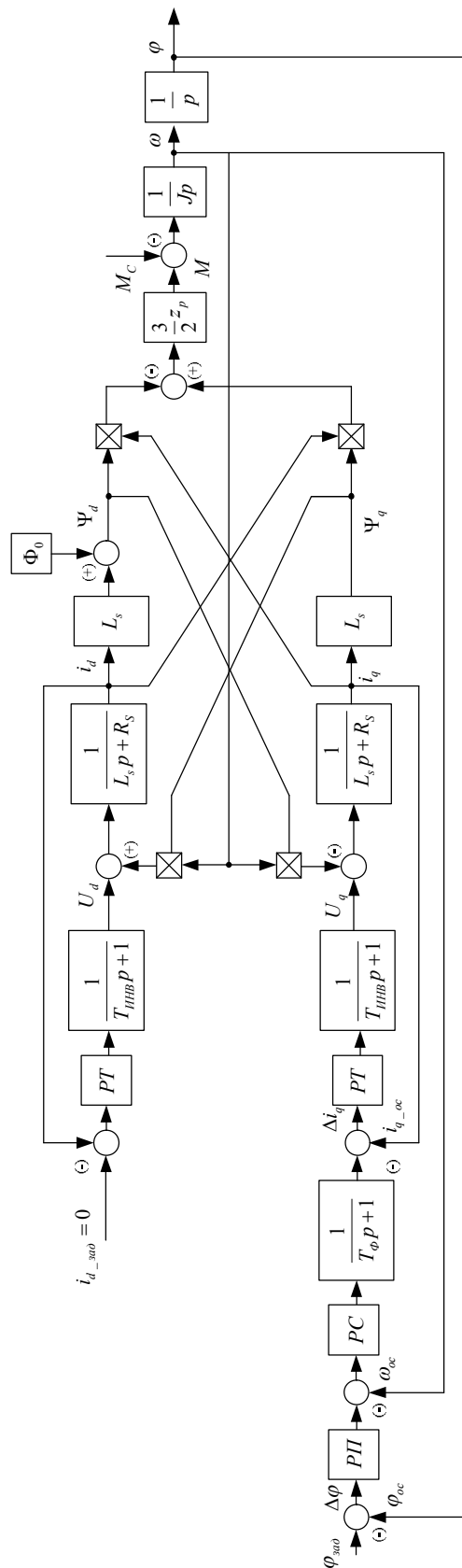


Рис. 3.5. Линеаризованная структурная схема следящего синхронного привода

3.6. Аналоговая связь в контуре положения

На сегодняшний день самым распространенным является аналоговый канал связи для передачи управляющего воздействия через ЦАП управляющего устройства и АЦП объекта управления. Структурная схема канала представлена на рис. 3.6.

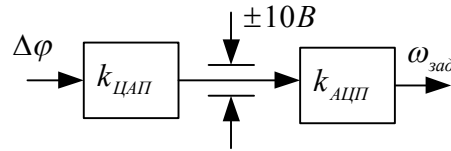


Рис. 3.6. Структурная схема аналогового канала связи

Здесь присутствует нелинейность, выраженная в ограничении сигнала управления. Обычно уровень ограничения определяется максимальным напряжением реальных устройств ЦАП и АЦП.

3.7. Упрощенная модель следящего привода с вентильной машиной

Регулирование векторов токов статора и ротора синхронного двигателя в проекциях на оси синхронно вращающейся системы координат dq позволяет непосредственно управлять потокосцеплением статора и электромагнитным моментом двигателя.

При формировании тока статора с условием $i_{sd} = 0$ можно записать следующее:

$$\left. \begin{aligned} M &= \frac{3}{2} z_p \cdot i_s \Psi_s \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_c \end{aligned} \right\}. \quad (14)$$

Для вентильной машины с возбуждением от постоянных магнитов потокосцепление статора является постоянной величиной ($\Psi_s = const$) и определяется из выражения

$$M = \frac{3}{2} z_p \cdot \Psi_s \cdot i_s \Rightarrow \Psi_s = \frac{2M_{ном}}{3z_p I_{ном}}$$

или $c_m = \frac{M_{ном}}{I_{ном}}$.

Структурная схема, соответствующая системе (14) представлена на рис. 3.7.

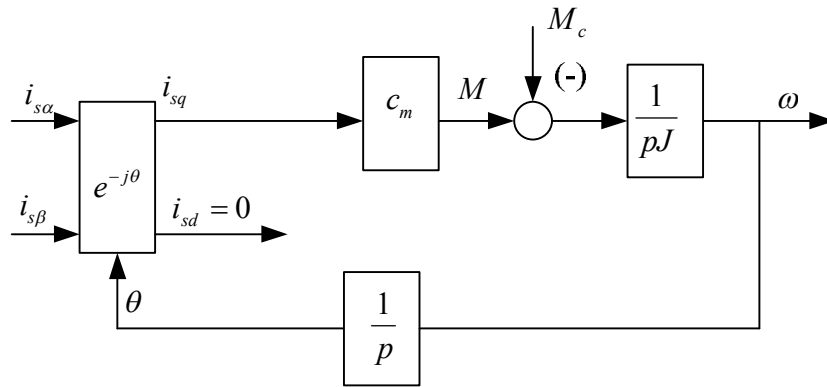


Рис. 3.7. Структурная схема вентильной машины с возбуждением от постоянных магнитов во вращающейся системе координат

В соответствии с представленной структурной схемой управление двигателем осуществляется поперечной составляющей тока статора, для чего строится система автоматического регулирования, включающая ротатор (прямой преобразователь Парка) и цепи обратных связей по скорости и по положению.

Поскольку, для режима векторного управления система управления строится во вращающейся системе координат, то возможно объединить ротатор двигателя (прямой преобразователь Парка) и ротатор системы управления (обратный преобразователь Парка) как показано на рис.3.8.

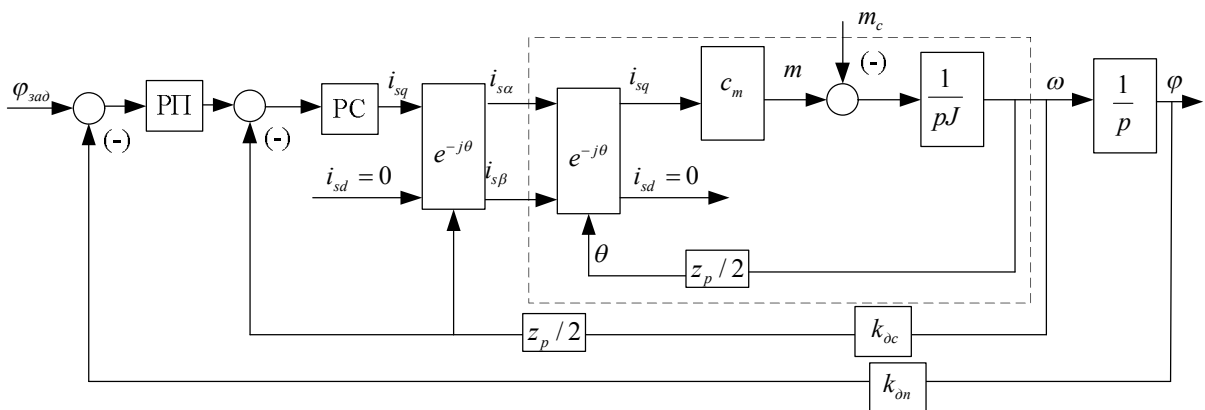


Рис.3.8. Структурная схема следящего привода

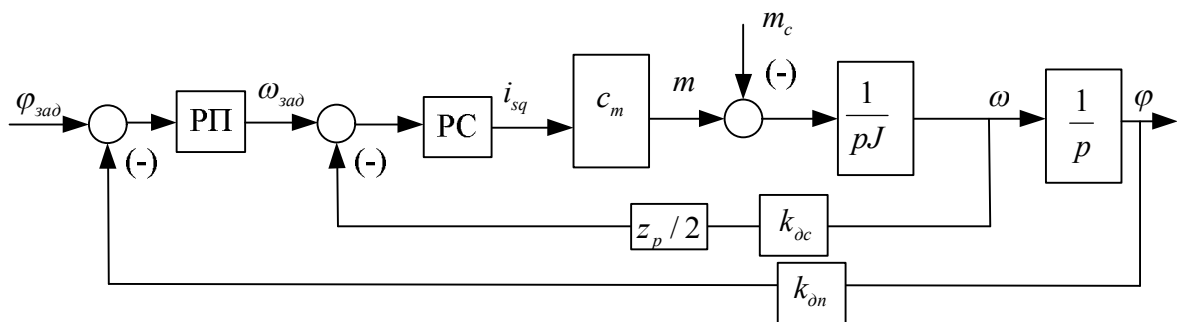


Рис.3.9. Эквивалентная структурная схема следящего привода

4. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

4.1. Функциональная схема стенда показана на рис. 4.1.

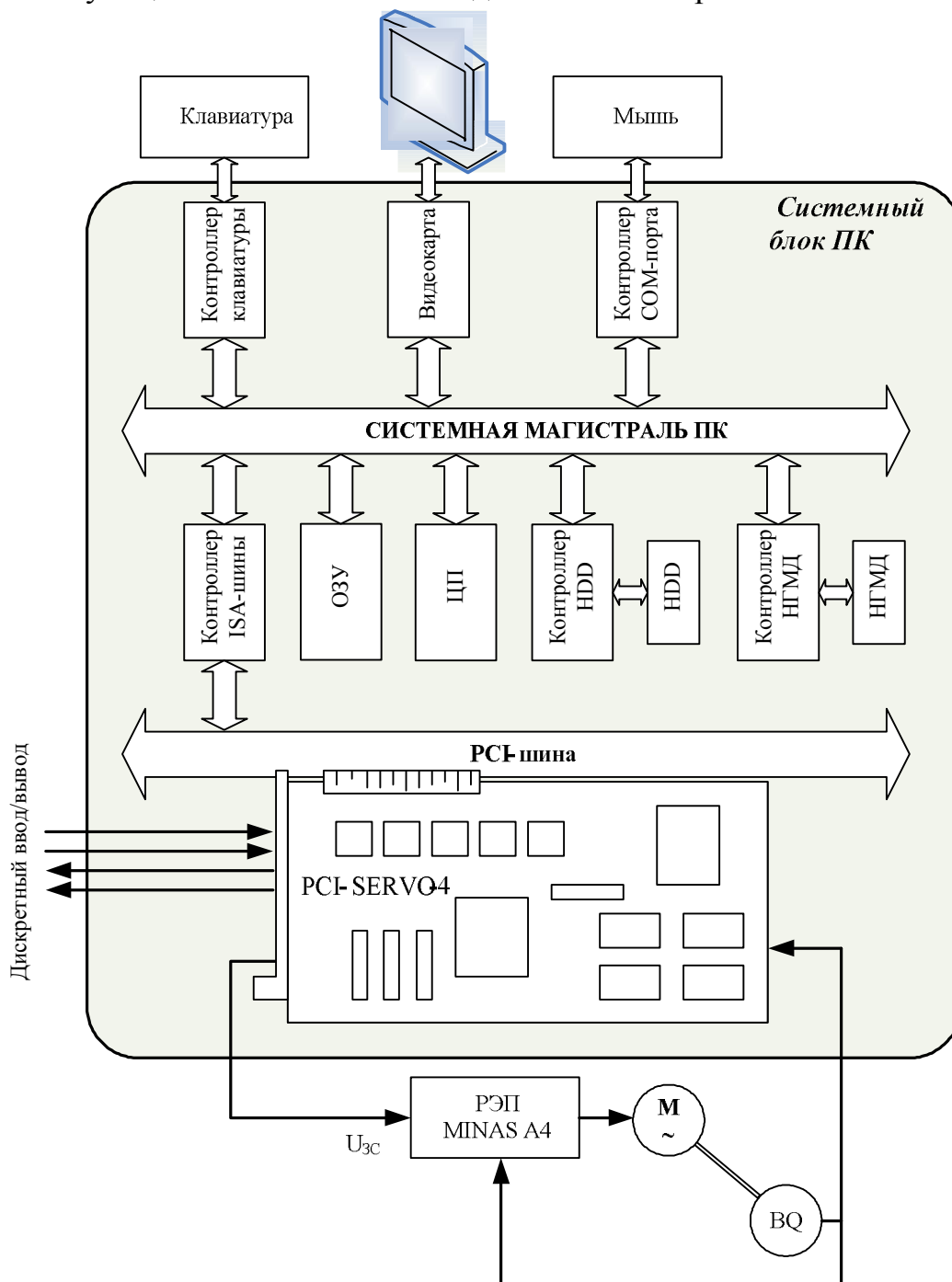


Рис. 4.1. Функциональная схема стенда

В состав лабораторного стенда входят:

- персональный компьютер с установленной в него платой – контроллером движения PCI-Servo4;
- сервопривод MINAS A4 фирмы Panasonic, состоящий из синхронного двигателя со встроенным датчиком положения и сервоконтроллера;

- блок питания +24 В;
- автоматический выключатель.

Основой лабораторного стенда является сервопривод переменного тока фирмы Panasonic, с вентильным синхронным двигателем питающимся от преобразователя частоты (сервоконтроллера). Привод настроен на работу в режиме РЭП, т.е. напряжение управления поступающее на АЦП преобразователя частоты является заданием в контуре скорости привода, а встроенный контур положения разомкнут.

Контур положения следящего электропривода лабораторного стенда замыкается через контроллер движения. Контроллер движения – это физическое устройство которое по средствам внутренних алгоритмов интерполяции (формирования траектории движения) формирует задание на скорость в виде напряжения управления на выходе ЦАП. Это напряжение является входным сигналом АЦП РЭП Panasonic.

Персональный компьютер используется для организации взаимодействия пользователя с контроллером движения. Через пользовательский интерфейс происходит задание пользователем (студентом) вида типового воздействия (скачек положения, линейная заводка или гармоническое воздействие), параметров управляющего воздействия (амплитуды, частоты) и мониторинга сигналов обратной связи (положение, скорость).

4.2. Внешний вид стенда показан на рис. 4.2.



Рис. 4.2

4.3. Принципиальная электрическая схема соединений лабораторного стенда показана на рис. 4.3.

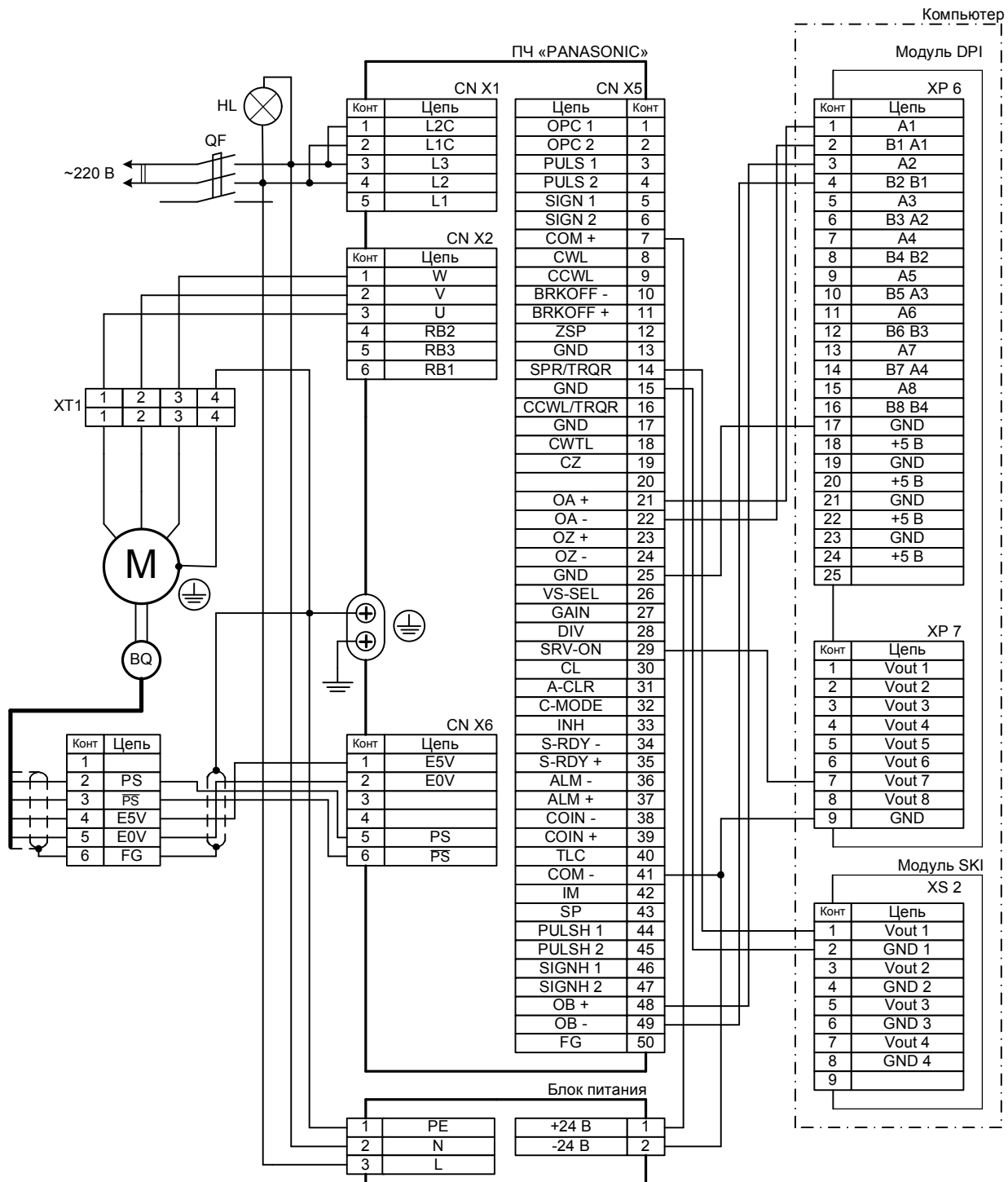


Рис.4.3. Принципиальная схема лабораторного стенда

4.4. Синхронный сервопривод Panasonic MINAS A4

4.4.1. Panasonic MINAS A4 – новая серия компактных высокопроизводительных сервоприводов (серводвигатель + сервоконтроллер) мощностью от 50 до 5000 Вт. Отличительной особенностью сервоприводов Panasonic MINAS A4 служит простая и удобная настройка параметров благодаря сочетанию функций автоматической регулировки скорости в режиме реального времени и адаптивного фильтра, позволяющего подстраиваться под резонансную частоту системы.

Сервоконтроллеры MINAS A4 оснащены 2-канальным фильтром компенсации вибраций, возникающих при старте и остановке двигателя. Эта функция особенно актуальна для высокоскоростных применений, при точной обработке твердых материалов и в машинах и механизмах с невысокой жесткостью конструкции. При необходимости сервомоторы Panasonic могут комплектоваться встроенным стояночным тормозом. Серия Panasonic MINAS A4 включает несколько типоразмеров серводвигателей с различным моментом инерции ротора: сверхнизким, низким, средним и высоким.

Синхронный сервопривод Panasonic MINAS A4 применяется в технологическом оборудовании для микроэлектронной промышленности, в координатных столах, роботах и портальных манипуляторах, упаковочном оборудовании, подъемно-транспортном и конвейерном оборудовании, оборудовании для легкой и пищевой промышленности.

Синхронный сервопривод Panasonic MINAS A4 в базовой комплектации включает сервоконтроллер, синхронный сервомотор на постоянных магнитах (запрессованы в ротор электромотора) и комплект соединительных кабелей. Диапазон мощности серводвигателей (в зависимости от типоразмера) составляет от 0.05 до 5 кВт. Напряжение питания – однофазное 100 В или 200 В, трехфазное 200 В.

Серводвигатели оснащаются инкрементальным энкодером (2500 имп/об) на валу двигателя либо абсолютным энкодером (17 бит). При необходимости серводвигатели Panasonic могут комплектоваться встроенным стояночным тормозом.

4.4.2. Общие рабочие характеристики сервоконтроллеров серии MINAS A4

Режимы работы:

- позиционирование (СЭП);
- управление скоростью (РЭП);
- управление моментом в замкнутом контуре;
- простая настройка регулятора скорости с помощью функции «Автоматическая настройка» в режиме реального времени;
- высокая производительность: полоса пропускания сигнала управления скоростью – 1000 Гц;

- функция "Фильтр подавления вибрации" для уменьшения вибрации при запуске и остановке двигателя;
- компактный размер (от 40x130x150 мм);
- максимальная частота импульсов при позиционировании – 2 МГц.

Общие рабочие характеристики:

- 1) позиционирование с использованием комбинации входов/выходов;
- 2) простой и экономичный способ позиционирования без дополнительного контроллера, без генератора импульсов;
- 3) запоминание до 60 предустановленных позиций;
- 4) легкое управление скоростью вручную с помощью опции «Jog».

Области применения:

- технологическое оборудование для микроэлектронной промышленности;
- координатные столы;
- роботы и портальные манипуляторы;
- упаковочное оборудование;
- подъемно-транспортное и конвейерное оборудование;
- оборудование для легкой и пищевой промышленности.

Табл. 5. Технические характеристики сервоприводов Panasonic MINAS A4

Напряжение питания	Однофазное – 230 В, 50/60 Гц, до 1.5кВт Трёхфазное – 230 В, 50/60 Гц, от 0.75 до 1.5кВт
Степень защиты	Двигателя – IP 65, сервоконтроллера – IP20
Скорость	3000 об/мин – номинальная, 5000 об/мин – максимальная.
Мощность	от 50 до 5000Вт, 6 типоразмеров
Момент	Номинальный – 0.16-23.8 Нм, максимальный 0.95-71.4 Нм
Энкодер	Инкрементальный 2500об/мин, абсолютный 17 бит
Управление	Скоростью, моментом, позицией

Синхронный сервопривод Panasonic MINAS A4 с двигателем изображены на рис. 4.4.



Рис. 4.4. Сервопривод Panasonic MINAS A4 с синхронным двигателем

4.5. Сервоконтроллер PCI-SERVO-4

4.5.1. Система управления следящими электроприводами базирующаяся на аппаратном сервоконтроллере выполняется с помощью специализированного модуля выполняющего функции подготовки и формирования управляющих и задающих воздействий на регулируемые электропривода. Исходными данными при формировании управляющих воздействий являются геометрия траектории движения, заданные контурные скорости и ускорения, параметры механической части системы по регулируемым осям.

Возложенные частично функции контроллера электроавтоматики на сервоконтроллер обеспечивают контроль выхода из рабочей зоны, аварийный останов привода, а также формирование 8-ми дискретных сигналов управления. Эти сигналы могут быть использованы для различных целей, например управление контакторами в цепи сервопривода. Заложенная логика управления дискретными входами/выходами позволяет вводить инверсию состояний каждого канала индивидуально. Помимо этого присутствует возможность устанавливать на каждый канал дискретного входа программируемое время антидребезга с целью устранения ложного срабатывания того или иного канала.

Внешний вид сервоконтроллера представлен на рис. 4.5.

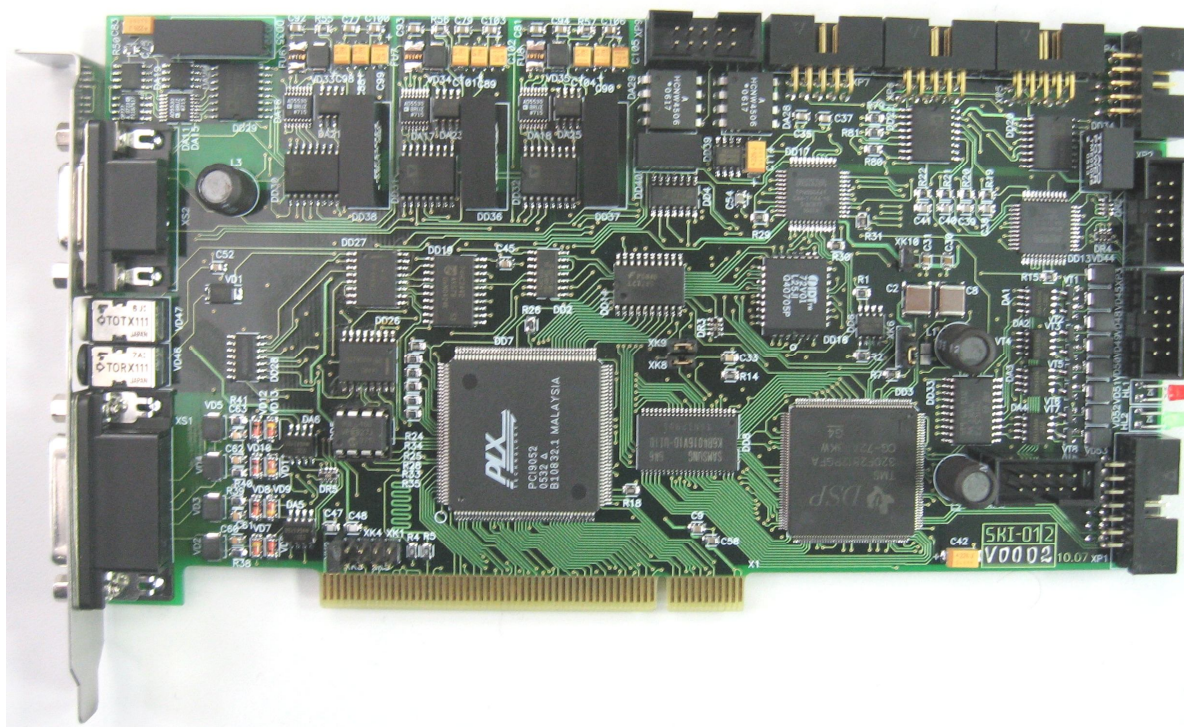


Рис. 4.5. Внешний вид платы сервоконтроллера PCI-SERVO-4 фирмы ЭЛЕСИ: габаритные размеры сервоконтроллера Д×Ш×Т: 208×110×18,2 (Д – длина; Ш – ширина; Т – толщина)

4.5.2. Структура сервоконтроллера PCI-SERVO-4

Описание элементов показанных на структурной схеме (рис. 4.6):

PLX PCI9052 – контроллер шины PCI;

DAC X, DAC Y, DAC Z, DAC K – цифроаналоговые преобразователи;

Encoder X, Encoder Y, Encoder Z, Encoder K – инкрементные датчики положения;

SPI – последовательный периферийный интерфейс;

SCI – последовательный коммуникационный интерфейс;

XINTF – внешний асинхронный интерфейс.

4.5.3. Характеристики сервоконтроллера PCI-Servo-4 (заложенные в ПО)

Характеристики сервоконтроллера:

- PCI-шина;
- поддержка до 100 сервоконтроллеров на уровне драйвера;
- независимое 4-х осевое управление регулируемыми электроприводами в замкнутом режиме;
- поддержка каналов управления электроприводом: ЦАП, оптический, CAN;
- конфигурирование работы каждой оси индивидуально на режимы «интерполятор» и «ЦАП»;

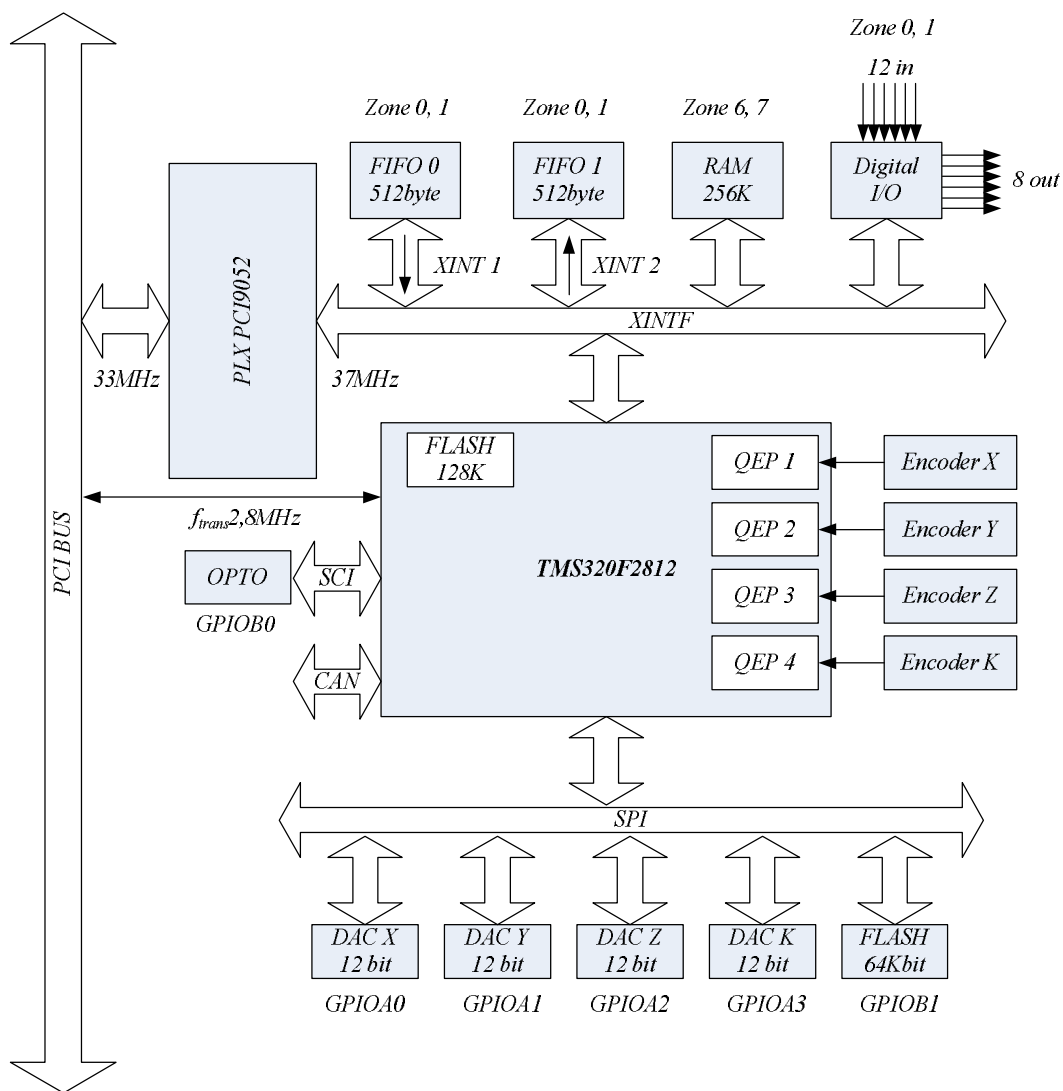


Рис. 4.6. Структура сервоконтроллера PCI-SERVO-4

- 2/3-х осевая линейная интерполяция;
- 2-х осевая круговая интерполяция;
- программируемый профиль скорости – прямоугольный, трапеция;
- частота квантования выходного аналогового сигнала 500Гц;
- разрядность ЦАП 12бит;
- поддержка выходной оптический канал управления электроприводами;
- встроенный сторожевой таймер;
- обработка сигналов 4-х энкодеров с частотой до 2МГц;
- диапазон перемещений по осям $-2\ 147\ 483\ 648 \dots +2\ 147\ 483\ 648$;
- 12 дискретных входов;
- 8 дискретных выходов;
- программируемая инверсия дискретных входов/выходов;
- индивидуальное программирование времени антидребезга каналов дискретного ввода;

- программируемая логика обработки дискретных сигналов;
- программируемая максимально допустимая ошибка при контурном управлении по каждому каналу индивидуально;
- функция управления логикой работы программных конечных выключателей;
- функция управления логикой работы конечных выключателей;
- поддержка нулевых конечных выключателей по 4-м осям с возможностью переопределения под функции пользователя;
- два алгоритма выхода «в ноль» – «Грубо», «Точно»;
- программируемые скорости при позиционировании по каждой оси индивидуально;
- программируемые ограничения контурных скоростей и ускорений;
- функция аварийного останова осей интерполятора.

Характеристики датчика положения:

- максимальная частота входного сигнала 2 МГц;
- максимальная частота входного сигнала (по фронтам) 4МГц;
- тип входного сигнала: 5В (TTL).

Характеристики интерполятора:

- линейная интерполяция *1D*, *2D*, *3D*;
- круговая *2D*, *2D* согласованная с линейной интерполяцией (винтовая);
- цифровая коррекция сигналов интерполятора;
- диапазон заданий по положению: -2 147 483 648 .. +2 147 483 648 мкм;
- диапазон заданий по скорости: -2 147 483 648 .. +2 147 483 648 мкм/с;
- диапазон заданий по ускорению: -2 147 483 648 .. +2 147 483 648 мкм/с²;
- максимальное количество тактов на текущем участке траектории: 4 294 967 296.

Диаграммы разгона/торможения

- скачек скорости;
- трапециидальная.

Режимы управления:

- контурное управление с обратной связью от датчиков положения;
- контурное управление в разомкнутом режиме;
- контурное управление регулируемым приводом/сервоприводом (контур положения в сервоприводе);
- останов привода по одной или нескольким осям без прекращения работы интерполятора (Control);

- прямое управление каналами ЦАП по осям X, Y, Z, K ;
- прямое управление дискретными входами/выходами;
- режим симуляции (для отладки управляющих программ и тестирования сервомодуля) – траектория с интерполятора на каждом такте поступает из сервомодуля в ПК.

Работа с кадрами

– управляющие кадры поступают в статусную структуру. Первый кадр уходит на исполнение, остальные кадры сдвигаются и освобождают место для еще одного кадра. Таким образом, мы фактически можем задать на исполнение 3 кадра. Первый исполняется, два остальных ждут его исполнения. Снятие кадра из очереди со сдвигом последующего на место текущего;

– координированное движение по осям при круговой интерполяции. Заданный кадр с круговой интерполяцией ожидает поступления следующего кадра с линейной интерполяцией по соответствующей оси. Движение начнется одновременно по заданным осям при поступлении обоих кадров. Опция предназначена для выполнения винтовой интерполяции в пространстве.

При запуске интерполятора проверить:

1. Отсутствие бита ошибки запуска интерполятора по заданным осям;
2. Проверить выставился ли бит использования оси.

Работа с концевыми выключателями и дискретными входами/выходами:

– при наезде на концевой выключатель сервоконтроллер снимает задание с ЦАП данной оси и передает сообщение об аварийной ситуации на ПК. Дальнейшие действия зависят от команд оператора и ПО на верхнем уровне;

– индивидуальное программирование времени антидребезга каналов дискретного ввода;

– программирование инверсии индивидуально на каждый канал ввода/вывода;

– один дискретный канал для управления функцией «Аварийный останов».

Режимы останова привода по осям:

- аварийный останов всех осей и интерполятора;
- останов привода по одной или нескольким осям без прекращения работы интерполятора.

Режимы работы с координатами:

- команда на принятие текущей координаты за ноль;
- команда «идти в ноль по конечным выключателям»;
- команда «идти в программный ноль»;

- два варианта позиционирования: 1 – (*ГРУБО*) останов при наезде на большой скорости, 2 – (*ТОЧНО*) наезд на концевой выключатель на большой скорости съезд на малой;
- задание программного рабочего поля по каждой оси.

Программное обеспечение

Поставляемое программное обеспечение включает следующие компоненты:

- драйвер под Windows XP/2000/NT;
- утилита для конфигурирования параметров сервоконтроллера с возможностью тестирования периферии;
- DLL библиотека с поддержкой набора функций управления сервоконтроллером;
- примеры программирования сервоконтроллера на Borland Delphi, C++ Builder.

4.5.4. Организация контура положения

Управление регулируемым электроприводом осуществляется с помощью 4-х каналов ЦАП. Организация контура положения по одной оси показана на функциональной схеме ниже.

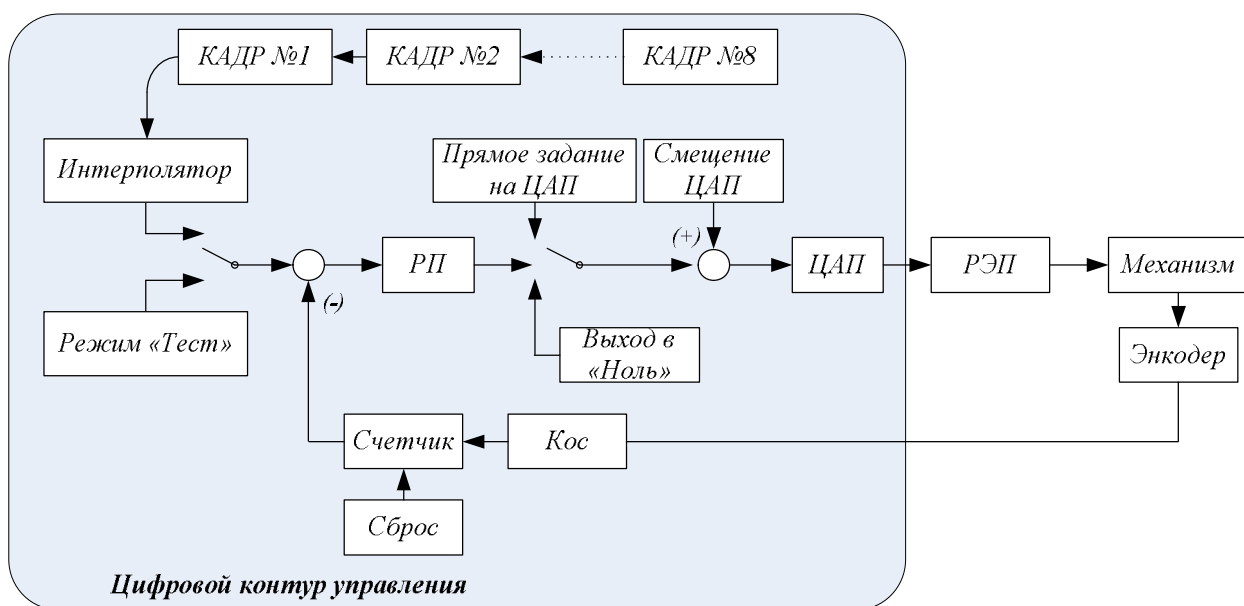


Рис. 4.7. Организация контура положения: *РП* – регулятор положения, *ЦАП* – цифроаналоговый преобразователь, *РЭП* – регулируемый электропривод, *Кос* – коэффициент обратной связи по положению

Программное обеспечение контроллера предполагает несколько режимов управления. Выбор режима осуществляется вызовом функции «**SetOutMode**» и установкой соответствующего режима.

1. **Режим «Интерполятор».** При установке режима поступившие кадры на исполнение устанавливаются в очередь и ожидают исполнения в порядке поступления в сервоконтроллер. Исполняющийся кадр в блоке «Интерполятор» выполняется до тех пор, пока не будет выполнена траектория на заданном участке. Сигнал задания по положению от интерполятора поступает на регулятор положения «РП» и далее на выход ЦАП предварительно суммируясь с установленным программным смещением ЦАП. Смещение ЦАП выставляется функцией «**SetOffsetDAC**».

2. **Режим «Прямого управления ЦАП».** Выбор режима осуществляется аналогично вызовом функции «**SetOutMode**». В данном режиме пользователь осуществляет прямое управление каналами ЦАП с помощью функции «**SetDirectDACValue**». При прямом управлении каналами ЦАП необходимо помнить, что частота квантования выходного сигнала равна 500 Гц.

3. **Режим тест «Ступенчатое воздействие».** Выбор режима осуществляется аналогично вызовом функции «**SetOutMode**». Однако следует помнить, что предварительно необходимо установить тестовое задание по положению с помощью функции «**TaskPoint**». По окончании отработки тестового задания система остановится в заданной точке, и будет ожидать следующей команды в следящем за положением режиме.

При необходимости выставить ноль по регулируемой координате предусмотрена установка программируемой величины смещения ЦАП с помощью функции «**SetOffsetDAC**».

Управление состоянием счетчиков энкодеров (сброс текущего положения в ноль) осуществляется с помощью функции «**SetZeroPosition**». Контроль состояния положения осуществляется с помощью функции «**GetCurrentPosition**».

4.5.5. Схема подключения

Схема соединений и расположение контактов разъемов на платах SKI (плата сервоконтроллера) и DPI (вспомогательная плата) показаны на рис. 4.8...4.10.

В штатном режиме, при включении компьютера на плате сервоконтроллера SKI должен загореться красный светодиод питания по PCI-шине. После чего зеленый светодиод должен перейти в режим мигания с постоянной частотой. Мигание зеленого светодиода означает правильную работу программного обеспечения микроконтроллера TMS320F2812.

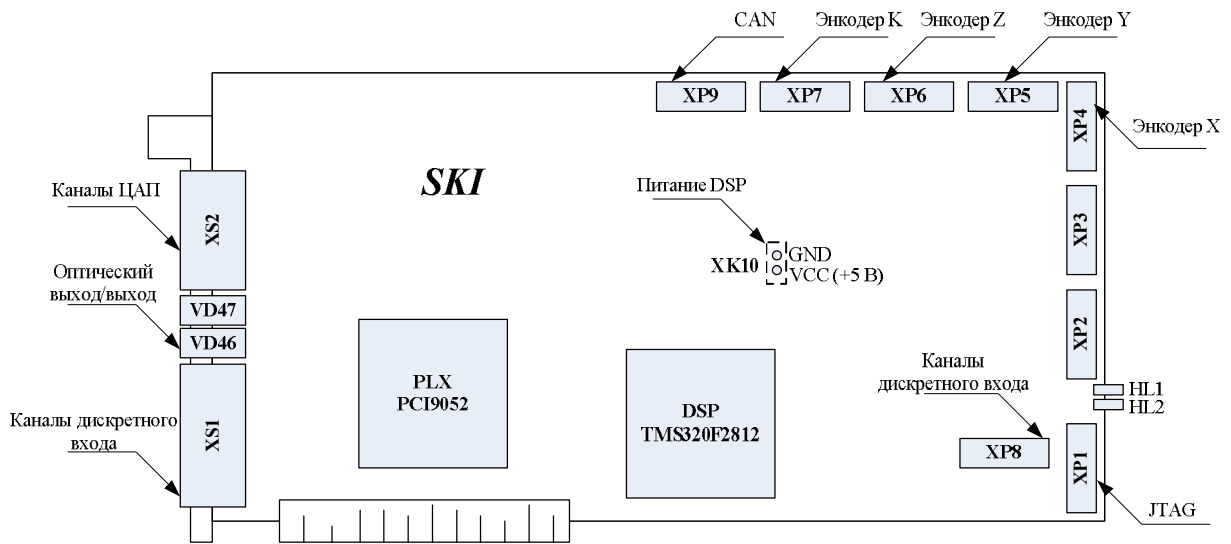


Рис. 4.8. Схема расположения элементов платы SKI: PLX PCI9052 – контроллер PCI-шины, DSP TMS320F2812 – микроконтроллер, HL1 – красный светодиод наличия питания контроллера, HL2 – зеленый светодиод отображающий рабочее состояние сервоконтроллера, JTAG – порт программирования FLASH-памяти микроконтроллера

Со стороны внешней планки к контроллеру могут быть подключены каналы управления регулируемым электроприводом через ЦАП, каналы оптического входа/выхода, а также каналы дискретного входа. Остальная часть периферии (каналы энкодеров, дискретные входы) подключаются через разъемы на внешней планке второй платы DPI.

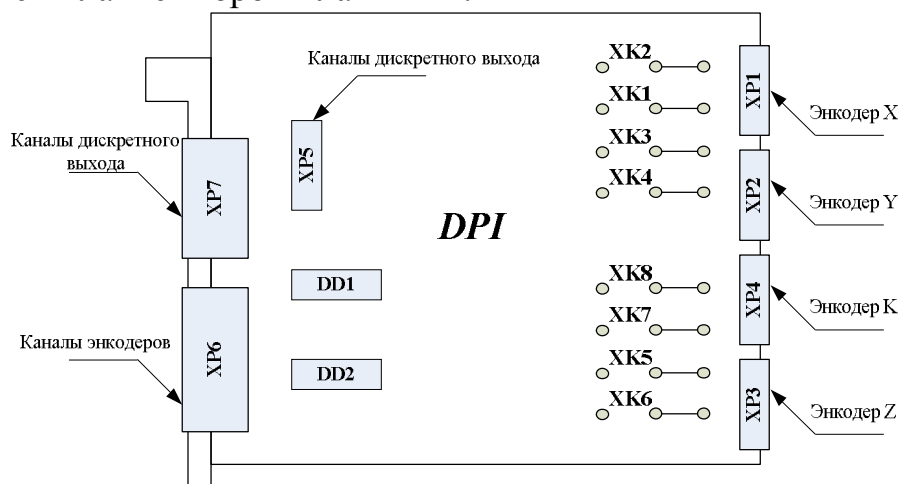


Рис. 4.9. Схема расположения элементов платы DPI: XK1..XK8 – переключки предназначенные для выбора типа входного сигнала энкодеров (правое положение – дифференциальный сигнал ± 5 В, левое положение – однопроводной 0..5 В)

Соединение между платами SKI и DPI осуществляется с помощью поставляемых вместе с платами шлейфов. Назначение разъемов на платах показано на рис. 4.10.

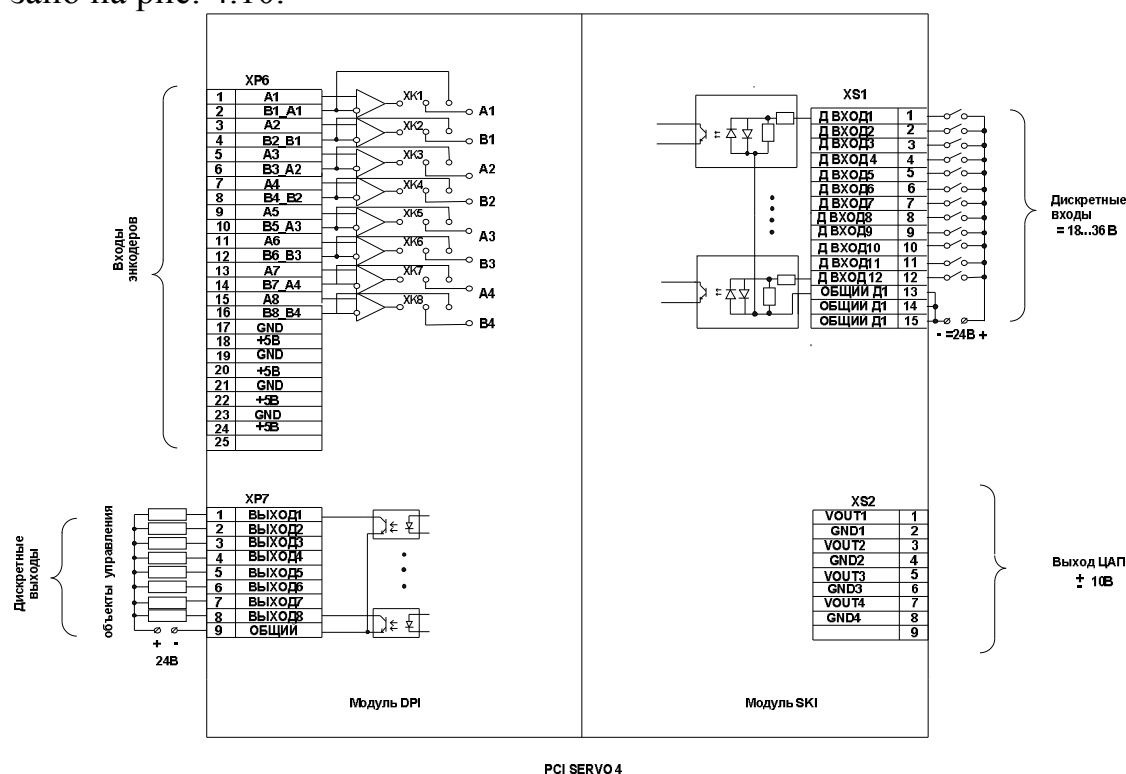


Рис. 4.10. Назначение разъемов плат DPI и SKI

4.6. Паспортные данные двигателя

Panasonic MSMD022PIS.

Номинальная мощность $P_{дв.н} = 200$ Вт.

Номинальный ток $I_{дв.н} = 1.6$ А.

Номинальное напряжение $U_{дв.н} = 91$ В.

Номинальная скорость вращения $n_{дв.н} = 3000 \frac{\text{об}}{\text{мин}}$.

Номинальный момент $M_{ном} = 0.663$ Нм

Сопротивление обмотки якоря $R_{дв+15^\circ\text{C}} = 6.75$ Ом.

Индуктивность статора $L_{дв} = 8.85$ мГн.

Момент инерции двигателя $J_{дв} = 0.018 \cdot 10^{-4}$ кг·м³

5. ПРОГРАММА РАБОТЫ

1. Исследование РЭП при ступенчатом управляющем воздействии

Для исследования РЭП при ступенчатом управлении, выбирается тип теста «**Ступенька РЭП**» и устанавливается задание на РЭП по указанию преподавателя для 3-5 значений. Полученные графики переходных процессов вывести на печать, а показатели качества переходных процессов занести в табл. 6.

Табл. 6. Показатели переходных процессов при исследовании РЭП

№	N_{3C} , имп	t_{py1} , с	t_{py2} , с	σ , %	$\omega_{уст}$, рад/с	$i_{МАКС}$, А

На основании полученных данных, построить графические зависимости $\sigma = f(U_{3C})$ и $t_{py} = f(U_{3C})$.

2. Исследование СЭП в режиме позиционирования

Исследования СЭП при позиционировании проводятся при выборе тип теста «**Ступенька СЭП**».

2.1. Исследование влияния величины задания на характер переходных процессов

Ввести в качестве параметров коэффициент усиления регулятора положения $K_{рп}$ (по указанию преподавателя) и время теста. Эксперимент проводится с целью определения областей «малых», «средних» и «больших» перемещений. Для этого эксперимент проводится несколько раз при различных значениях задания на перемещение. Результаты опыта заносятся в табл. 7, а на печать выводятся графики, отображающие работу СЭП в характерных областях.

Табл. 7. Показатели переходных процессов СЭП с П-РП в режиме позиционирования

№	$\varphi_{зад}$, диск	t_{py1} , с	t_{py2} , с	σ , %	$\omega_{МАКС}$, рад/с	$i_{МАКС}$, А

2.2. Исследование влияния коэффициента усиления на характер переходных процессов

Для оценки влияния коэффициента усиления эксперименты проводятся несколько раз (3-5) при изменении коэффициента усиления в меньшую и большую сторону от значения, использованного в п. 2.1. Исследования проводятся для работы СЭП в области «малых», «средних» и «больших» перемещений (по указанию преподавателя). Результаты эксперимента заносятся в табл. 8, и приводятся графики переходных процессов, поясняющие влияние изменений коэффициента усиления.

Табл. 8. Показатели переходных процессов СЭП с П-РП в режиме позиционирования при изменении $K_{РП}$

№	$\omega_{ЗАД}$, диск	$K_{РП}$	$t_{ру1}$, с	σ , %	$\omega_{МАКС}$, рад/с	$i_{МАКС}$, А

По результатам опыта, отдельно для каждой из областей, строится график, отражающий зависимость $\sigma = f(K_{РП})$.

3. Исследование СЭП в режиме слежения

Для исследования СЭП при линейно-нарастающем сигнале управления используется управляющий сигнал треугольного или пилообразного типа. Тип теста «**Линейная заводка**». При этом следует изменять значение амплитуды генерируемого сигнала (в имп.) при постоянном периоде длительностью в одну секунду.

3.1. Исследование влияния величины задания на качество переходных процессов при линейной заводке

Устанавливается базовое значение коэффициента регулятора положения. Проводятся несколько экспериментов при изменении интенсивности нарастания управляющего сигнала от 500 до 500000 имп/с. Цель исследований – определение показателей переходных процессов при работе СЭП в режиме линейно-изменяющегося сигнала управления при разных скоростях подачи. Результаты опытов заносятся в табл. 9, а соответствующие графики распечатываются.

Табл. 9. Показатели переходных процессов СЭП в режиме линейно-нарастающего сигнала управления

№	$\omega_{ЗАД}$, диск./с	$t_{уст}$, с	$\Delta\phi_{уст}$, диск.	$\omega_{уст}$, рад/с

3.2. Исследование влияния коэффициента усиления на характер переходных процессов при линейной заводке

Проводятся несколько экспериментов (3-5) при постоянной интенсивности нарастания управляющего сигнала (заданной преподавателем) и разных значениях коэффициента усиления регулятора положения. Результаты помещаются в табл. 10.

Табл. 10. Показатели переходных процессов СЭП в режиме линейно-нарастающего сигнала управления при изменении $K_{РП}$

№	$\omega_{ЗАД}$, диск./с	$K_{РП}$	$t_{уст}$, с	$\Delta\phi_{уст}$, диск.	$\omega_{МАКС}$, рад/с

4. Исследование СЭП при гармоническом управляющем сигнале

Для исследования СЭП при гармоническом сигнале управления используется управляющий сигнал синусоидального типа. Тип теста «**Синусоида**». При этом следует изменять значение амплитуды и частоты сигнала.

4.1. Снятие частотных характеристик СЭП

Задаваясь фиксированным значением амплитуды сигнала (по указанию преподавателя) снимаются частотные характеристики СЭП в диапазоне изменения частоты сигнала управления $1 \div 100$ Гц. Данные помещаются в табл. 11, графики распечатываются.

Табл. 11. Частотные характеристики СЭП

№	$\Phi_{\text{ЗАД}}$, диск	$f_{\text{УПР}}$, Гц	$\lg(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{УПР}})$	$\Phi_{\text{МАКС}}$, диск	$L = 20 \cdot \lg(\Phi_{\text{МАКС}} / \Phi_{\text{ЗАД}})$, дБ	$\Delta\phi$, град

Основываясь на полученных результатах строятся ЛАЧХ $L = f(\lg(2\pi f_{\text{УПР}}))$ и ЛФЧХ $\Delta\phi = f(\lg(2\pi f_{\text{УПР}}))$ исследуемого СЭП.

Для оценки влияния коэффициента усиления регулятора положения эксперимент повторяется несколько раз при изменении коэффициента в два раза в меньшую и большую сторону от исходного значения. Результаты помещаются в табл. 12, графики распечатываются.

Табл. 12. Зависимость частотных характеристик СЭП с П-РП от изменения коэффициента усиления регулятора положения

№	$K_{\text{РП}}$	$\Phi_{\text{ЗАД}}$, диск.	$f_{\text{УПР}}$, Гц	$\lg(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{УПР}})$	$\Phi_{\text{МАКС}}$, диск.	$L = 20 \cdot \lg(\Phi_{\text{МАКС}} / \Phi_{\text{ЗАД}})$, дБ	$\Delta\phi$, град

По результатам опыта строится график, отражающий зависимость между коэффициентом усиления регулятора положения и полосой пропускания электропривода $f_{\text{СЭП}} = f(K_{\text{РП}})$.