

На правах рукописи

2.3 ДЕК 1997

ГЛАЗЫРИН МИХАИЛ ВЛАДИМИРОВИЧ

ПОСТРОЕНИЕ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА БАЗЕ МАШИНЫ  
ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

Специальность 05.09.03 -  
электротехнические комплексы и системы,  
включая их управление и регулирование

Автореферат диссертации на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Новосибирск - 1997

Работа выполнена в Новосибирском государственном  
техническом университете

- Научный руководитель: доктор технических наук, профессор  
Востриков А.С.
- Научный консультант: кандидат технических наук, доцент  
Панкратов В.В.
- Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор  
Соустин Б.П. ;  
кандидат технических наук Берестов В.М.
- Ведущая организация: АО Научно-исследовательский институт  
электропривода, г. Новосибирск

Защита состоится "20" января 1998 г. в 15 часов  
на заседании диссертационного совета Д 063.34.05 в Новосибирском  
государственном техническом университете (630092, г. Новосибирск,  
проспект К. Маркса, 20).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Новосибирского  
государственного технического университета.

Автореферат разослан "4" декабря 1997 г.

Учёный секретарь  
диссертационного совета  
к.т.н., доцент



Попов В.И.

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. Электроприводы механизмов, требующих плавного регулирования частоты вращения в сравнительно узких диапазонах - 3 : 1 и менее, целесообразно создавать на базе машины двойного питания (МДП), которая представляет собой асинхронный двигатель с фазным ротором, управляемый с помощью включенного в цепь ротора статического преобразователя частоты. В электроприводе на базе такой МДП основная часть энергии, передаваемой механизму, потребляется по цепи статора двигателя непосредственно от промышленной сети переменного тока, минуя промежуточное преобразование.

Несмотря на то, что к настоящему времени М.М. Ботвинником, Ю.Г. Шакаряном, Н.Н. Блоцким, Л.Х. Дацковским и др. сформирована общая теория управления и даны рекомендации по выбору силового оборудования для электроприводов на базе МДП, а также предложен целый ряд технических решений проблемы пуска и разгона ЭП вне рабочего диапазона скоростей, применение электроприводов с машиной двойного питания для значительного числа механизмов, в частности, в моделирующих стендах для испытания механических передач летательных аппаратов, сдерживается низкими динамическими показателями существующих на сегодняшний день систем ЭП на базе МДП. Поэтому актуальной является задача построения систем управления для высокодинамичных электроприводов на базе МДП.

Целью диссертационной работы является разработка методики синтеза и построение систем векторного управления (СВУ) электроприводов на базе машины двойного питания, обеспечивающих высокие динамические показатели и экономичность ЭП в установившихся режимах работы.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе решены следующие ЗАДАЧИ:

1. Составлено математическое описание МДП как многосвязного объекта управления; выделены управляющие воздействия и соответствующие им регулируемые координаты (каналы регулирования).

2. Исследованы перегрузочная способность и режимы регулирования реактивной мощности статора МДП; сформулированы цели формирования компонент вектора управляющих воздействий.

3. Разработана методика синтеза внешних регуляторов СВУ машины двойного питания.

4. Разработаны законы оптимизации энергетических показателей ЭП на базе МДП в установившихся режимах.

Решение перечисленных задач произведено с использованием методов теории электрических машин, теории электропривода, теории автоматического управления и численного моделирования. Получено экспериментальное подтверждение основных результатов диссертационной работы.

Научная новизна работы состоит в следующем:

1. На основании анализа свойств машины двойного питания сформулирован новый принцип векторного управления МДП, в отличие от известных подходов, не предполагающий стабилизации магнитного потока двигателя в электромеханических переходных процессах.

2. Разработаны законы управления продольной составляющей вектора тока ротора, а также реактивной мощностью статора МДП в установившихся режимах работы, позволяющие минимизировать потери в меди обмоток и стали двигателя.

3. Разработан закон формирования компонент вектора тока ротора МДП, обеспечивающий минимальное значение тока ротора в установившихся режимах работы ЭП.

4. Предложена методика синтеза системы регулирования скорости МДП, обеспечивающая заданные динамические характеристики ЭП по скорости в условиях просадок напряжения питающей сети и изменений момента сопротивления нагрузки.

5. Исследована перегрузочная способность МДП при стабилизации потокосцепления статора. Выявлено, что при стабилизации потокосцепления в переходных процессах в установившемся режиме работы МДП не может генерировать реактивную мощность по цепи статора.

Практическая ценность диссертации заключается в том, что:

1. Произведено исследование динамических режимов работы ЭП, функционирующего в соответствии с разработанным принципом векторного управления МДП. Установлено, что переходные процессы по скорости "в большом" сопровождаются пульсациями электромагнитного момента МДП (с частотой  $f_n \approx 50$  Гц). Описан один из путей построения СВУ машиной двойного питания, позволяющий обеспечить подавление указанных пульсаций.

2. Разработана инженерная методика синтеза САР скорости для систем векторного управления МДП.

3. Определены рациональные законы управления продольной составляющей вектора тока ротора и реактивной мощностью статора машины двойного питания в установившихся режимах.

Реализация результатов работы. Основные результаты диссертации приняты к использованию: при выполнении НИР по теме "Разработка и реализация испытательного стенда для трансмиссий вертолётов МИ-26" в соответствии с договором ЭАПУ-5-90/А, заключённым между Новосибирским авиаремонтным заводом № 401 гражданской авиации (НАРЗ 401 ГА) и НГТУ; при разработке системы управления для крановых электроприводов в АО "ЭРАСИБ" г. Новосибирск.

Апробация работы. Основные положения диссертации докладывались на Всероссийской научно-технической конференции "Повышение эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири" (г. Иркутск, 1994), на Десятой научно-технической конференции "Электроприводы переменного тока" ЭППТ-95 (г. Екатеринбург, 1995), на I Международной (XII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу (г. Санкт-Петербург, 1995), на Третьей международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения" АГЭП-96 (г. Новосибирск, 1996), а также на научных семинарах кафедры электропривода и кафедры автоматики НГТУ в 1994-97 гг.

Публикации. По результатам выполненных исследований опубликовано 7 печатных работ, и получено решение о выдаче патента.

Структура и объём работы. Диссертационная работа состоит из введения, 5 глав, заключения, списка литературы и 3 приложений.

Работа содержит 151 стр., из которых: 113 стр. - основной текст, 10 стр. - рисунки и осциллограммы, 3 стр. - таблицы, 10 стр. - приложения, 8 стр. - список литературы из 76 наименований.

## СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении произведён обзор существующих систем управления электроприводов на базе МДП, сформулированы цель и задачи исследований, описаны научная новизна и практическая ценность полученных результатов.

В первой главе рассмотрена обобщённая функциональная схема системы векторного управления МДП. Схема содержит устройство вычисления проекций ориентирующего вектора СВУ, функционирующее на основании информации с датчиков электрических величин и положения ротора двигателя; блок внешних регуляторов СВУ, формирующий сигналы задания токов (напряжений) ротора в виде проекций обобщённых векторов токов (напряжений) на оси декартовой системы координат 1, 2, ось 1 которой совпадает по направлению с ориентирующим вектором СВУ; преобразователь сигналов с выхода внешних регуляторов в сигналы задания фазных переменных цепи ротора МДП, функционирующий на основании информации об угловом положении ориентирующего вектора СВУ.

Математическое описание МДП относительно внешних регуляторов СВУ (в декартовой системе координат 1, 2, вращающейся с угловой скоростью  $\omega_k$ ) составлено при общепринятых допущениях с использованием инвариантного по мощности преобразования физических переменных многофазной электрической машины к переменным её двухфазной модели.

Показано, что наиболее целесообразной для построения внешних регуляторов системы векторного управления ЭП формой представления математической модели машины двойного питания является описание МДП в пространстве состояний, образованном проекциями обобщённых векторов электрических величин на оси 1, 2 декартовой системы координат, ось 1 которой ориентирована по вектору потокоцепления статора.

Динамическая модель МДП с быстродействующим источником тока в цепи ротора имеет вид

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = -T_s^{-1} \Psi_s + U_s \cos \delta + L_m T_s^{-1} i_{r1}, \quad (1)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_s - (U_s \sin \delta + L_m T_s^{-1} i_{r2}) / \Psi_s, \quad (2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = (M_c - M_c) / J_s, \quad (3)$$

$$M_c = -p_n k_s \Psi_s i_{r2}, \quad (4)$$

$$i_{r1} = k_{yT} i_{r1}^z, \quad (5)$$

$$i_{r2} = k_{yT} i_{r2}^z. \quad (6)$$

Здесь  $\Psi_s$ ,  $U_s$  - модули векторов потокосцепления статора  $\Psi_s$  и напряжения статора  $U_s$ ;  $\delta$  - угол между векторами  $U_s$  и  $\Psi_s$ ;  $\omega$  - угловая скорость вращения ротора;  $M_e$  - электромагнитный момент МДП;  $i_{r1}$ ,  $i_{r2}$  - средние за период коммутации силовых ключей автономного инвертора напряжения значения компонент вектора тока ротора  $I_r$ ;  $i_{r1}^z$ ,  $i_{r2}^z$  - сигналы задания токов  $i_{r1}$  и  $i_{r2}$ ;  $L_m$  - главная индуктивность двигателя;  $T_s$  - постоянная времени цепи статора при разомкнутой цепи ротора,  $T_s = L_s/R_s$ , где  $L_s$ ,  $R_s$  - собственная индуктивность и активное сопротивление обмотки статора;  $L_s = L_m + L_{\sigma s}$ , где  $L_{\sigma s}$  - индуктивность рассеяния статора;  $\omega_s$  - угловая частота сети, питающей статор двигателя;  $M_c$  - момент сопротивления нагрузки;  $J_x$  - суммарный момент инерции двигателя и механизма, приведённый к валу двигателя;  $p_n$  - число пар полюсов двигателя;  $k_s$  - коэффициент,  $k_s = L_m/L_s$ ;  $k_{yT}$  - коэффициент усиления "безынерционного" источника тока.

Представление преобразователя частоты "безынерционным" источником тока при синтезе внешних регуляторов СВУ означает, что быстродействие САР токов электропривода должно быть как минимум на порядок выше быстродействия внешних контуров регулирования ЭП.

Вторая глава. В первом разделе машина двойного питания рассмотрена в аспекте двухканального принципа формирования электромагнитного момента ( $M_c$ ), положенного в основу традиционного подхода к построению СВУ электроприводов переменного тока. Согласно данному принципу,  $M_c$  МДП следует формировать как произведение поперечной (моментаобразующей) составляющей вектора тока ротора  $i_{r2}$  и величины  $\Psi_s$ , характеризующей магнитное поле МДП. Реализация двухканального принципа формирования электромагнитного момента МДП требует построения контура регулирования  $\Psi_s$  с воздействием на продольную (намагничивающую) составляющую вектора тока ротора  $i_{r1}$ . При этом за счёт воздействия на  $i_{r2}$  следует производить регулирование скорости (момента) МДП, а за счёт  $i_{r1}$  - парировать влияние процессов в САР скорости на величину  $\Psi_s$ , стабилизируя её на уровне, обеспечивающем оптимальные энергетические показатели работы ЭП. Сигнал задания на  $\Psi_s$  может вычисляться, например, с помощью регулятора реактивной мощности статора в контуре статической оптимизации,

внешнем по отношению к контуру регулирования потокосцепления статора.

Исследование математического описания МДП, произведённое во втором разделе, показало, что при стабилизации  $\Psi_s$  электромагнитные процессы МДП описываются нелинейным дифференциальным уравнением первого порядка вида

$$\frac{d\delta}{dt} + \frac{U_s}{\Psi_s} \sin \delta = \omega_s + \frac{R_s M_e}{P_n \Psi_s^2}. \quad (7)$$

Фазовый портрет, соответствующий уравнению (7), приведён на рис.1, где  $\delta_{уст.}$  - установившееся значение угла  $\delta$ ,  $\delta_{мин} = -\pi/2 + 2k\pi$ ,  $\delta_{макс} = \pi/2 + 2k\pi$ ,  $k$  - целое. Согласно уравнению (7),

в установившихся режимах работы  $M_e = \frac{P_n}{R_s} \Psi_s (U_s \sin \delta_{уст.} - \omega_s \Psi_s)$ .

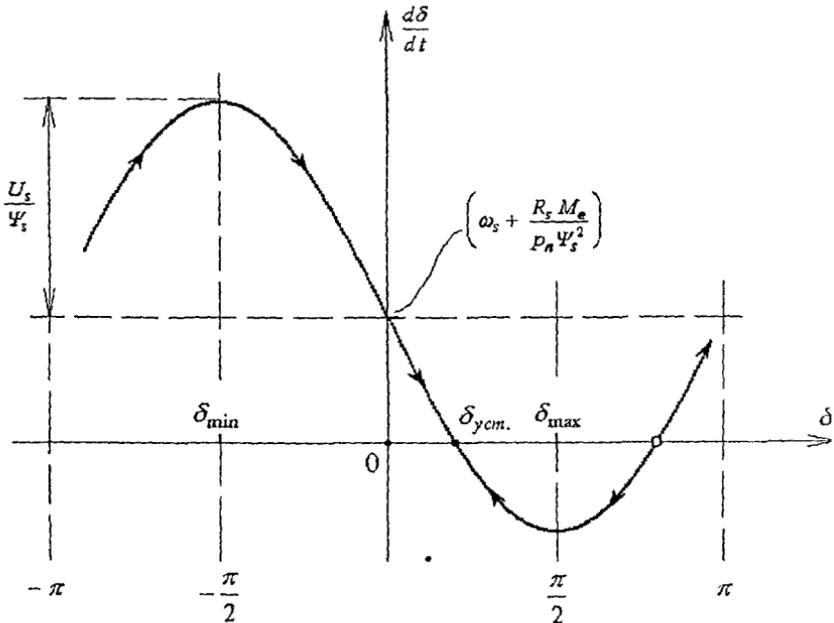


Рис. 1. Фазовый портрет для переменной  $\delta$  при стабилизации потокосцепления статора

Условие статической устойчивости МДП по углу  $\delta$  имеет вид

$$\delta_{\min} < \delta < \delta_{\max}, \quad (8)$$

причём значения угла  $\delta_{уст.} = \delta_{\max}$  и  $\delta_{уст.} = \delta_{\min}$  соответствуют границе устойчивости:

$$\text{при } \delta_{уст.} = \delta_{\min} \quad M_e = M_{e \min} = -\frac{P_n}{R_s} \Psi_s (U_s + \omega_s \Psi_s);$$

$$\text{при } \delta_{уст.} = \delta_{\max} \quad M_e = M_{e \max} = \frac{P_n}{R_s} \Psi_s (U_s - \omega_s \Psi_s).$$

Для потребляемой реактивной мощности статора ( $Q_s$ ) МДП при стабилизации  $\Psi_s$  справедливо следующее выражение:

$$Q_s = \omega_k \Psi_s \frac{U_s}{R_s} \cos \delta,$$

где  $\omega_k$  - угловая скорость декартовой системы координат 1, 2, вращающейся синхронно с вектором  $\Psi_s$ . Из последнего выражения и условия (8) следует, что при  $\Psi_s = const$  в установившихся режимах работы МДП не может генерировать реактивную мощность по цепи статора.

Третий раздел посвящён анализу режимов регулирования  $\Psi_s$  для МДП на базе серийных асинхронных двигателей с фазным ротором.

Анализ параметров серийных двигателей показал, что при питании их статора от промышленной сети переменного тока и ограничении токов двигателя на номинальном уровне величина  $\Psi_s$  практически не зависит от продольной составляющей  $i_{r1}$  вектора тока ротора:

$$\Psi_s \cong \frac{U_s}{\omega_s} + \frac{L_m}{\omega_s T_s} i_{r2}.$$

Исходя из вышеизложенного, в заключительном разделе второй главы сформулирован принцип формирования компонент вектора тока ротора в СВУ машиной двойного питания:

1) поперечную составляющую вектора тока ротора ( $i_{r2}$ ) двигателя следует использовать для регулирования момента (скорости);

2) продольная составляющая вектора тока ротора ( $i_{r1}$ ) не может быть использована для управления магнитным потоком двигателя и моментом (скоростью) в установившихся режимах;

3) на продольную составляющую тока ротора в установившихся режимах следует воздействовать только с целью оптимизации работы ЭП по энергетическим критериям.

Третья глава посвящена исследованию установившихся режимов работы МДП.

Во-первых, здесь произведено исследование перегрузочной способности электропривода. Известно, что величина электромагнитного момента МДП в двигательном режиме работы ограничена из-за отсутствия регулирования со стороны статора МДП и значительного роста потерь на активном сопротивлении обмотки статора при увеличении момента сопротивления нагрузки:  $M_e \leq M_{e \max}$ , где

$$M_{e \max} = \frac{p_n U_s^2}{4 \omega_s R_s}$$

$$\text{При } M_e = M_{e \max} \quad \Psi_s = \frac{U_s}{2 \omega_s},$$

$$I_r = \frac{U_s}{2 \omega_s L_m} \sqrt{1 + \omega_s^2 T_s^2}, \quad (9)$$

$$I_s = \frac{U_s}{2 R_s}, \quad (10)$$

где  $I_s$ ,  $I_r$  - модули векторов токов статора ( $I_s$ ), и ротора ( $I_r$ ).

Для МДП на базе серийных асинхронных двигателей с фазным ротором (при номинальных значениях параметров  $U_s$  и  $\omega_s$ ) значения токов (9) и (10) являются недопустимыми, поскольку они как минимум на порядок превышают номинальные.

Электромагнитный момент МДП в статике определяется величиной  $I_r$  и угловым положением  $I_r$  относительно  $U_s$ . Выражение для  $M_e$  через проекции  $I_r$  ( $i_{ru}$ ,  $i_{rv}$ ) на оси декартовой системы координат  $u$ ,  $v$ , ось  $u$  которой совпадает по направлению с  $U_s$ , имеет вид

$$M_e = - \frac{p_n L_m}{R_s (1 + \omega_s^2 T_s^2)} \left( U_s (\omega_s T_s i_{ru} + i_{rv}) + \omega_s L_m I_r^2 \right).$$

Режиму работы МДП с минимальным значением  $I_r$  соответствует выполнение следующего закона формирования компонент  $I_r$ :

$$i_{ru} / i_{rv} = \omega_s T_s. \quad (11)$$

Выполнение данного закона управления позволяет в условиях ограничения выходного тока преобразователя частоты на уровне

$I_{r \max} \leq \frac{U_s}{2 \omega_s L_m} \sqrt{1 + \omega_s^2 T_s^2}$  обеспечить предельные значения момента электропривода ( $M_{с \text{ п ред.}}$ ) в тормозном ( $M_{с \text{ тор.м.}}$ ) и двигательном ( $M_{с \text{ движ.}}$ ) режимах,

$$M_{с \text{ п ред.}} = - \frac{P_n L_m I_{r \max}}{R_s (1 + \omega_s^2 T_s^2)} \left( \pm U_s \sqrt{1 + \omega_s^2 T_s^2} + \omega_s L_m I_{r \max} \right),$$

причём  $|M_{с \text{ тор.м.}}| \geq |M_{с \text{ движ.}}|$ ,

$$|M_{с \text{ тор.м.}}| - |M_{с \text{ движ.}}| = \frac{2 P_n \omega_s L_m^2 I_{r \max}^2}{R_s (1 + \omega_s^2 T_s^2)}.$$

Реализация закона управления (11) требует ориентирования  $I_r$  по  $U_s$ .

Во-вторых, в главе 3 произведён анализ потерь в элементах силового оборудования ЭП и получены законы управления продольной составляющей вектора тока статора ( $i_{s1}$ ),  $Q_s$  и  $i_{r1}$ ,

$$i_{r1} = \frac{\Psi_s}{L_m} \frac{k_1 R_s - k_3^* L_{\sigma s} L_m (1 + |s|^{1.3})}{k_1 R_s + k_2 k_s^{-2} R_r + k_3^* L_{\sigma s}^2 (1 + |s|^{1.3})},$$

позволяющие с точностью до обоснованного во второй главе допущения о том, что установившиеся значения  $\Psi_s$  не зависят от  $i_{r1}$ , обеспечить минимум функции

$$F = k_1 P_{MS} + k_2 P_{MR} + k_3 P_{ст},$$

где  $P_{MS}$ ,  $P_{MR}$  - потери в меди статора и ротора МДП,  $P_{MS} = R_s I_s^2$ ,  $P_{MR} = R_r I_r^2$ ;  $R_r$  - активное сопротивление обмотки ротора;  $P_{ст}$  - сум-

марные потери в стали МДП,  $P_{ст} = P_{ст \text{ ном.}} \cdot \left( \frac{\Psi_m}{\Psi_{m \text{ ном.}}} \right)^2 \cdot (1 + |s|^{1.3})$ ;

$\Psi_m$  - потокосцепление, характеризующее магнитный поток двигателя;  $\Psi_{m \text{ ном.}}$ ,  $P_{ст \text{ ном.}}$  - величина  $\Psi_m$  и мощность потерь в стали при синхронном с полем вращении ротора и номинальном моменте двигателя;  $s$  - относительное скольжение;  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  - весовые коэффициенты, представляющие собой параметры критерия оптимальности;

$$k_3^* = k_3 P_{ст \text{ ном.}} / \Psi_{m \text{ ном.}}^2.$$

В-третьих, определены целесообразные способы формирования продольной составляющей вектора тока ротора МДП в установившихся режимах работы электропривода.

В четвёртой главе произведено исследование динамической модели МДП и разработана методика синтеза САР скорости.

Динамика процессов  $\omega(t)$  описывается нелинейной системой уравнений (1)-(6) третьего порядка. Управляющим воздействием в САР скорости является  $i_{r2}^z$ , возмущениями -  $M_c$  и отклонения параметров  $U_s$ ,  $\omega_s$  от их номинальных значений. Процессы  $\Psi_s(t)$  описываются нелинейными дифференциальными уравнениями (1), (2). Анализ линеаризованной модели процессов  $\Psi_s(t)$  показывает, что их темп характеризуется собственной частотой  $\Omega_{\Psi} \approx \omega_s$ .

Синтез САР скорости произведён в соответствии со способом управления по относительной старшей производной регулируемой координаты, причём величина  $\Psi_s$  учитывается переменным коэффициентом усиления в канале регулирования скорости. Структура САР определена следующими уравнениями:

- уравнениями объекта управления (1)-(6);

- уравнением желаемых движений

$$T_x \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega^z;$$

- уравнениями регулятора скорости (РС):  $i_{r2}^z = -U_{PC}$ ,

$$U_{PC} = k_{\Pi} \varepsilon + k_{\text{И}} \int \varepsilon dt, \quad \varepsilon = \left( \frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{ж}} - \frac{dz}{dt};$$

- уравнением дифференцирующего фильтра в обратной связи по скорости (ДФ)

$$T_{\Phi}^2 \frac{d^2z}{dt^2} + AT_{\Phi} \frac{dz}{dt} + z = \omega.$$

Здесь  $U_{PC}$  - напряжение на выходе РС;  $k_{\Pi}$ ,  $k_{\text{И}}$  - коэффициенты усиления пропорциональной и интегральной частей регулятора, соответствен-

но;  $\varepsilon$  - ошибка регулирования;  $\left( \frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{ж}}$  - желаемое текущее значение

производной скорости,  $\left( \frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{ж}} = \frac{1}{T_x} (\omega^z - z)$ ;  $z$ ,  $\frac{dz}{dt}$  и  $\frac{d^2z}{dt^2}$  -

оценки скорости и её производных;  $A, T_\phi$  - удвоенный коэффициент демпфирования и постоянная времени ДФ.

Астатические свойства САР скорости обеспечиваются ПИ-законом регулирования. Уравнения (1), (2) составляют подсистему вырожденных движений. Подсистема быстрых движений образована ДФ и ПИ-регулятором скорости.

Далее произведён анализ процессов в САР скорости МДП и разработана методика расчёта параметров РС ( $k_{II}, k_{III}$ ) и ДФ ( $A, T_\phi$ ), которая сводится к следующему.

1. Коэффициент усиления пропорциональной части регулятора  $k_{II}$  выбирается таким образом, чтобы обеспечивались требуемые динамические свойства САР по медленным движениям во всём диапазоне изменения коэффициента усиления разомкнутой САР скорости.

2. На основании принятого значения  $k_{II}$  и необходимого качества быстрых процессов выбирается удвоенный коэффициент демпфирования дифференцирующего фильтра  $A$ .

3. Выбор постоянной времени  $T_\phi$  производится таким образом, чтобы обеспечивалась необходимая степень разделения по медленным и быстрым, а также по вырожденным и быстрым движениям.

4. Величина коэффициента усиления интегральной части регулятора скорости  $k_{III}$  выбирается таким образом, чтобы при фиксированном значении собственной частоты пропускания подсистемы быстрых движений динамическая просадка по скорости от действия  $M_c$  была минимальной.

Пятая глава посвящена экспериментальным исследованиям электропривода с векторным управлением на базе МДП. Функциональная схема ЭП представлена на рис. 2. Здесь ЗС, ЗТ - задатчики скорости и продольной составляющей вектора тока ротора; РС - регулятор скорости; ДФ - дифференцирующий фильтр; М - асинхронный двигатель с фазным ротором (номинальная мощность 1.4 кВт, 3 пары полюсов); ПЧ - серийный силовой преобразователь частоты электропривода "Размер 2М-5-2"; ВS - датчик положения; ФСП, ФСС - формирователи сигналов положения и скорости; ДН - датчик напряжения статора; ВПС - вычислитель вектора потокосцепления статора; ПК1, ПК2 - преобразователи координат: ПК1 служит для преобразования сигналов проекций вектора потокосцепления статора к неподвижной относительно ротора системе координат; ПК2 преобразует сигналы задания составляющих вектора тока

ротора во вращающейся синхронно с потокосцеплением статора ортогональной системе координат  $(i_{r1}^z, i_{r2}^z)$  к сигналам задания фазных токов ротора.

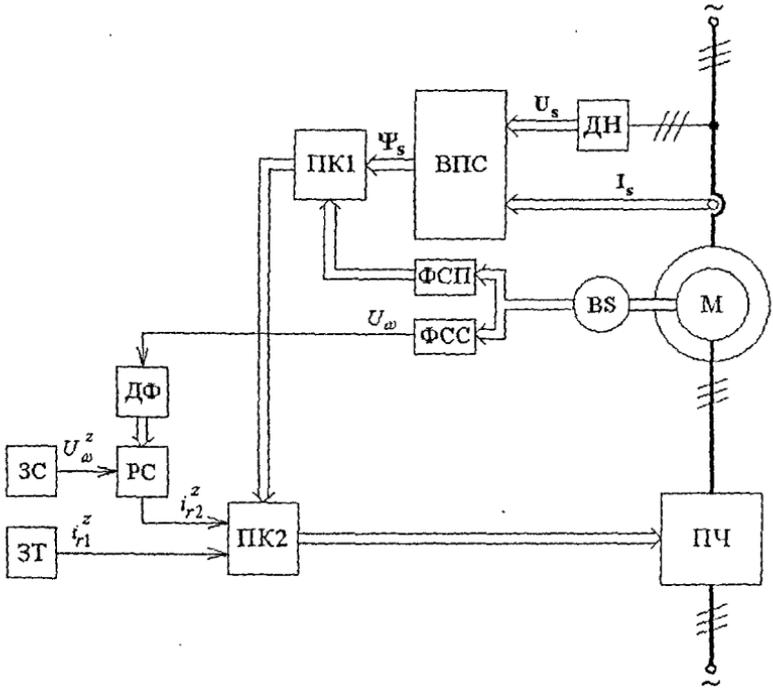


Рис. 2. Функциональная схема системы векторного управления МДП

BS, ФСП и ФСС являются функциональными узлами электропривода "Размер 2М-5-2". ВПС, ДФ, РС, ПК2 и ДН реализованы на аналоговой, а ПК1 - на аналого-цифровой элементной базе.

На рис. 3 показаны графики изменения скорости (а), модуля вектора потокосцепления статора (б), фазных токов ротора (в) и статора (г) при разгоне электропривода со скорости  $0.5 \cdot \omega_{снх.}$  до  $1.5 \cdot \omega_{снх.}$ . График, изображённый на рис.3 б), показывает, что динамические режимы работы ЭП сопровождаются значительными по амплитуде пульсациями величины  $\Psi_s$ , частота которых  $f_n \approx 50$  Гц. Указанные пульсации проявляются в момент двигателя при выходе  $i_{r2}$  на ограничение (здесь

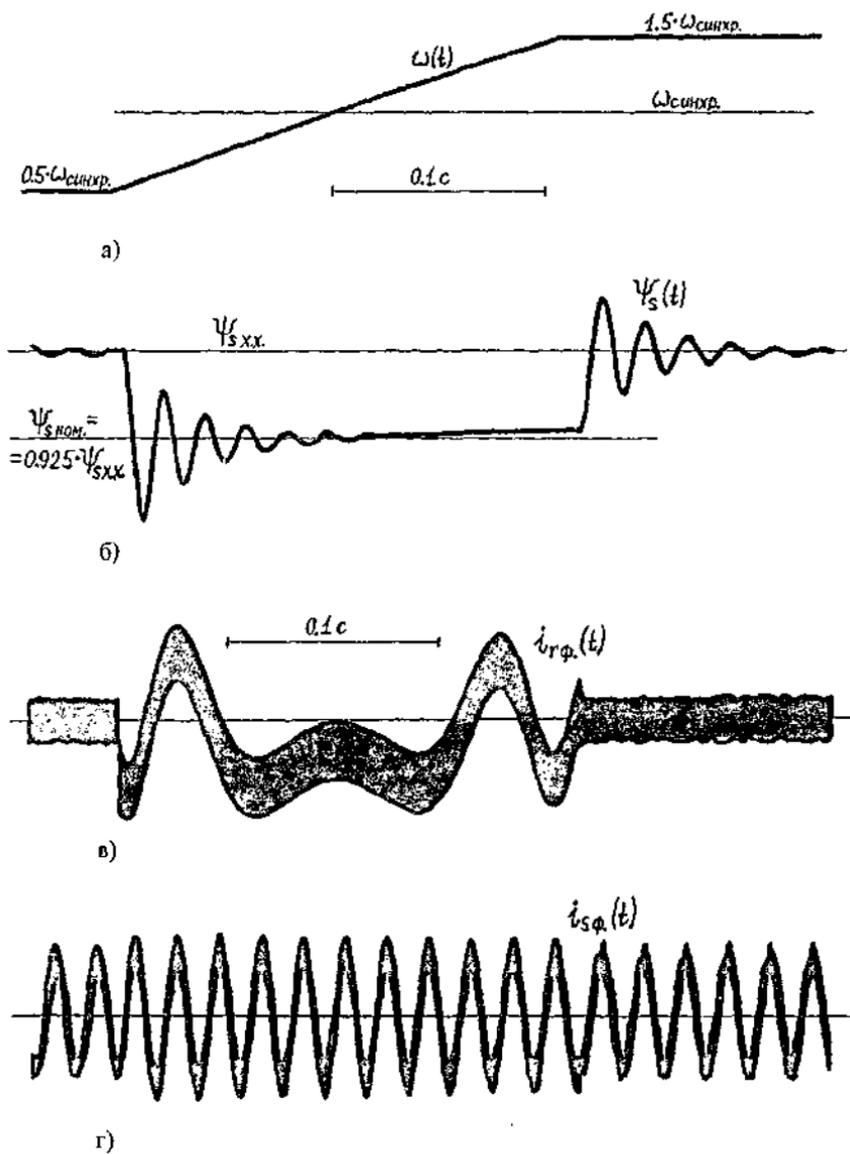


Рис. 3. Графики переходных процессов МДП при выходе  $i_{r2}$  на ограничение

$i_{r2} \leq I_{r\text{ном}}$ ). Поэтому рассмотрена возможность снижения их амплитуды за счёт воздействия на составляющую вектора тока ротора  $i_{r1}$ . Анализ линеаризованной модели процессов  $\Psi_s(t)$  показал, что величина  $\Psi_s$  зависит от первой производной  $i_{r1}$ . Парирование колебаний величины  $\Psi_s$  в системе векторного управления МДП можно осуществлять путём ста-

билизации  $\Psi_s$  на уровне  $\Psi_s \cong \frac{U_s}{\omega_s} + \frac{L_m}{\omega_s T_s} i_{r2}$ , для чего предложено

формировать сигнал задания на контур регулирования потокосцепления статора  $\Psi_s^z$  с помощью внешнего по отношению к нему "медленного" контура регулирования реактивной мощности статора в виде суммы

$$\Psi_s^z = \frac{U_s}{\omega_s} + \frac{L_m}{\omega_s T_s} i_{r2} + \varepsilon_{II},$$

где  $\varepsilon_{II}$  - сигнал на выходе И-регулятора реактивной мощности статора МДП.

На рис. 4 приведены осциллограммы переходных процессов ЭП по скорости "в малом" для разнесённых во времени ступенчатых изменений сигнала задания скорости  $\Delta \omega^z = 0.012 \cdot \omega_{\text{синх}}$  (левая часть графика) и момента сопротивления нагрузки  $\Delta M_c = \frac{2}{3} M_{\text{ном}}$  (правая часть графика). Переходные процессы по скорости "в малом" на ступенчатое изменение управляющего воздействия удовлетворяют уравнению желаемых движений ( $T_{ж} = 0.015$  с).

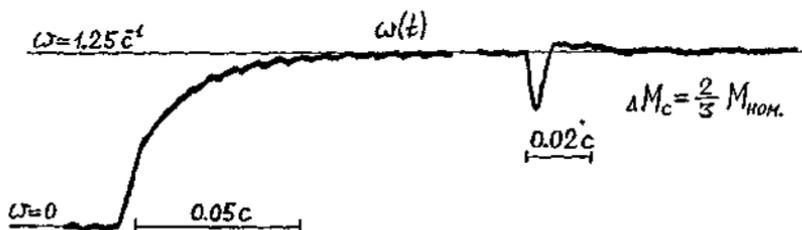


Рис. 4. График переходных процессов электропривода по скорости "в малом"

В приложениях рассмотрены вопросы построения и реализации устройства для вычисления проекций ориентирующего вектора потоко-сцепления статора МДП; приведены диапазоны изменения установившихся значений угла  $\delta$  для серийных асинхронных двигателей с фазным ротором и регулировочные характеристики экспериментальной установки.

## ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

1. Сформулирован новый принцип векторного управления машиной двойного питания. Реализация данного принципа сводится к формированию установившихся значений электромагнитного момента МДП в одноканальной нелинейной САУ с воздействием на поперечную (моментообразующую) составляющую вектора тока ротора, поскольку продольная составляющая не может быть использована для управления магнитным состоянием, моментом и скоростью двигателя в установившихся режимах. Воздействие на продольную составляющую вектора тока ротора в установившихся режимах следует производить только с целью оптимизации работы ЭП по энергетическим критериям.

2. Разработаны законы управления продольными составляющими векторов тока статора и ротора, а также реактивной мощностью статора МДП в установившихся режимах, позволяющие минимизировать сумму взвешенных потерь в меди обмоток и стали двигателя.

3. Определены рациональные законы управления продольной составляющей вектора тока ротора и реактивной мощностью статора машины двойного питания, выполнение которых обеспечивает следующие установившиеся режимы работы МДП:

- с минимальным значением тока ротора;
- с минимальной мощностью суммарных потерь в меди;
- с единичным коэффициентом мощности по цепи статора.

4. Произведено исследование динамических режимов работы ЭП, функционирующего в соответствии с разработанным принципом векторного управления машиной двойного питания. Установлено, что переходные процессы по скорости "в большом" сопровождаются пульсациями потоко-сцепления статора и электромагнитного момента МДП. Частота этих пульсаций составляет приблизительно 50 Гц. Показано, что данные пульсации могут быть демпфированы за счёт воздействия на продольную составляющую вектора тока ротора. Описан один из путей

построения СВУ машиной двойного питания, позволяющий обеспечить подавление указанных пульсаций.

5. Для СВУ машиной двойного питания с ориентирующим вектором напряжения статора разработан закон формирования компонент вектора тока ротора МДП, обеспечивающий минимальное значение тока ротора в установившихся режимах работы. Получена зависимость предельных установившихся значений электромагнитного момента МДП от величины тока ротора при указанном законе управления.

6. Исследована перегрузочная способность ЭП на базе машины двойного питания, функционирующего в режиме стабилизации потокосцепления статора. Показано, что при стабилизации потокосцепления статора область устойчивой работы МДП меньше естественной и определяется максимальным и минимальным значениями электромагнитного момента. Эти значения зависят от величины потокосцепления, параметров МДП и напряжения статора. Выявлено, что в установившемся режиме работы, при стабилизации потокосцепления статора в переходных процессах, МДП не может генерировать реактивную мощность по цепи статора.

7. Разработана методика синтеза САР скорости для систем векторного управления машиной двойного питания. Применение данной методики позволяет обеспечить требуемые динамические характеристики ЭП по скорости в условиях просадов напряжения питающей сети и изменений момента сопротивления нагрузки. Эффективность методики подтверждена результатами численного моделирования и экспериментальными исследованиями.

Основные положения диссертации опубликованы в следующих работах.

1. Фоттлер Ф.К., Глазырин М.В. Анализ процессов и синтез регуляторов в системе управления асинхронной машиной двойного питания // Всероссийская научно-техн. конф. "Повышение эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири": Тез. докл. - Иркутск: ИрГТУ, 1994. - С. 25 - 26.

2. Фоттлер Ф.К., Глазырин М.В. Синтез и расчёт регуляторов для управления машиной двойного питания // Автоматизированный электропривод / Новосиб. гос. техн. ун-т. - Новосибирск, 1994. - С. 21 - 30.

3. Панкратов В.В., Глазырин М.В. Синтез идентификатора потокосцеплений ротора и активных сопротивлений асинхронного двигателя

для систем векторного управления // Десятая научно-техн. конф. "Электроприводы переменного тока" ЭПТТ - 95: Доклады. - Екатеринбург: Изд-во УПИ - УГТУ, 1995. - С. 132 - 135.

4. Глазырин М.В., Панкратов В.В. Синтез системы векторного управления машиной двойного питания // Сб. науч. тр. / Новосиб. гос. техн. ун-т. - Новосибирск: НГТУ, 1995. - № 1. - С. 64 - 72.

5. Панкратов В.В., Глазырин М.В. Идентификация электромагнитных переменных асинхронных электрических машин // I Международная (XII Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу: Тез. докл. - С. - П.: Санкт-Петербург. гос. электротехн. ун-т., 1995. - С. 47.

6. Глазырин М.В., Панкратов В.В. Принципы векторного управления машиной двойного питания // Труды Третьей международной научно-техн. конф. "Актуальные проблемы электронного приборостроения" АПЭП - 96. - Новосибирск: НГТУ, 1996. - Т.8. - С. 9 - 11.

7. Глазырин М.В., Кромм А.А. Система управления машиной двойного питания. Заявка на изобретение № 95118232/07 от 26.10.95. Решение о выдаче патента 14.12.96.

8. Глазырин М.В. Снижение вредных выбросов тепловых электростанций // Экологически перспективные системы и технологии / Новосибир. гос. техн. ун-т. - Новосибирск: НГТУ, 1997. - № 1. - С. 53 - 58.

9. Глазырин М.В. Минимизация греющих потерь машины двойного питания / Кузнецкий гос. техн. ун-т. - Кемерово: КузГТУ. - 7 с. - Находится в печати.

Соискатель



Подписано в печать 25.11.97. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная.

Тираж 100 экз. Уч.-изд.л. 2,4. Печ.л. 2,5. Заказ № 475

---

Отпечатано в типографии  
Новосибирского государственного технического университета  
630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20.