

УДК 621.313.333

*Демченко Ф.О., ассистент (УкрГАЗТ)*

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

**Введение.** Современные информационные технологии позволяют решать задачи управления сложным электроприводом переменного тока, в том числе с синхронными двигателями с постоянными магнитами, которые ранее не могли быть решены.

**Постановка задачи.** Одной из основных задач при построении систем управления электроприводом является настройка регуляторов для реализации оптимального управления. Проведенный анализ литературы показал, что для настройки контуров регулирования электроприводом переменного тока используются методы, основанные на модульном критерии и на критерий симметричного оптимума [1-6]. Использование этих методов не всегда дает оптимальный результат. Поэтому задачей статьи является разработка методики расчета параметров регуляторов контуров токов и скорости, а также анализ применения методов настройки регуляторов, основанных на совместном использовании критериев максимальной степени устойчивости, модульного критерия и критерия симметричного оптимума.

**Описание исследуемого объекта.** Для управления синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов СДПМ [7,8] выбрана структура управления, использующая принцип модуляции пространственного вектора. Полная структура модели представлена в [7]. Для выбора настроек регулятора будем использовать упрощенную модель структуры (рисунок 1).

Представление уравнений СДПМ [3,6–10] в роторной системе координат ( $d-q$ ) стало основным способом описания его работы

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_q - \frac{\lambda p}{L_q} \omega_r \\ M &= 1.5 p (\lambda i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} (M - F \omega_r - M_c) \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_r, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $u_d, i_d$  – напряжение и ток продольной оси;

$u_q, i_q$  – напряжение и ток поперечной оси;

$\omega_r$  – угловая скорость ротора;

$M, M_c$  – электромагнитный момент, развиваемый двигателем, и момент сопротивления;

$L_d, L_q$  – индуктивность продольной и поперечной цепей;

$R$  – активное сопротивление цепи;

$\lambda$  – величина магнитного потока;

$\theta$  – угол поворота ротора;

$F$  – сила трения;

$p$  – число пар полюсов.

Уравнения СДПМ во вращающихся координатах (1) обеспечивают большую наглядность протекающих в обмотках статора процессах.

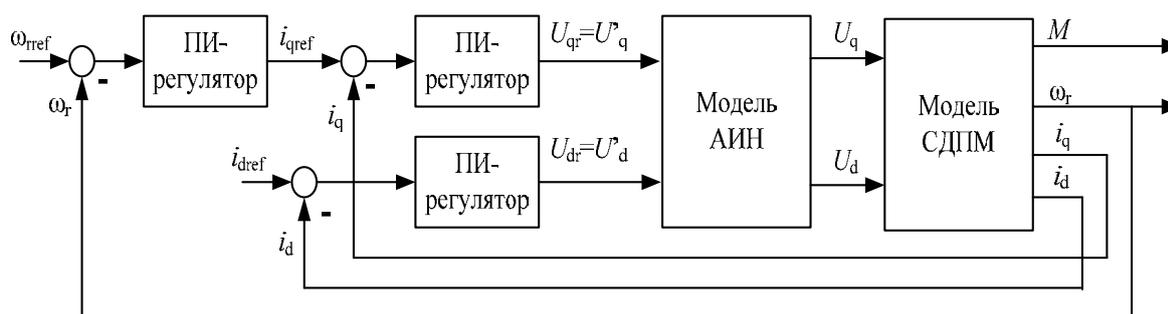


Рисунок 1 - Упрощенная структура контура управления СДПМ

Действительные токи и напряжения статора в приведенной двухфазной неподвижной системе координат связаны с роторными величинами однозначным преобразованием. Эти преобразования основаны на предположении о симметричности электрических и магнитных цепей всех обмоток. Кроме роторной системы координат, иногда применяется статорная, при этом значение индуктивности обмоток статора связано тригонометрическими зависимостями с углом поворота ротора и не всегда позволяет выполнять анализ работы привода.

В электроприводе переменного тока с частотным управлением в качестве преобразователей постоянного напряжения в переменное используются автономные инверторы напряжения (АИН).

В соответствии с [3,6,9] динамика АИН, как элемента системы управления характеризуется особенностями:

1. в системе аналоговый входной сигнал дискретно преобразуется в сдвиг управляющих импульсов, поэтому преобразователь управляется не непрерывно, а дискретно;

2. преобразователь представляет собой полупроводниковое устройство (например IGBT – транзистор может находиться в двух состояниях), работающее в релейном режиме.

Таким образом, АИН – существенно нелинейное звено, полоса пропускания которого ограничена, а характер переходного процесса зависит от значения и знака входного сигнала. Считается [3,6], что явления, связанные со спецификой АИН как нелинейного динамического элемента системы, будут мало сказываться на работе системы тогда, когда частота среза контура, в котором используется преобразователь, будет ниже зоны частот, существенных для динамики собственно преобразователя.

Учитывая вышесказанное, передаточную функцию для преобразователя типа АИН можно записать в виде

$$W_{pr} = \frac{k_{pr}}{T_{pr}p + 1}, \quad (2)$$

где  $k_{pr}$  – коэффициент преобразования;

$T_{pr}$  – постоянная времени преобразователя.

С использованием (1),(2) получим упрощенную математическую модель привода, состоящую из моделей АИН и СДПМ (рисунок 2.) .

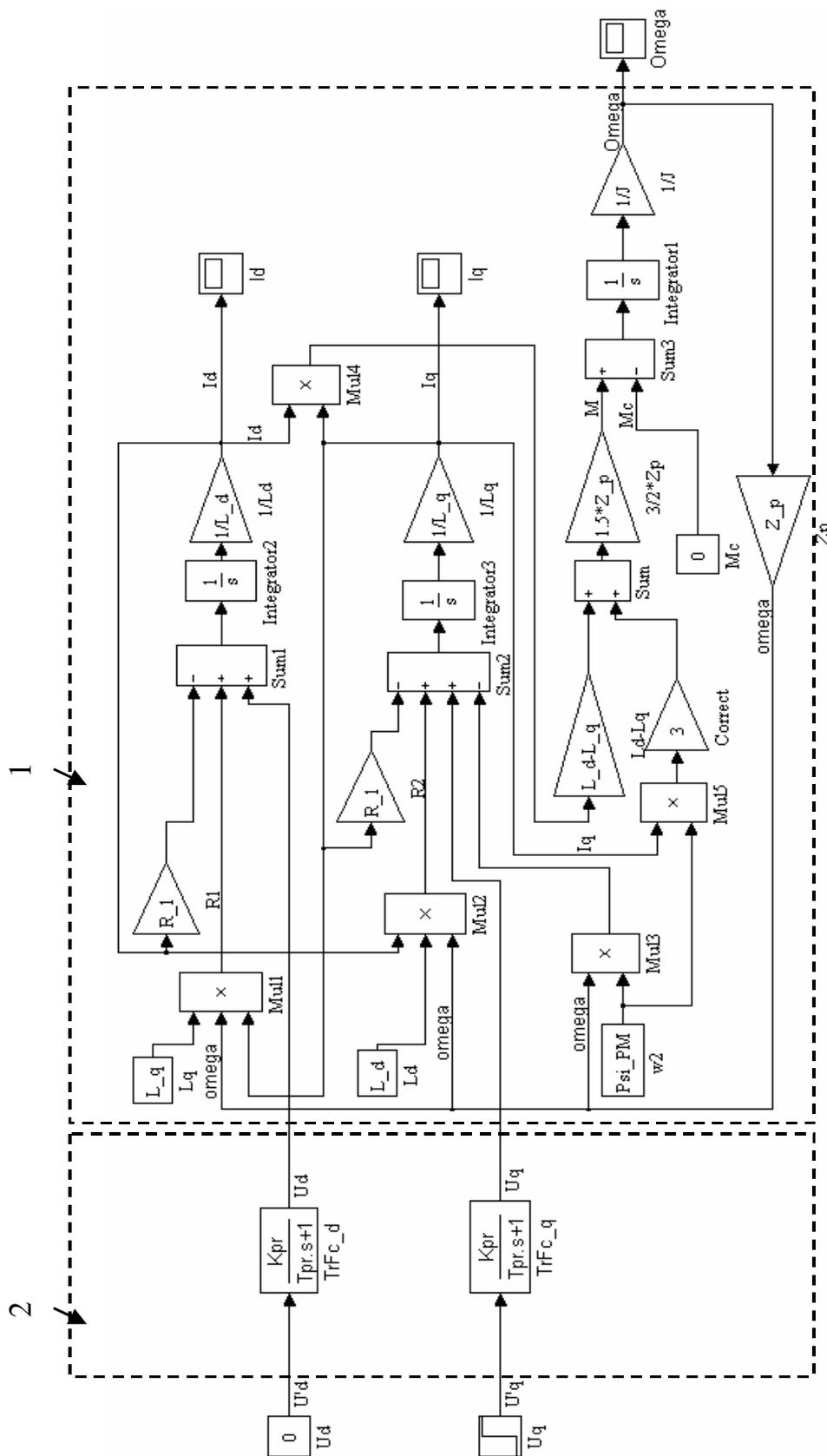


Рисунок 2 - Упрощенная структурная схема модели электропривода во вращающейся системе координат:

1 – модель СДПМ;

2 – модель инвертора.

**Методика расчета структуры.** Контуров виртуальных токов  $i_d$  и  $i_q$  являются связными. Для регулирования этих токов согласно структуре рисунка 1 используются ПИ-регуляторы. Для выполнения расчетов контура регулирования тока по оси  $q$  введем допущения [1]:

- реализован регулятор, который поддерживает ток  $i_d = 0$ ;
- потокосцепление по оси  $d$  определяется только потокосцеплением от постоянных магнитов  $\Psi_r$ ;
- момент двигателя равен

$$M = 1,5 \cdot z_p \cdot \Psi_r \cdot i_q. \quad (3)$$

Учитывая вышесказанное и используя [1, 7 - 10], сформируем упрощенную структуру модели для контура регулирования тока  $i_q$  (рисунок 3.).

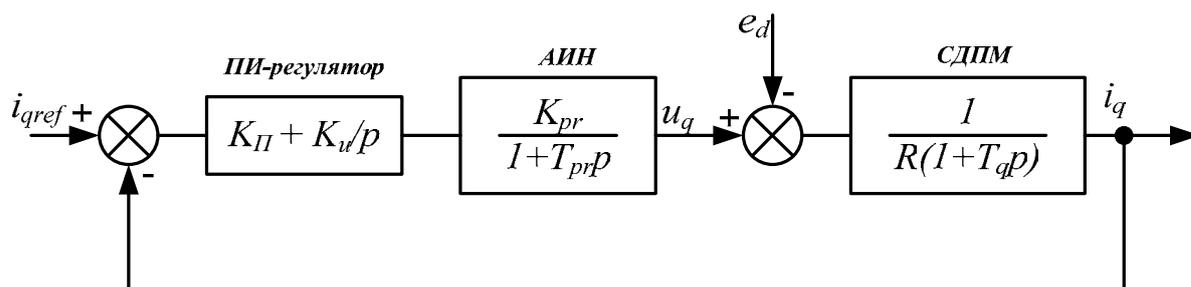


Рисунок 3 - Упрощенная структура управления током  $i_q$

Из анализа результатов [6, 9] можно считать, что контуры токов  $i_d$  и  $i_q$  имеют идентичную структуру. В качестве двигателя рассмотрим СДПМ типа DS-132L54W30-5, для которого характерно различие индуктивностей по осям  $d$  и  $q$  ( $L_q = 0.002247$  и  $L_d = 0.002075$ ). Структура рисунка 3 одинакова для управления токами  $i_d$  и  $i_q$  (различными являются постоянные времени  $T_d$  и  $T_q$ ). Поэтому для определения параметров регуляторов для обоих контуров токов  $i_d$  и  $i_q$  используется однотипный расчет.

Для выбора параметров настроек ПИ–регулятора контуров токов  $i_q$  и  $i_d$  использованы два метода: метод максимальной степени устойчивости и метод основанный на модульном критерии.

Выбор параметров настройки с использованием критерия максимальной степени устойчивости выполним согласно методике представленной в [11–15].

Для расчета контура регулирования тока  $i_q$  найдем передаточную функцию замкнутого контура регулирования согласно структуре на рисунок 3

$$W_{зам} = \frac{(K_{II}p + K_{II})K_{pr}}{R \cdot p(1 + T_q p)(T_{pr} p + 1) + (K_{II}p + K_{II})K_{pr}}. \quad (4)$$

Из передаточной функции (4) находим характеристическое уравнение

$$D_{m+1}(\lambda) = R \cdot T_{pr} \cdot \lambda^3 + R(T_{pr} + T_q)\lambda^2 + (R + K_{pr}K_{II})\lambda + K_{pr}K_{II} = 0. \quad (5)$$

Значение максимальной степени устойчивости получим, продифференцировав дважды характеристическое уравнение (5)

$$D_{m+1}^{(1)}(\lambda) = 3 \cdot R \cdot T_{pr} \cdot \lambda^2 + 2R(T_{pr} + T_q)\lambda + (R + K_{pr}K_{II}) = 0, \quad (6)$$

$$D_{m+1}^{(2)}(\lambda) = 6 \cdot R \cdot T_{pr} \cdot \lambda + 2R(T_{pr} + T_q) = 0. \quad (7)$$

Подставив в (7) вместо параметра  $\lambda$  параметр  $-J_{opt}$ , получим выражение для максимальной степени устойчивости

$$J_{opt} = \frac{T_{pr} + T_q}{3T_{pr}T_q}. \quad (8)$$

Подставим в (6) выражение (8) для получения оптимального по критерию максимальной степени устойчивости [15] параметра  $k_{II}$  ПИ–регулятора

$$K_{\Pi} = \frac{3 \cdot R \cdot T_{pr} \cdot T_q \cdot J_{onm}^2 - 2R(T_{pr} + T_q)J_{onm} + R}{-K_{pr}}. \quad (9)$$

Для получения параметра  $K_{\Pi}$  ПИ-регулятора по критерию максимальной степени используем (5), (8) и (9). В результате получим

$$K_{\Pi} = \frac{-R \cdot T_{pr} \cdot T_q \cdot J_{onm}^3 + R(T_{pr} + T_q)J_{onm}^2 + (R + k_{pr}k_{\Pi})J_{onm}}{-K_{pr}}. \quad (10)$$

Для расчета параметров регуляторов контура тока  $i_d$  в уравнения (8)–(10) необходимо подставить вместо  $T_q$  значение  $T_d$ .

При реализации настройки контуров тока по модульному критерию [1–2, 4–5] выбираем звено с большой постоянной времени (общая структура управления на рис. 3). Фактически эту постоянную времени регулятор должен компенсировать. Выбираем звено с передаточной функцией

$$W_{\text{комп}} = \frac{1}{R(1+T_q p)} \text{ – для контура управления током } i_q;$$

$$W_{\text{комп}} = \frac{1}{R(1+T_d p)} \text{ – для контура управления током } i_d.$$

При применении модульного критерия постоянные времени ПИ-регуляторов равны

$$T_{\Pi} = T_q = \frac{L_q}{R} \text{ – для контура управления током } i_q;$$

$$T_{\Pi} = T_d = \frac{L_d}{R} \text{ – для контура управления током } i_d.$$

Для вычисления коэффициента усиления ПИ-регулятора по методу использующему модульный критерий [6, 9] принимаем формулу

$$K_{\Pi} = \frac{T_{\text{комп}}}{2 \cdot K_{\text{общ}} \cdot T_{\text{неком}}}, \quad (11)$$

где  $T_{комп}$  – постоянная времени, которую необходимо компенсировать регулятором ( $T_{комп} = T_q$  для контура регулирования  $i_q$  и  $T_{комп} = T_d$  для контура регулирования  $i_d$ );

$K_{общ}$  – коэффициент передачи разомкнутого контура (фактически он одинаков  $K_{общ} = \frac{K_{pr}}{R}$  для обоих контуров управления токами  $i_q$  и  $i_d$ );

$T_{неком}$  – суммарная малая постоянная времени, которая определяется как сумма всех малых постоянных времени контура (для данного случая  $T_{неком} = T_{pr}$ ).

Согласно (11) получим выражения для  $K_{II}$  контуров управления токами  $i_q$  и  $i_d$

$$K_{II} = \frac{T_q}{2 \cdot \frac{K_{pr}}{R} \cdot T_{неком}} = \frac{L_q}{2 \cdot K_{pr} T_{pr}},$$

$$K_{II} = \frac{T_d}{2 \cdot \frac{K_{pr}}{R} \cdot T_{неком}} = \frac{L_d}{2 \cdot K_{pr} T_{pr}}.$$

Расчет контура регулирования частоты вращения для метода, основанного на определении максимальной степени устойчивости затруднен из-за наличия двух подчиненных контуров управления токами  $i_q$  и  $i_d$ .

Поэтому для расчета параметров ПИ-регулятора скорости вращения ротора используем метод на основе критерия симметричного оптимума, который широко применяется в системах подчиненного регулирования.

Расчет регулятора частоты вращения в системе с датчиком угла поворота ротора при постоянном потокосцеплении по оси  $d$  и свернутом контуре тока  $i_q$  выполняется в зависимости от величины шага квантования и требуемого быстродействия контура без учета или с учетом шага квантования [1, 6, 9].

Используя допущения, принятые при расчете контура тока  $i_q$ , общую структуру регулирования скорости можно свести к рисунку 4.

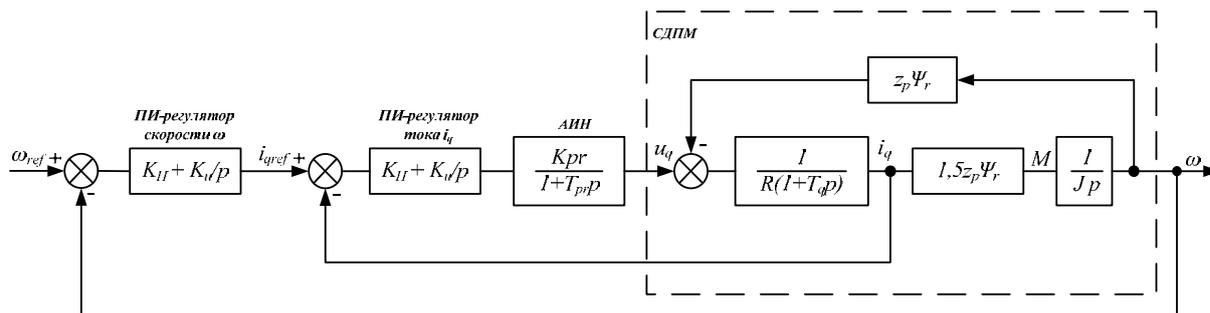


Рисунок 4 - Контур регулювання швидкості СДПМ

В цьому виді контур управління швидкістю обертання ротора СДПМ аналогічний контуру управління для двигателів постійного струму [3, 6–10]. Згідно критерія симетричного оптимума [2] для структури управління постійна часу ПІ-регулятора визначається за формулою

$$T_{II} = a^2 T_{\mu}, \quad (12)$$

де  $a$  – постійна для налаштування регулятора по симетричному оптимуму (вибирається значення 2 [2]);

$T_{\mu}$  – сумарна мала постійна часу контуру регулювання швидкості.

Сумарна мала постійна часу визначається з малих постійних часу контуру регулювання (постійна часу автономного інвертора  $T_{pr} = 0,0002$  с) і часу виконання мікроконтролера і DSP – процесора (який знаходиться в межах від 0,0005 до 0,0022 с [4,5]). Т.е. для даного випадку  $T_{\mu} \approx 0,0016$  с.

В моделі на виході контуру (рисунок 4) швидкість вимірюється в рад/с, а задання швидкості здійснюється в об/мін. Фактично симетричний критерій є розвитком модульного критерія [2]. Розрахунок коефіцієнта передачі проводиться, як і для модульного критерія по формулі (12).

Для структури, показаної на рис. 4, складові формул (11) такі:

$$T_{\text{комп}} = T_q, \quad (13)$$

$$T_{\text{некомп}} = T_{\mu}, \quad (14)$$

$$K_{об} = \frac{60 \cdot K_{п} \cdot K_{pr} \cdot 1,5 \cdot Z_p \cdot \Psi_r}{2\pi \cdot J \cdot R}, \quad (15)$$

где  $K_{п}$  - получено из (9).

При подстановке уравнений (13)–(15) в формулу (11) получим

$$K_{п\omega} = \frac{2\pi \cdot J \cdot R \cdot T_q}{3 \cdot Z_p \cdot \Psi_r \cdot K_{п} \cdot K_{pr} \cdot T_{\mu}}. \quad (16)$$

При использовании модульного критерия для расчета контуров тока выражение (16) преобразуется к виду

$$K_{п\omega} = \frac{2\pi \cdot J}{3 \cdot Z_p \cdot \Psi_r \cdot T_{\mu}}.$$

**Анализ результатов моделирования.** При моделировании с использованием модели из [7] реализованы различные режимы. Использовался весь диапазон частот вращения от 0 до максимальной скорости, а также возможные режимы работы двигателя (холостой ход, под нагрузкой и т.д.). Было установлено, что при задании параметров регуляторов токов  $i_d$  и  $i_q$  по методу максимальной степени устойчивости качество управления лучше, чем в случае расчета по модульному критерию. Это подтверждают результаты моделирования (рисунок 5 и рисунок 6) при задании номинальной скорости вращения в режиме холостого хода.

Режим холостого хода является одним из трудных режимов для СДПМ. В случае использования параметров регуляторов токов  $i_d$  и  $i_q$ , полученных с помощью критерия максимальной степени устойчивости, двигатель выходит на номинальную скорость (2000 об/мин) за 0.04 с (рисунок 5а), где перерегулирование скорости не превышает 0.5%. Характер изменения момента отвечает заданному значению и режиму работы двигателя (рисунок 5б). При параметрах регулятора, выбранных по модульному критерию, качество процессов ухудшается: двигатель выходит на скорость 2000 об/мин за 0.06 с, перерегулирование выше 10% (рисунок 6а).

Также при использовании настроек регуляторов токов  $i_d$  и  $i_q$ , полученных с использованием модульного критерия, происходит развал момента  $M$  (рисунок 6б).

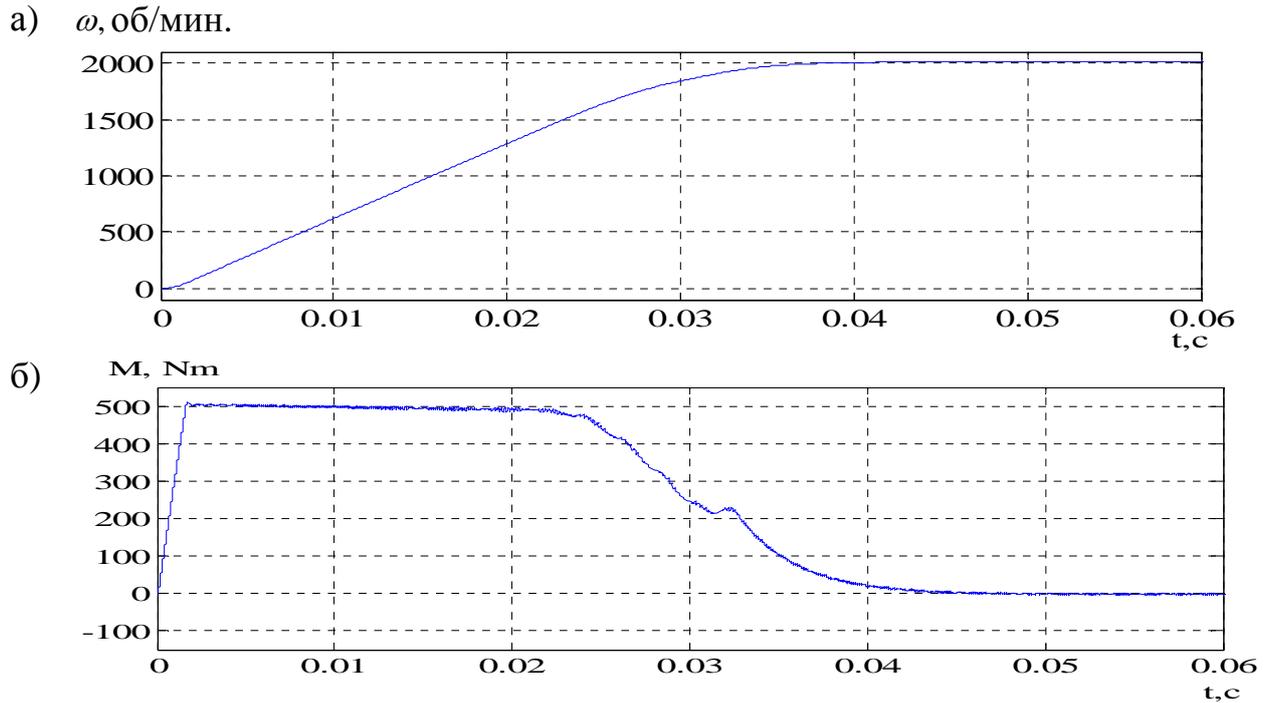


Рисунок 5 - Графики скорости вращения ротора (а) и момента (б)  
(критерий максимальной степени)

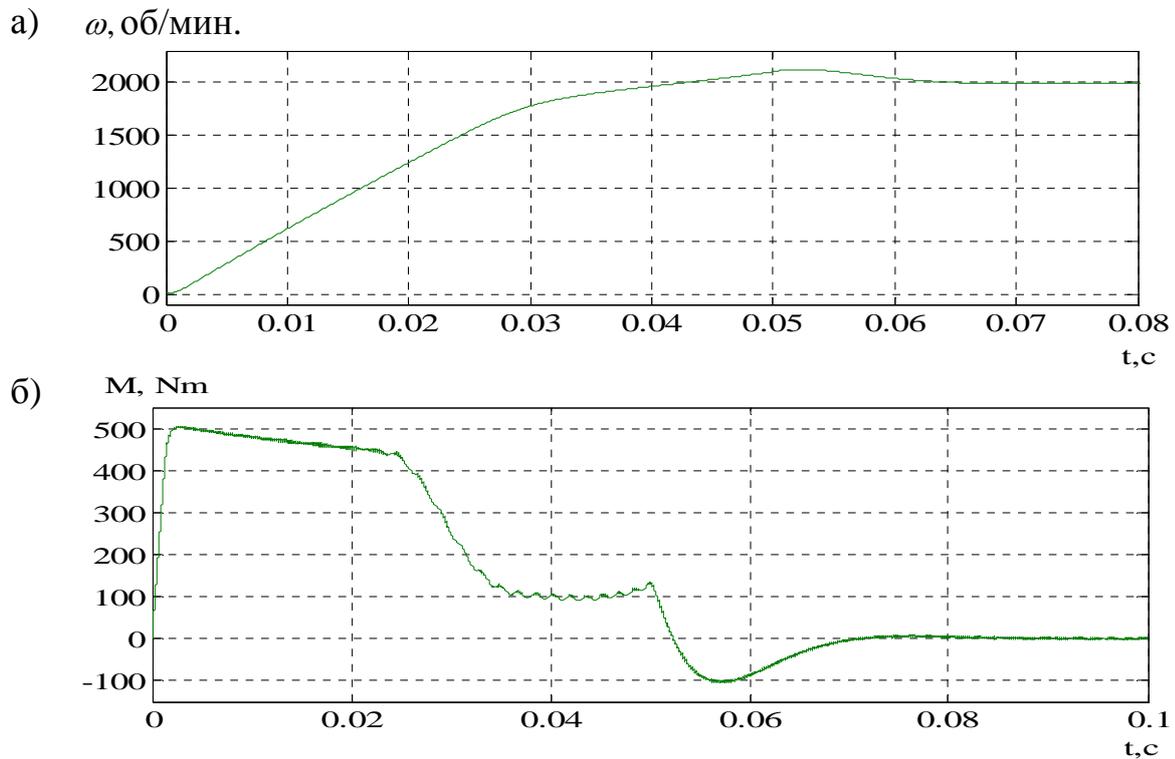


Рисунок 6 - Графики скорости вращения ротора (а) и момента (б)  
(модульный критерий)

Это говорит о том, что при использовании векторного управлению эффективнее выбирать настройки контуров тока по критерию максимальной степени устойчивости.

**Выводы.** В этой статье, не умаляя общности результатов, использована упрощенная модель электропривода переменного тока с синхронными двигателя с постоянными магнитами. Эта модель была разработана для оптимизации структуры контура управления.

Предложена методика расчета параметров настройки регуляторов контуров токов  $i_d$  и  $i_q$ , а также контура регулирования скорости  $\omega_r$ . На основании моделирования определено, что использование метода настройки по критерию максимальной степени устойчивости позволяет получить лучшую динамику контуров токов, чем при использовании модульного критерия, широко применяемого в автоматизированном электроприводе.

### *Список литературы*

1. Ремшмин Б.И. Исследование динамических процессов синхронного двигателя с постоянными магнитами при векторном управлении / Труды конференции «Проектирование инженерных и научных приложений в среде MATLAB» – 2002. – С. 681 – 693.
2. Решмин Б.И., Ямпольский Д.С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. – М.: Энергия, 1975. – 120 с.
3. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.
4. Голубь А.П., Осмоловский П.Ф. Системы подчиненного регулирования электроприводами: Учебное пособие. – Х.: УЗПИ, 1980. – 89 с.
5. Фишбейн В.Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока – М.: Энергия, 1972. – 134 с.
6. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г. Г. Соколовский. – М: Издательский центр «Академия», 2006. — 272 с.
7. Гусевский Ю.И., Демченко Ф.О., Загарий Г.И., Семчук Р.В., Дука А.К. Гусев И. Управление синхронными двигателями с постоянными магнитами в области скоростей выше номинальной //Інформаційно–керуючі системи на залізничному транспорті. – 2006. – № 4. – С. 74–79.
8. Дука А.К., Чернышев В.М., Демченко Ф.О., Загарий Г.И., Семчук Р.В. Моделирование тягового частотного управляемого электропривода на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами //Інформаційно–керуючі системи на залізничному транспорті. – 2006. – № 5,6. – С. 80–86.
9. Герман–Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
10. Перельмутер В.М. Прямое управление моментом и током двигателей

переменного тока. – Х.: Основа, 2004. – 210 с.

11. Шубладзе А.М. Способы синтеза систем управления максимальной степени устойчивости // Автоматика и телемеханика. – 1980. – №1. – С. 28–37.

12. Цагурия Н.Н., Шубладзе А.М. Способы синтеза оптимальных предельных систем // Автоматика и телемеханика. – 1984. – №10. – С. 51 – 59.

13. Шубладзе А.М. Синтез оптимальных линейных регуляторов // Автоматика и телемеханика. – 1984. – №12 – С. 22–33.

14. Загарий Г.И., Шубладзе А.М. Методы адаптивного управления для промышленного применения // Автоматика и телемеханика. – 1981. – №3 – С. 50–60.

15. Загарий Г.И., Шубладзе А.М. Синтез систем управления на основе критерия максимальной степени устойчивости. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 104 с.

**УДК 62.50**

*Волченко Ю.М., к.т.н., доцент (ДонИЖТ)*

## **ВОПРОСЫ УСТОЙЧИВОСТИ РАЗНОСТНЫХ УРАВНЕНИЙ ВОЛЬТЕРРА**

В настоящее время дискретные процессы, впервые исследованные при изучении динамики популяций, все шире используются в моделировании технических и технологических систем. Имеется в виду дискретный процесс, состояние которого зависит от всех его предыдущих состояний, описываемый уравнением Вольтерра [1]. Примерами подобных систем могут служить модели динамики техноценозов [2] и модели эксплуатации оборудования. В последних, очевидно, состояние оборудования зависит от всех предыдущих режимов его эксплуатации и ремонта. Железнодорожный транспорт в целом представляет собой классический образец крупного техноценоза, и все сказанное относится также к нему.

Важное значение имеют вопросы устойчивого функционирования техноценоза, а, следовательно, решений уравнения Вольтерра, изучавшиеся, например, в [1]. Полученные условия устойчивости применимы к достаточно общим типам уравнений, однако для линейных