Аннотация ..... - 5 -
Введение ..... - 6 -
Глава 1 Система векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором ..... - 8 -
1.1 Векторное управление асинхронным двигателем ..... - 8 -
1.2 Базовая схема СВУ АД. Назначение основных элементов ..... - 12 -
Глава 2 Наблюдатели состояния в системе векторного управления ... - 16 -
2.1 Выбор системы координат для наблюдателя ..... - 16 -
2.2 Формулировка требований к наблюдателю ..... - 16 -
2.3 Общее описание подходов в наблюдателях ..... - 17 -
2.4 Наблюдатель на основе фильтра Калмана ..... - 21 -
2.5 Наблюдатель на основе скользящего режима ..... - 24 -
2.6 Наблюдатель на основе адаптивной модели ..... - 27 -
2.6.1 Методы наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC) ..... - 27 -
2.6.2 Адаптивная модель на основании потокосцепления ротора ..... - 29 -
2.6.3 Адаптивная модель на основании противоЭДС ..... - 29 -
2.6.4 Нетрадиционный наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC) ..... - 30 -
2.6.5 Моделирование наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC) - 33 -
2.6.6 Выводы ..... - 46 -
2.7 Результат синтеза наблюдателя для СВУ АД ..... - 47 -
2.8 Экспериментальна проверка работоспособности предложенного алгоритма ..... - 49 -
Глава 3 Определение параметров асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором ..... - 53 -
3.1 Необходимость разработки алгоритма идентификации параметров .. - 53 -
3.2 Выбор наиболее рационального алгоритма ..... - 53 -
3.3 Переходной процесс фазы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором ..... - 56 -

3.4 Идентификация параметров АД КЗ с помощью регрессионного анализа - 59 -
3.5 Методы минимизации целевой функции ..... - 60 -
3.6 Метод Левенберга – Марквардта ..... - 62 -
3.7 Эксперименты ..... - 66 -
3.8 Определение параметров АД ..... - 69 -
3.9 Учет влияния мертвого времени ..... - 71 -
3.10 Оценка чувствительности метода определения параметров ..... - 74 -
Список использованной литературы ..... - 80 -

Аннотация

Целью данной работы является разработка и улучшение уже существующего программного обеспечения системы векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором для нового поколения отечественных преобразователей частоты. Работа затрагивает два достаточно актуальных вопроса – построение наблюдателей состояния для систем бездатчикового векторного управления, а также методы идентификации параметров двигателя асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

По первому вопросу была проделана следующая работа: был проведен анализ существующих структур систем векторного управления с наблюдателями состояния для обеспечения работы бездатчиковой системы векторного управления; был проанализирован новый подход в построении наблюдающих алгоритмов – наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC), проведено его математическое моделирование, проанализирована устойчивость системы с таким типом наблюдателя при изменении параметров двигателя. Результаты сравнивались с другими типами наблюдателей - фильтром Калмана и наблюдателем на основе скользящего режима. В итоге был реализован и экспериментально апробирован наиболее оптимальный алгоритм, который подтвердил свою работоспособность.

По вопросу идентификации параметров асинхронного двигателя была проделана следующая работа: обоснована необходимость разработки алгоритма идентификации параметров, выбран наиболее рациональный метод для реализации на преобразователе частоты, реализован алгоритм идентификации параметров с помощью регрессионного анализа с использованием метода Левенберга – Марквардта. Для увеличения точности восстановления параметров в алгоритм был введен учет влияния мертвого времени при переключении ключей инвертора. Была произведена оценка чувствительности реализованного метода идентификации параметров к конкретным параметрам асинхронного двигателя.

Студент Алямкин Д.И.

Научный руководитель доцент, к.т.н. каф. АЭП Анучин А.С.

Введение

В настоящее время в мире ведутся разработки и исследования различных вариантов построения интеллектуальных систем управления электроприводом. Особенно актуальными стали системы бездатчикового векторного управления всеми типами двигателей переменного тока – асинхронного, синхронного, вентильно-индукторного. Это связано с тем, что, во-первых, такие системы снижают стоимость электропривода в целом, во-вторых такие системы решают ряд проблем, возникающих при наличии в системе датчика положения ротора, например, необходимость дополнительных линий коммуникации между датчиком положения и системой управления. Кроме того, наличие датчика как такового, а также дополнительных линий коммуникаций снижает надежность системы, что не приветствуется заказчиком. Также, следует отметить, что иногда установка датчика положения ротора в принципе невозможна, например, в буровых системах с погружным двигателем. Таким образом, получается, что системы бездатчикового векторного управления обладают большим количеством преимуществ по сравнению с датчиковыми системами. Тогда, возникает естественный вопрос – почему бы не применять такие системы повсеместно? Причин их редкого использования несколько. Во-первых, качество работы таких систем, как правило, существенно ниже по сравнению с датчиковыми системами – в таких системах необходимы специальные алгоритмы (наблюдатели) для осуществления оценки вектора состояния привода. Качество же работы таких алгоритмов зависит от точности задания параметров модели двигателя, от точности измерения напряжений и токов, от принципа организации самого наблюдателя и т.д. Во-вторых, наблюдатели обладают определенной динамикой (скоростью схождения), которая накладывает ограничения на быстродействие всей системы. В-третьих, до сих пор все еще нет алгоритма, позволяющего бездатчиковой векторной системе работать на около-нулевых скоростях, что также накладывает ограничения на области применения таких систем. Из сказанного понятно,

что бездатчиковая система никогда не достигнет показателей датчиковой системы, однако она может быть приближена к ней, чем и занимается огромное количество специалистов по всему миру, в том числе и автор данной работы. Поэтому одной из целей работы было проведение анализа существующих структур систем векторного управления с наблюдателями состояния с целью реализации наиболее оптимального алгоритма, обеспечивающего качественную работу бездатчиковой системы векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором.

Как было написано выше, современная система управления включает в себя различные наблюдатели состояния, модели объекта управления, фильтры и адаптационные алгоритмы, что в свою очередь требует знания тех или иных параметров двигателя. От точности задания этих параметров зависит качество работы всей системы в целом. Конечно, некоторые элементы системы управления можно настроить экпериментально-опытным путем, что, как правило, делают только опытные наладчики. Однако есть и такие элементы системы, для которых алгоритмическая настройка либо крайне сложна и требует очень высокой квалификации наладчика, либо вообще невозможна. Из сказанного вытекает вторая цель работы – разработка алгоритма начальной идентификации параметров асинхронного двигателя. Наличие такого алгоритма привносит большое количество плюсов: возможна авто настройка элементов системы - начиная от регуляторов токов, до сложных алгоритмов наблюдателей; пользователю не нужно тратить много времени на настройку системы; пользователю не нужно знать внутреннюю структуру какого-нибудь наблюдателя для его настройки – нужно лишь нажать кнопочку и преобразователь сделает все сам.

Глава 1 Система векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором

1.1 Векторное управление асинхронным двигателем

Математическое описание АД строится на основе теории обобщенной двухфазной электрической машины [1]. Запишем уравнения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в осях (u,v):

$$\begin{cases} U_{su} = i_{su}R_s + \dfrac{d\psi_{su}}{dt} - \psi_{sv}\omega_k \\ U_{sv} = i_{sv}R_s + \dfrac{d\psi_{sv}}{dt} + \psi_{su}\omega_k \\ U_{ru} = i_{ru}R_r + \dfrac{d\psi_{ru}}{dt} - \psi_{rv}(\omega_k - \omega_{эл}) \\ U_{rv} = i_{rv}R_r + \dfrac{d\psi_{rv}}{dt} + \psi_{ru}(\omega_k - \omega_{эл}) \end{cases} \tag{1.1}$$

$$\begin{cases} \psi_{su} = L_s i_{su} + L_m i_{ru} \\ \psi_{sv} = L_s i_{sv} + L_m i_{rv} \\ \psi_{ru} = L_r i_{ru} + L_m i_{su} \\ \psi_{rv} = L_r i_{rv} + L_m i_{sv} \end{cases} \tag{1.2}$$

$$M = \frac{3}{2} p_n L_m (i_{sv} i_{ru} - i_{su} i_{rv}) \tag{1.3}$$

Следует иметь ввиду, что для АД с короткозамкнутым ротором напряжения ротора U_{ru} и U_{rv} равны нулю. Математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии асинхронного двигателя наиболее удобно рассматривать в осях (x,y), вращающихся синхронно с полем АД ($\omega_k = \omega_{0эл}$). Перепишем (1.1), (1.2),(1.3) в осях (x,y):

$$\begin{cases} U_{sx} = i_{sx}R_s + \dfrac{d\psi_{sx}}{dt} - \psi_{sy}\omega_{0эл} \\ U_{sy} = i_{sy}R_s + \dfrac{d\psi_{sy}}{dt} + \psi_{sx}\omega_{0эл} \\ 0 = i_{rx}R_r + \dfrac{d\psi_{rx}}{dt} - \psi_{ry}(\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \\ 0 = i_{ry}R_r + \dfrac{d\psi_{ry}}{dt} + \psi_{rx}(\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \end{cases} \tag{1.4}$$

$$\begin{cases} \psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx} \\ \psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry} \\ \psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx} \\ \psi_{ry} = L_r i_{ry} + L_m i_{sy} \end{cases} \tag{1.5}$$

$$M = \frac{3}{2} p_n L_m \left(i_{sy} i_{rx} - i_{sx} i_{ry} \right) \tag{1.6}$$

Как известно, есть несколько принципов организации частотного управления асинхронным двигателем:

- $\frac{U}{f} = const$;
- постоянство потокосцепления статора $\psi_s = const$;
- постоянство потокосцепления намагничивания (потокосцепления в воздушном зазоре) $\psi_\mu = const$;
- постоянство потокосцепления ротора $\psi_r = const$.

На рис. 1.1 представлено сравнение механических характеристик этих типов частотного управления [2].

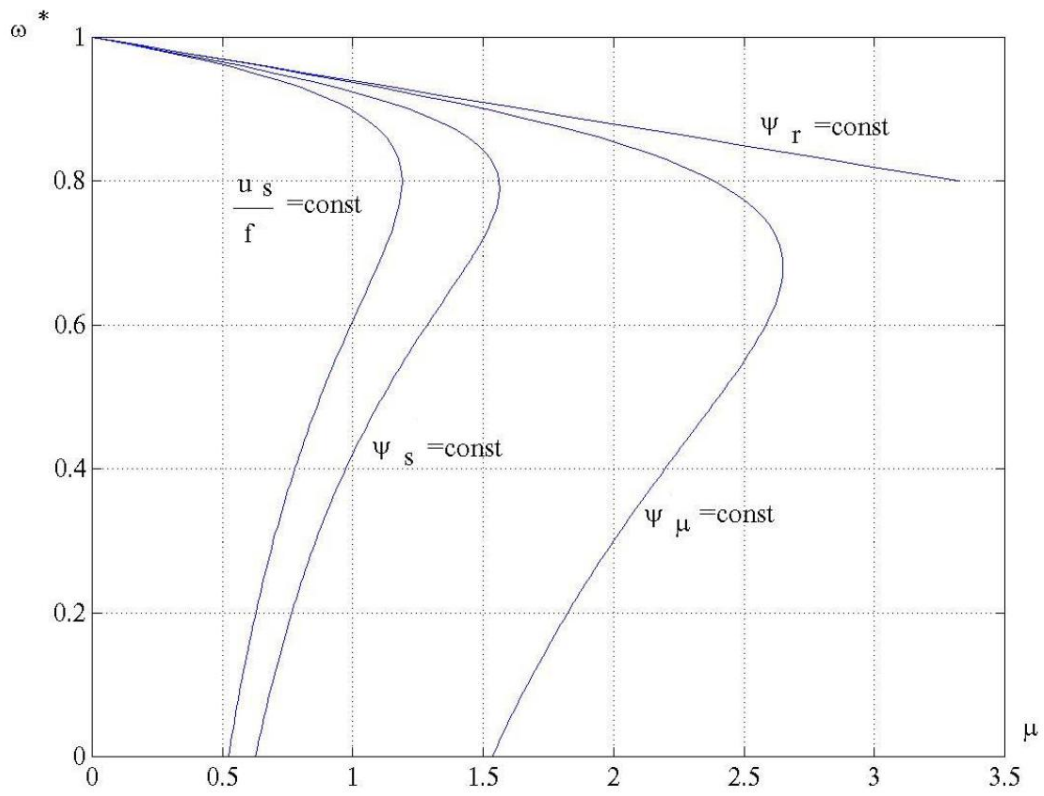


Рис.1.1 Механические характеристики для различных способов частотного управления [2]

Как видно из рис. 1.1 при стабилизации потокосцепления ротора ($\psi_r = const$) механическая характеристика АД линейна и подобна характеристикам ДПТ с независимым возбуждением, что очень привлекательно для построения замкнутой системы управления. Поэтому далее будет рассматриваться только система векторного управления с ориентированием по потокосцеплению ротора.

Перепишем уравнение (1.6) записав его в зависимости от токов статора и потокосцеплений ротора. Из (1.5) получим:

$$\begin{cases} i_{rx} = \dfrac{\psi_{rx} - L_m i_{sx}}{L_r} \\ i_{ry} = \dfrac{\psi_{ry} - L_m i_{sy}}{L_r} \end{cases} \tag{1.7}$$

Подставим (1.7) в (1.6):

$$M = \frac{3}{2} p_n L_m \left(i_{sy} i_{rx} - i_{sx} i_{ry} \right) = \frac{3}{2} p_n L_m \left(i_{sy} \frac{\psi_{rx} - L_m i_{sx}}{L_r} - i_{sx} \frac{\psi_{ry} - L_m i_{sy}}{L_r} \right) =$$

$$= \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_r} \left(i_{sy} \psi_{rx} - L_m i_{sx} i_{sy} - i_{sx} \psi_{ry} - L_m i_{sy} i_{sx} \right) = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_r} \left(i_{sy} \psi_{rx} - i_{sx} \psi_{ry} \right). \tag{1.8}$$

Допустим мы поддерживаем поток ротора постоянным, причем он совпадает по направлению с осью x, тогда имеем:

$$\begin{cases} \psi_r = \psi_{rx} \\ \psi_{ry} = 0 \\ \dfrac{d\psi_{ry}}{dt} = 0 \end{cases} \tag{1.9}$$

Учитывая (1.9), уравнения (1.4), (1.5) и (1.8) примут вид:

$$\begin{cases} U_{sx} = i_{sx} R_s + \dfrac{d\psi_{sx}}{dt} - \psi_{sy} \omega_{0эл} \\ U_{sy} = i_{sy} R_s + \dfrac{d\psi_{sy}}{dt} + \psi_{sx} \omega_{0эл} \\ 0 = i_{rx} R_r + \dfrac{d\psi_{rx}}{dt} \\ 0 = i_{ry} R_r + \psi_{rx} \left(\omega_{0эл} - \omega_{эл} \right) \end{cases} \tag{1.10}$$

$$\begin{cases} \psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx} \\ \psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry} \\ \psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx} \\ 0 = L_r i_{ry} + L_m i_{sy} \end{cases} \tag{1.11}$$

$$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_r} i_{sy} \psi_{rx} \tag{1.12}$$

Из (1.12) видно, что в таком случае момент двигателя определяется амплитудой потокосцепления ротора по оси x и током статора по оси y. Так как потокосцепление ротора постоянно $\psi_r = \psi_{rx} = const$, то производная потокосцепления по оси x равна нулю $\frac{d\psi_{rx}}{dt} = 0$ и, следовательно из (1.10) для цепи ротора по оси x имеем:

$$0 = i_{rx} R_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt}; \frac{d\psi_{rx}}{dt} = 0 \Rightarrow i_{rx} = 0 .$$

Тогда для потока ротора можно записать:

$$\psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx} = L_m i_{sx} . \tag{1.13}$$

То есть поток ротора определяется лишь током статора по оси x. Из всех этих рассуждений легко понять, как управлять моментом двигателя:

- поддерживая постоянным ток статора по оси x, мы поддерживаем постоянство потокосцепления ротора;
- т.к. $\psi_r = \psi_{rx} = const$, то, как видно из (1.12), момент двигателя определяется лишь током статора по оси y.

Таким образом, стало понятным, что необходимо системе векторного управления с ориентацией по потокосцеплению ротора. Во-первых, необходимо знание угла потокосцепления ротора. Зная угол, ось x системы координат (x,y) ориентируем по потокосцеплению ротора. Осуществив это, регулируем токи статора по осям x и y. При такой ориентации системы ток статора по оси x будет задавать потокосцепление ротора, а ток статора по оси y будет определять момент машины. Т.е. с точки зрения управления машина становится похожа на двигатель постоянного тока с независимым возбуждением, а, следовательно, и система управления может строиться

аналогично и должна иметь два канала управления – канал управления потокосцеплением и канал управления скоростью АД.

1.2 Базовая схема СВУ АД. Назначение основных элементов

Базовая структурная схема системы векторного управления (СВУ) асинхронным двигателем с ориентацией по потокосцеплению ротора представлена на рис.1.2. Следует иметь в виду, что изображенная схема представляет лишь «каркас» современной системы векторного управления.

Как и было показано в пункте 1.1, система векторного управления с ориентацией по потокосцеплению ротора имеет два канала управления – модулем ψ_r и угловой скоростью ротора АД. По аналогии с ДПТ канал управления скоростью должен содержать внутренний контур управления составляющей тока статора i_{sy}, эквивалентной току якоря ДПТ, и внешний контур управления угловой скоростью ротора. Канал управления модулем потокосцепления ψ_r должен содержать контур управления составляющей тока статора i_{sx}, эквивалентной току возбуждения ДПТ. Как видно из рис. 1.1 система не содержит регулятора потокосцепления ψ_r. Это приемлемо, если мы не собираемся регулировать величину потокосцепления ротора в процессе работы (однозонное регулирование). В этом случае перед пуском двигателя система ставится под ток по оси x, необходимый для создания заданного потокосцепления ротора, выжидается пауза, необходимая для установления потока ротора (как правило, 1-3 сек) и только после этого происходит пуск АД.

Поясним назначение определенных блоков в этой схеме. БКП_1 и БКП_2 – это блоки координатных преобразований из системы неподвижных координат (α,β) в систему координат вращающихся синхронно с полем двигателя (x,y) и обратно. БФП – блок фазных преобразований из трехфазной системы (a,b,c) в двухфазную (α,β). Блок оцифровки и

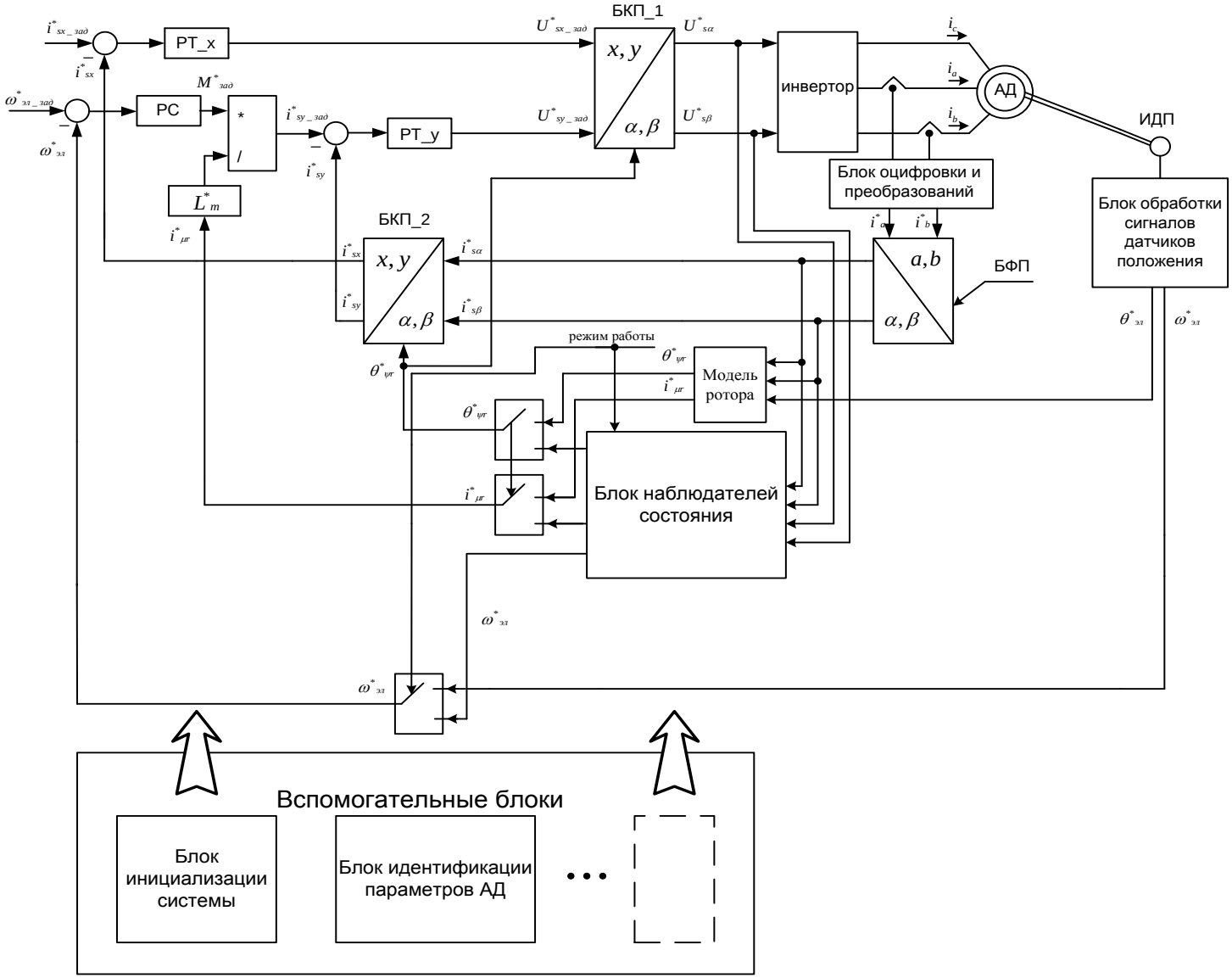


Рис. 1.2 Структурная схема СВУ АД

преобразований несет в себе несколько функций. Во-первых, он оцифровывает сигналы датчиков токов фаз двигателя (блок АЦП). Во-вторых, в нем происходит преобразование измеренных величин из абсолютных в относительные, т.к. вся система управления построена в относительных единицах. Блок обработки сигналов датчиков положения – преобразует сигналы датчика положения ротора в угловое положение ротора, а также рассчитывает скорость ротора. Как видно из рисунка, система может быть построена как в датчиковом варианте, так и в бездатчиковом (задается режимом работы). При построении системы векторного управления с датчиком положения для определения угла положения потокосцепления ротора необходимо рассчитывать модель ротора. В бездатчиковом варианте угловое положение потокосцепления ротора оценивается с помощью наблюдателей состояния. На рисунке также изображены вспомогательные блоки необходимые для начальной инициализации системы, идентификации параметров двигателя и др.

Перед автором ставилась задача улучшения существующей системы векторного управления, разработки недостающих функциональных блоков или переработки уже существующих для получения новых преимуществ по сравнению со старыми. Хотя вопросы бездатчикового управления уже решались в нашей научной группе (см. [3]), автор все же решил рассмотреть еще один вариант построения наблюдателя состояния (см. главу 2). Кроме того, автору была поставлена задача разработать и программно реализовать алгоритм первоначальной идентификации параметров АД. Необходимость в таком алгоритме очевидна – современная система векторного управления включает в себя различные наблюдатели состояния, модели объекта управления, фильтры и адаптационные алгоритмы, что в свою очередь требует знания тех или иных параметров двигателя. Следует отметить, что не всегда подобные элементы системы можно настроить вручную, да и не каждый потребитель будет это делать (как правило, этим занимаются только опытные наладчики). Кроме того, функция автоопределения параметров, как

правило, заложена во всех современных преобразователях, и отсутствие ее определенно снижает привлекательность оборудования для покупателя.

Глава 2 Наблюдатели состояния в системе векторного управления

2.1 Выбор системы координат для наблюдателя

Система векторного управления обычно выполняется в осях, связанных с полем ротора, так как в этом случае одна из осей определяет поток машины, а другая – момент.

Структура векторного управления и математическое описание АД может быть представлена в различных вариантах. Суть выбора координатных осей для описания АД не так принципиальна, как она может быть принципиальна для описания уравнений наблюдателя. Наиболее рациональным оказывается выбор тех осей, информации о которых мы имеем больше. Так как в бездатчиковой системе мы не имеем никаких датчиков, сигнализирующих о положении вала ротора, то правильным выбором являются стационарные оси – alpha/beta:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = i_{s\alpha} \cdot R_s + \dfrac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ u_{s\beta} = i_{s\beta} \cdot R_s + \dfrac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ u_{r\alpha} = i_{r\alpha} \cdot R_r + \dfrac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \psi_{r\beta} \cdot \omega_{эл} \\ u_{r\beta} = i_{r\beta} \cdot R_r + \dfrac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\alpha} \cdot \omega_{эл} \end{cases}, \tag{2.1}$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + L_m \cdot i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + L_m \cdot i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + L_m \cdot i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + L_m \cdot i_{s\beta} \end{cases}, \tag{2.2}$$

$$M = \Psi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}. \tag{2.3}$$

2.2 Формулировка требований к наблюдателю

Перед тем, как приступить к исследованию возможных вариантов наблюдателей, был сформулирован ряд критериев, по которым производится оценка методов:

- максимальная точность восстановления переменных состояния;
- минимальная чувствительность к отклонению параметров модели;
- отсутствие громоздких математических вычислений;
- доступность в понимании подхода, возможность его физической интерпретации.

Исходя из выше перечисленных критериев, был произведен анализ решений в области бездатчикового управления, как с использованием электронных библиотек, так и из собственных доступных материалов. В частности, были выявлены основные подходы в решении задачи и основной проблемы, с которыми сталкивались исследователи. Вместе с тем, следует отметить и некоторую разбросанность, как подходов, так и результатов. Часто авторы, говоря о превосходстве своей системы над какой-нибудь другой, не указывают диапазон применимости своего подхода, и если, например, наблюдатель рассчитан на работу на частотах выше 5Гц (т.е. выполнен по принципу наблюдения противоЭДС) не совсем корректно сравнивать его с наблюдателем для низких скоростей, который работает по принципу потокосцепления.

2.3 Общее описание подходов в наблюдателях

Наблюдающим устройством называется динамическая система, которая восстанавливает вектор состояния заданной системы на основе измерения входного и выходного воздействий при известной структуре заданной системы.

Если система, для которой восстанавливается полный вектор состояния, описывается векторным уравнением:

$$\begin{cases} \dfrac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases}, \qquad (2.4)$$

то наблюдатель имеет следующее уравнение:

$$\frac{d\tilde{X}}{dt} = A\tilde{X} + Bu + K_H(Y - C\tilde{X}). \qquad (2.5)$$

где u – входное управляющее воздействие, $\tilde{X}$ – оценка вектора состояния X,

K_H – матрица усиления наблюдателя.

В общем случае K_H может быть не просто матрицей констант, а некоторой матрицей функций определяющих коэффициент усиления наблюдателя.

С этой точки зрения различают следующие типы наблюдателей:

1) $K_H(t, X, U...) = const$ – **наблюдатель Люенбергера** – использование постоянного коэффициента усиления обеспечивает точность восстановления вектора состояния только в том случае, если параметры системы известны точно. Достоинство данного наблюдателя – простота расчета и наглядность работы.

Рассмотрим эту структуру подробнее (рис. 2.1) на примере двигателя постоянного тока:

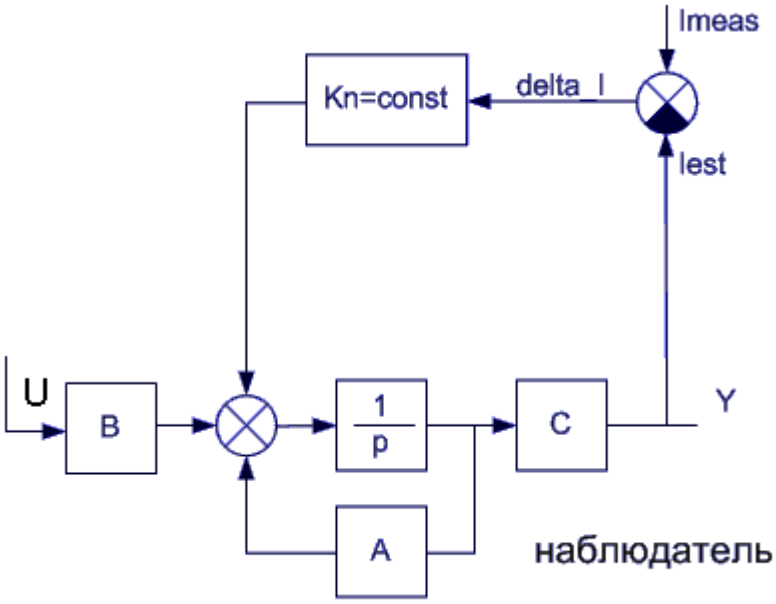


Рис.2.1. Структурная схема управления, построенная на наблюдателе Люенбергера

Если система, и сам объект управления линеен, то его математическое описание может быть приведено к требуемому виду (2.4) и таким образом получена модель. При равенстве параметров объекта и параметров модели их

реакция на управление будет совершенно одинакова. При этом ошибки не будет и сигнал обратной связи *delta_I* в наблюдателе будет равен 0.

Предположим теперь, что в системе появилось возмущение, которое мы не смогли учесть в модели. Тогда появится ошибка, которая будет воздействовать на модель через коэффициент усиления таким образом, чтобы ошибка стала минимальна. При правильной конфигурации обратной связи и правильном выборе коэффициента усиления можно получить не только оценку переменных состояния, но и оценку возмущения.

2) $K_H(t, X, U...) = G(X, U, e, Q, P)$ – **наблюдатель (фильтр) Калмана** (расширенный для нелинейных систем) – благодаря изменчивости матрицы усиления ***G***, в зависимости от многих факторов (предельного отклонения параметров объекта, ковариации оцененной и предсказанной ошибки, ковариации ошибки измерения), которые закладываются при проектировании такого типа фильтра, позволяет сделать максимально точную оценку вектора состояния за конечное время для линейной системы и бесконечное для нелинейной.

3) $K_H(t, X, U...) = F(K1 \cdot sign(e), K2 \cdot sign(e)...)$ – **наблюдатель на основе скользящего режима** – обеспечивает высокую динамику и робастность системы, за счет введения релейного режима.

Исходя их вышеперечисленных возможных вариантов наблюдателей, сложно сделать вывод о том, какой из них лучше. Более того, не понятно, какой же из наблюдателей лучше использовать для задач управления электроприводом.

Большинство процессов в электроприводе носят нелинейный характер. Это обусловлено физикой процессов протекающих в электрической машине – насыщения, дополнительные (паразитные) взаимные индуктивности и т.п. Теоретическая основа дана только для линейных систем. Для нелинейных систем теоретическая часть достаточно сложна, и не всегда позволяет использовать теории такого типа применительно к электроприводу. А значит, для решения задач управления электродвигателем, должен быть разработан

свой особый подход, учитывающий специфику данного вопроса. Изучая публикации по этой теме [4], [5], можно сказать, что в мировой практике сложилась достаточно четкая направленность в решении этой проблемы.

Применительно к системам управления в электроприводе, наиболее часто для решения задачи оценки какой-либо переменной используют фильтр Калмана. Если переменную нельзя непосредственно измерить, то матрицу переменных состояния расширяют, и тогда фильтр называют расширенным наблюдателем или расширенным фильтром Калмана. Оценка дополнительной переменной состояния происходит с некоторой постоянной времени, и для нелинейных систем ее расчет является до сих пор не решенной задачей. Наличие задержки в оценке не всегда позволяет получить требуемой динамики изменения параметра.

В последнее время проявляется повышенный интерес к наблюдателям на основе скользящего режима. За счет введения предельного по быстродействию режима, появляется возможность снизить задержку в оценке параметра и получить хорошие динамические свойства системы. Кроме этого, данные системы обладают важным свойством – малой чувствительностью к отклонению параметров, т.е. обладают робастностью.

Сложности в понимании таких систем очевидны. Требуется сочетание глубоких знаний, как в области электропривода, так и в области теории автоматического регулирования, причем зачастую, для нелинейных дискретных систем, а так же хорошее знание микропроцессорных средств управления и современных средств моделирования.

Еще одним типом наблюдателей являются наблюдатели на основе адаптивной модели. Это достаточно новый тип наблюдателей. Их отличительной чертой является относительная простота алгоритмов.

Таким образом, основными для изучения были выбраны следующие наблюдатели:

- наблюдатель на основе фильтра Калмана;
- наблюдатель на основе скользящего режима (SMO);

- наблюдатель на основе адаптивной модели.

Следует сказать, что исследование различных структур наблюдателей для бездатчикового асинхронного электропривода проводилось в рамках договора кафедры АЭП (МЭИ) с ВНИИЭМ. Непосредственно автор, занимался исследованием наблюдателей на основе адаптивной модели. А наблюдателями на основе фильтра Калмана и на основе скользящего режима занимались другие сотрудники научной группы. Поэтому в данной работе наблюдатели на основе фильтра Калмана и на основе скользящего режима будут представлены лишь в краткой форме с описанием их характеристик достоинств и недостатков по результатам исследования с целью сравнения с наблюдателем изучаемым автором. Соответственно, наблюдатель на основе адаптивной модели будет рассмотрен более подробно.

2.4 Наблюдатель на основе фильтра Калмана

Как известно, фильтр Калмана является оптимальным рекурсивным алгоритмом, который обеспечивает минимальную дисперсию в оценке переменных состояния для линейных систем. Он позволяет учесть ошибку в параметрах модели и ошибку в измерениях, которые рассматриваются как шумовые процессы при оценке переменных состояния. Для расширенного фильтра Калмана не гарантируется минимальная дисперсия в оценке, более того, не существует методов расчета сходимости процессов. Сложность, с которой сталкиваются авторы многих работ, заключается в том, что фильтр Калмана разработан применительно к линейным системам, а математическое описание асинхронного двигателя содержит перекрестные связи, и при записи уравнений в пространстве состояний приходится пренебрегать некоторыми связями. В результате получается неполноценное описание, с непрозрачными структурами. Кроме того, существует ряд сложностей с расчетом матриц W – ковариации ошибки параметров и R – ковариации ошибки измерения. Схема построения расширенного фильтра Калмана представлена на рис. 2.2

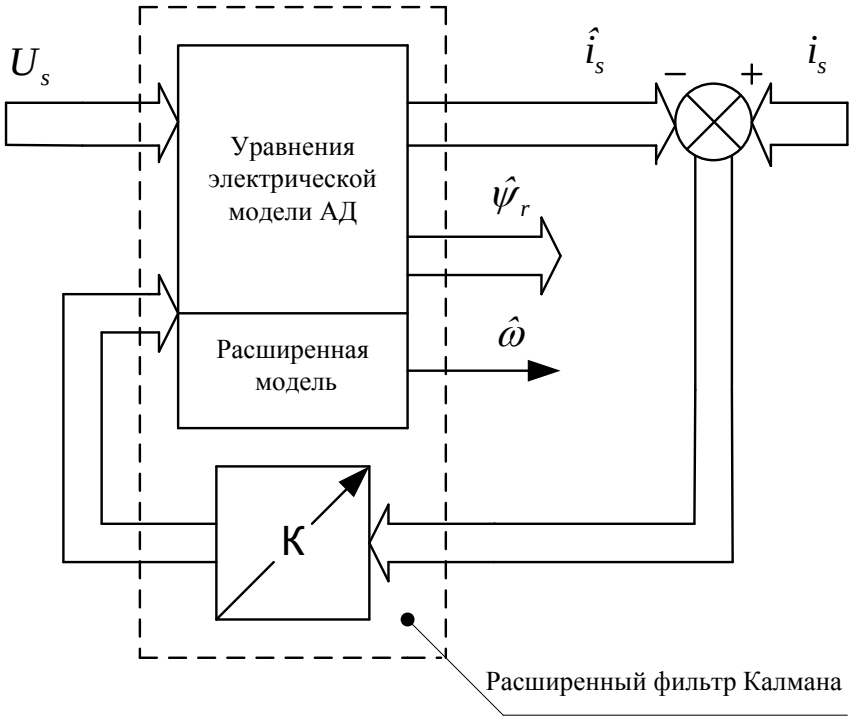


Рис.2.2 Расширенный фильтр Калмана для асинхронного двигателя

Вектор состояния наблюдателя имеет следующий вид:

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \psi_{r\alpha} & \psi_{r\beta} & \omega \end{bmatrix}^T \tag{2.6}$$

То есть, наблюдатель восстанавливает целых пять переменных – токи статора, потокосцепления ротора, а также угловую скорость вращения ротора двигателя.

Для удобства сравнения наблюдателей их свойства будут описываться по следующей схеме: достоинства, недостатки, заключение.

Достоинства наблюдателя на основе фильтра Калмана:

- Наблюдатель восстанавливает большое количество переменных состояния.
- При восстановлении фильтр учитывает возможные ошибки в измерительном тракте, а также ошибки модели, связанные с неточностью задания параметров.
- фильтр Калмана может быть использован и просто как фильтр, при условии, что модель системы может быть записана математически. Так, например, фильтр Калмана часто используется для фильтрации

синусно-косинусных сигналов и выделения из них первой гармоники. Дополнительным эффектом работы такого фильтра является выделение частоты первой гармоники фильтруемого сигнала.

Осциллограммы работы фильтра Калмана для синусно-косинусного сигнала можно увидеть в приложении №.

Недостатки наблюдателя на основе Фильтра Калмана:

- Ввиду своей сложной структуры и большого объема математических операций при использовании фильтра Калмана в реальном времени необходим быстродействующий сигнальный процессор, оптимизированный для комплексных математических вычислений и манипуляций с большими значениями. В действительности, алгоритм сложен в смысле вычисления, и на каждом шагу требуются действия с векторами и/или матрицами.
- Фильтр Калмана разработан для линейных систем, однако асинхронный двигатель таковой не является. Из-за чего приходится пренебрегать некоторыми связями, и модель становится неполноценной.
- Наличие в наблюдателе большого количества параметров двигателя.
- Неудовлетворительная устойчивость наблюдателя при отклонении параметров АД от номинальных значений (см. приложение №).
- Сложность физической интерпретации и, как следствие, высокая сложность настройки наблюдателя.

Заключение:

По результатам моделирования можно сделать вывод, что расширенный фильтр Калмана при правильной настройке восстанавливает все переменные состояния. При этом, как и ожидалось, существует некоторое запаздывание в определении неизмеряемых переменных состояния. Наблюдатель обладает низкой устойчивостью при отклонении параметров. Так например, при

изменении сопротивления в цепи ротора токи статора и потокосцепления ротора восстанавливаются корректно, а при уменьшении сопротивления статора, индуктивностей рассеяния цепей статора и ротора, увеличении взаимной индуктивности происходит ошибка и фильтр не работает.

Сложность настройки системы очевидна, кроме идентификации параметров двигателя необходимо еще правильно подобрать коэффициенты матриц ковариации ошибки параметров W и ошибки измерения R. Конечно, может быть проведен строгий расчет этих коэффициентов, но только для случая линейной системы. Для нелинейной системы эти матрицы необходимо либо каждый раз пересчитывать, что довольно сложно и занимает много процессорного времени, либо задать изначально так, чтобы система была стабильна. Однако для каждого набора параметров двигателя такие матрицы будут разные, а подбор коэффициентов требует много времени.

Таким образом, использование фильтра Калмана в предложенном виде выглядит нерациональным. Можно отметить его низкую наглядность, большее количество математических операций, и очень сложную настройку. Поэтому данный тип наблюдателя не рекомендуется к использованию в бездатчиковых системах векторного управления. Однако очень удачной находкой оказался фильтр Калмана для синусно-косинусного сигнала, позволяющий выделить первую гармонику из даже сильно зашумленных сигналов. При этом отфильтрованные сигналы при выходе фильтра не имеют амплитудных и фазовых искажений. Поэтому такой фильтр может использоваться в системе для фильтрации синусно-косинусных сигналов. Кроме того, такой фильтр выделяет дополнительную переменную состояния – частоту сигнала.

2.5 Наблюдатель на основе скользящего режима

Наблюдатели такого типа уже исследовались в [3] для синхронных машин. Оказалось, что разработанную автором [3] структуру можно

использовать и для асинхронного двигателя. Отличительной особенностью наблюдателей такого типа является наличие релейного элемента в сигнале разности между измеренными и вычисленными по модели двигателя токами.

Наблюдатель строится по уравнениям (2.4). Для асинхронного двигателя эти уравнения принимают вид:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \cdot U_{s\alpha} - \frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} \cdot i_{s\alpha} - \frac{L_m}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \cdot \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} \qquad (2.7)$$

Как видно из (2.7), сделав обозначения:

$$-\frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} = A, \ \frac{1}{L_s \cdot \sigma} = B, \text{ и C=1}, \ X = I_\alpha, \ U = U_\alpha, \qquad (2.8)$$

получаем уравнения (2.4)

Структурная схема наблюдателя на основе скользящего режима изображена на рис. 2.3

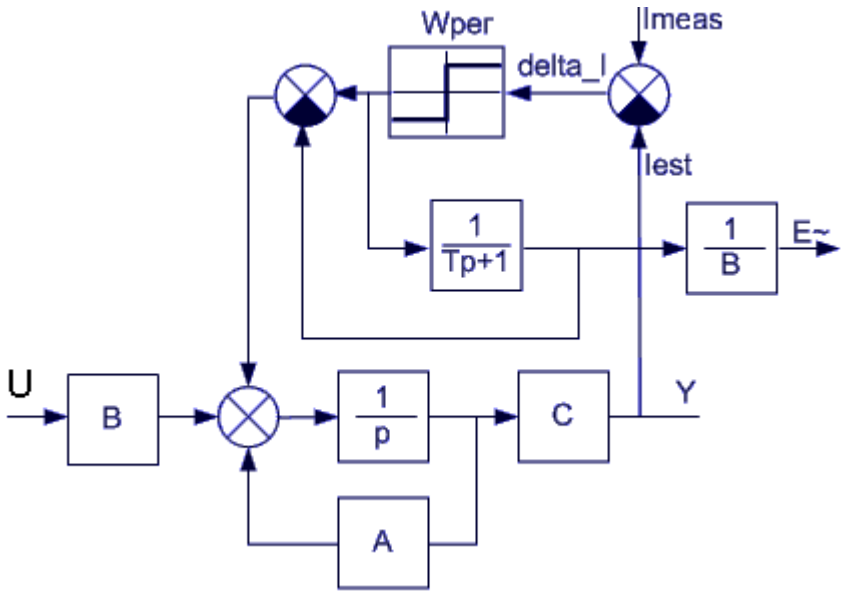


Рис. 2.3 Структурная схема наблюдателя на основе скользящего режима

Достоинства наблюдателя на основе скользящего режима:

- За счет релейного элемента достигается максимальная скорость идентификации состояния системы.
- Наблюдатель обладает неплохой робастностью – нечувствительностью (грубостью) к неточности задания параметров АД. Кроме того, за счет робастности снимается вопрос об отклонении параметров в процессе

работы. Можно отметить, что в АД сопротивление статора в процессе работы меняется незначительно, а индуктивность практически неизменна. Поскольку используются только уравнения статора, мы получаем независимость от широко изменяющегося в процессе работы сопротивления ротора. Осциллограммы работы наблюдателя при отклонении параметров см. в приложении №.

- Существует физическая интерпретация происходящих процессов в наблюдателе, т.е. наблюдатель понятен, что очень важно при настройке наблюдателя.
- Из-за простоты математического описания, задача не требует много процессорных ресурсов и может быть достаточно просто решена даже на процессоре малой мощности.

Недостатки наблюдателя на основе скользящего режима:

- Наблюдатель не работает в зоне низких скоростей, а именно ниже 5 Гц. Это связано с тем, что наблюдатель работает по принципу ЭДС, которую на низкой скорости выделить невозможно.
- Сигнал, который используется для определения углового положения потокосцепления ротора, является зашумленным, в виду работы релейного элемента. Поэтому для выделения угла этот сигнал фильтруется с помощью фильтра Калмана для синусно-косинусного сигнала, что увеличивает общее время расчета наблюдателя.

Заключение:

По результатам исследования наблюдателя на основе скользящего режима можно сделать вывод о том, что этот наблюдатель достаточно привлекателен для реализации системы бездатчикового управления АД. Единственным важным недостатком является невозможность работы наблюдателя на низких скоростях, что заставляет использовать альтернативные структуры управления, например частотные, которые не

позволяют поддерживать требуемый момент и, по сути, являются разомкнутыми законами управления. Несмотря на такое ограничение, пока не выявлен подход, позволяющий идентифицировать положение вектора потокосцепления ротора на около-нулевых скоростях.

2.6 Наблюдатель на основе адаптивной модели

В наблюдателе на основе адаптивной модели (MRAC) (model reference adaptive control) скорость двигателя наблюдается с помощью эталонной модели (reference model) и адаптивной модели (adjustable model) (см. рис.2.4). Эталонная модель, которая не зависит от скорости двигателя, вычисляет переменную состояния x, используя измеренные напряжения и токи. Адаптивная модель, которая зависит от скорости двигателя, вычисляет переменную состояния $\tilde{x}$. Разница (ε) между переменными состояния затем используется для управления адаптивным механизмом, который восстанавливает скорость $\tilde{\omega}_{эл}$.

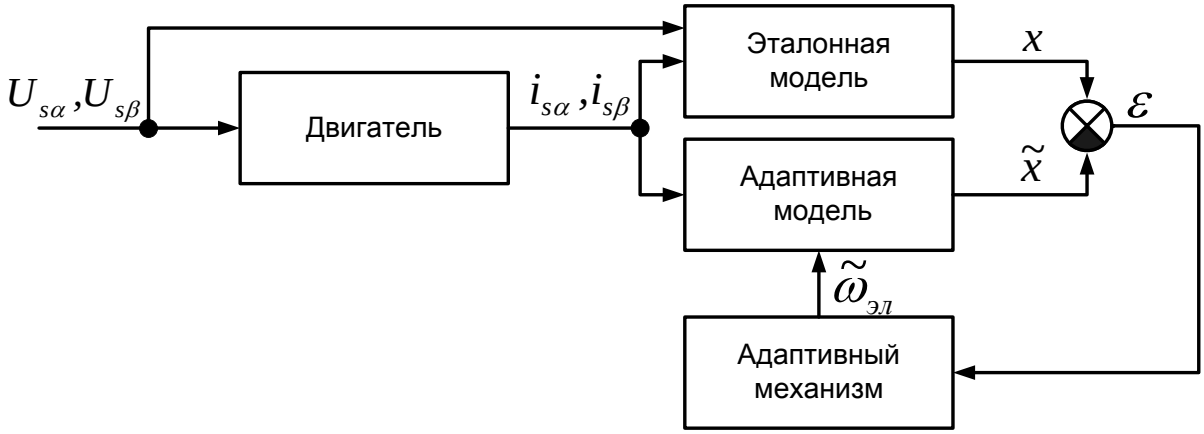


Рис.2.4. Принцип организации наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC)

2.6.1 Методы наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC)

В настоящее время существует много методов наблюдения скорости двигателя. Одним из таких методов является наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC) (model reference adaptive control). Данный метод является достаточно интересным подходом, простым и легко реализуемым.

Методы наблюдения скорости, использующие наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC), могут быть классифицированы по различным типам используемых переменных состояний x. Среди этих методов наиболее часто используемым является наблюдатель, предложенный в [6] (в качестве переменной состояния используется потокосцепление ротора), и наблюдатель, предложенный в [7] (в качестве переменной состояния используется противоЭДС).

Запишем уравнения асинхронной машины в неподвижных относительно статора осях(α,β):

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + \dfrac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = i_{s\beta} R_S + \dfrac{d\Psi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = i_{r\alpha} R_r + \dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \Psi_{r\beta} \cdot \omega_{эл} \\ 0 = i_{r\beta} R_r + \dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \Psi_{r\alpha} \cdot \omega_{эл} \end{cases}, \qquad (2.9)$$

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \Psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \Psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \Psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases}, \ (2.10)$$

Записав (2.9) через $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$, имеем:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s (i_{s\alpha} + \chi_s \sigma \dfrac{di_{s\alpha}}{dt}) + \dfrac{L_m}{L_r} \cdot \dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s (i_{s\beta} + \chi_s \sigma \dfrac{di_{s\beta}}{dt}) + \dfrac{L_m}{L_r} \cdot \dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} \\ \chi_r \dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \Psi_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} - \chi_r \omega_{эл} \Psi_{r\beta} \\ \chi_r \dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} + \Psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + \chi_r \omega_{эл} \Psi_{r\alpha} \end{cases}, \ (2.11)$$

где $\chi_s = \dfrac{L_s}{R_s}$ – постоянная времени статора, $\chi_r = \dfrac{L_r}{R_r}$ – постоянная времени ротора, $\sigma = 1 - \dfrac{L_m^2}{L_s L_r}$ – общий коэффициент рассеяния.

2.6.2 Адаптивная модель на основании потокосцепления ротора

Данная модель [6] использует потокосцепление ротора как выходную величину для адаптивного механизма, наблюдающего скорость.

Из системы уравнений (2.11) для статорных обмоток можно записать:

$$\begin{cases} \dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = \dfrac{L_r}{L_m}(U_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s - \dfrac{\sigma}{L_s}\cdot\dfrac{di_{s\alpha}}{dt}) \\ \dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = \dfrac{L_r}{L_m}(U_{s\beta} - i_{s\beta}R_s - \dfrac{\sigma}{L_s}\cdot\dfrac{di_{s\beta}}{dt}) \end{cases}, \quad (2.12)$$

а для ротора:

$$\begin{cases} \dfrac{d\tilde{\Psi}_{r\alpha}}{dt} = -\tilde{\omega}_{эл}\tilde{\Psi}_{r\beta} - \dfrac{1}{\chi_r}\cdot\tilde{\Psi}_{r\alpha} + \dfrac{L_m}{\chi_r}\cdot i_{s\alpha} \\ \dfrac{d\tilde{\Psi}_{r\beta}}{dt} = \tilde{\omega}_{эл}\tilde{\Psi}_{r\alpha} - \dfrac{1}{\chi_r}\cdot\tilde{\Psi}_{r\beta} + \dfrac{L_m}{\chi_r}\cdot i_{s\beta} \end{cases}. \quad (2.13)$$

Системы уравнений (2.12) и (2.13) представляют собой уравнения эталонной и адаптивной моделей наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC), предложенного в [6]. Очевидно, что если потокосцепление ротора адаптивной модели $\tilde{\Psi}_r$ и потокосцепление эталонной модели Ψ_r совпадают, то скорость, восстановленная адаптивным механизмом $\tilde{\omega}_{эл}$, является реальной скоростью. В наблюдателе на основе адаптивной модели (MRAC) скорость восстанавливается как:

$$\tilde{\omega}_{эл} = K_p(\Psi_{r\beta}\tilde{\Psi}_{r\alpha} - \Psi_{r\alpha}\tilde{\Psi}_{r\beta}) + K_I\int(\Psi_{r\beta}\tilde{\Psi}_{r\alpha} - \Psi_{r\alpha}\tilde{\Psi}_{r\beta})dt \,. (2.14)$$

Достоинством данного метода является его наглядность. Недостаток заключается в том, что эталонная модель использует чистое интегрирование при вычислении потока, а значит погрешность, внесенная в любой параметр правой части уравнения (2.12) приведет к накапливающейся ошибке. Система в таком случае становится нестабильной, и отсутствуют способы компенсировать возникающее отклонение.

2.6.3 Адаптивная модель на основании противоЭДС

В статье [7] в качестве выходной величины для адаптивного механизма, наблюдающего скорость, используют противоЭДС двигателя.

Из системы уравнений (2.11) для статорных обмоток можно записать:

$$\begin{cases} e_\alpha = \dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} \cdot \dfrac{L_m}{L_r} = U_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s - \dfrac{\sigma}{L_s} \cdot \dfrac{di_{s\alpha}}{dt} \\ e_\beta = \dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} \cdot \dfrac{L_m}{L_r} = U_{s\beta} - i_{s\beta} R_s - \dfrac{\sigma}{L_s} \cdot \dfrac{di_{s\beta}}{dt} \end{cases}. \qquad (2.15)$$

Для ротора можно записать:

$$\begin{cases} \tilde{e}_\alpha = \dfrac{L_m}{L_r} \cdot \left(-\tilde{\omega}_{эл} \Psi_{r\beta} - \dfrac{1}{\chi_r} \cdot \Psi_{r\alpha} + \dfrac{L_m}{\chi_r} \cdot i_{s\alpha} \right) \\ \tilde{e}_\beta = \dfrac{L_m}{L_r} \cdot \left(\tilde{\omega}_{эл} \Psi_{r\alpha} - \dfrac{1}{\chi_r} \cdot \Psi_{r\beta} + \dfrac{L_m}{\chi_r} \cdot i_{s\beta} \right) \end{cases} \qquad (2.16)$$

Системы уравнений (2.15) и (2.16) представляют собой уравнения эталонной и адаптивной моделей наблюдателя, предложенного в статье [7]. Скорость восстанавливается как:

$$\tilde{\omega}_{эл} = K_p (e_\beta \tilde{e}_\alpha - e_\alpha \tilde{e}_\beta) + K_I \int (e_\beta \tilde{e}_\alpha - e_\alpha \tilde{e}_\beta) dt. \qquad (2.17)$$

Как видно из уравнений (2.14) и (2.17) взаимосвязь между ошибками моделей и ошибкой наблюдения скорости нелинейная. Таким образом, коэффициент усиления данного наблюдателя имеет нелинейную характеристику. То есть, коэффициент усиления таких наблюдателей, в определенных условиях, может быть близким к нулю или равным нулю. Так, например, из уравнения (2.17) видно, что при работе двигателя на малых скоростях его противоЭДС $e = (e_\alpha, e_\beta)$ мала и разница $(e_\beta \tilde{e}_\alpha - e_\alpha \tilde{e}_\beta)$ будет стремиться к нулю даже при неравенстве $\tilde{e}$ и e, а, следовательно, будет совершенно неправильно определяться скорость.

Таким образом, рассмотренные методы построения наблюдателей на основе адаптивной модели (MRAC), также называемые традиционными, являются непригодными для наблюдения скорости на малых или нулевых скоростях, вследствие их нелинейности [8]-[11].

2.6.4 Нетрадиционный наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC)

Рассмотрим наблюдатель, который предложен в статье [12]. В этом методе в качестве переменной состояния используется ток статора.

Из системы уравнений (2.11) для статорных обмоток можно записать:

$$\begin{cases} \dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = \dfrac{L_r}{L_m}(U_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s - \dfrac{\sigma}{L_s}\cdot\dfrac{di_{s\alpha}}{dt}) \\ \dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = \dfrac{L_r}{L_m}(U_{s\beta} - i_{s\beta}R_s - \dfrac{\sigma}{L_s}\cdot\dfrac{di_{s\beta}}{dt}) \end{cases}. \quad (2.18)$$

Проинтегрируем (2.18), получим:

$$\begin{cases} \Psi_{r\alpha} = \dfrac{L_r}{L_m}\left[\int(U_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s)dt - \dfrac{\sigma}{L_s}\cdot i_{s\alpha}\right] \\ \Psi_{r\beta} = \dfrac{L_r}{L_m}\left[\int(U_{s\beta} - i_{s\beta}R_s)dt - \dfrac{\sigma}{L_s}\cdot i_{s\beta}\right] \end{cases}. \quad (2.19)$$

Из системы уравнений (2.11) для ротора можно записать:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \dfrac{1}{L_m}\left(\Psi_{r\alpha} + \chi_r\dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \chi_r\omega_{эл}\Psi_{r\beta}\right) \\ i_{s\beta} = \dfrac{1}{L_m}\left(\Psi_{r\beta} + \chi_r\dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \chi_r\omega_{эл}\Psi_{r\alpha}\right) \end{cases}. \quad (2.20)$$

Перепишем (2.20) для наблюдаемых переменных:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{s\alpha} = \dfrac{1}{L_m}\left(\Psi_{r\alpha} + \chi_r\dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \chi_r\tilde{\omega}_{эл}\Psi_{r\beta}\right) \\ \tilde{i}_{s\beta} = \dfrac{1}{L_m}\left(\Psi_{r\beta} + \chi_r\dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \chi_r\tilde{\omega}_{эл}\Psi_{r\alpha}\right) \end{cases}. \quad (2.21)$$

Системы уравнений (2.19) и (2.21) представляют собой уравнения эталонной и адаптивной моделей рассматриваемого наблюдателя.

Запишем разницу между реальными и оцениваемыми токами:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} - \tilde{i}_{s\alpha} = \dfrac{\chi_r}{L_m}\Psi_{r\beta}\left(\omega_{эл} - \tilde{\omega}_{эл}\right) \\ i_{s\beta} - \tilde{i}_{s\beta} = -\dfrac{\chi_r}{L_m}\Psi_{r\alpha}\left(\omega_{эл} - \tilde{\omega}_{эл}\right) \end{cases}. \quad (2.22)$$

Разница токов в (2.22) – это величина синусоидальная, так как в выражениях есть проекции потокосцепления ротора $\Psi_{r\alpha}$ и $\Psi_{r\beta}$, которые изменяются синусоидально. Помножим каждое из уравнений на соответствующую проекцию потока ротора и сложим получившиеся уравнения друг с другом:

$$\left(i_{s\alpha}-\tilde{i}_{s\alpha}\right)\Psi_{r\beta}+\left(i_{s\beta}-\tilde{i}_{s\beta}\right)\Psi_{r\alpha}=\frac{\chi_r}{L_m}\left(\omega_{эл}-\tilde{\omega}_{эл}\right)\left(\Psi_{r\alpha}^2+\Psi_{r\beta}^2\right). \quad (2.23)$$

В отличие от выражений (2.22) выражение (2.23) использует амплитуду потокосцепления ротора, которая при векторном управлении поддерживается постоянной. Из выражения (2.23) выразим разницу реальной и оцениваемой скоростей:

$$\omega_{эл}-\tilde{\omega}_{эл}=K\cdot\left[\left(i_{s\alpha}-\tilde{i}_{s\alpha}\right)\Psi_{r\beta}+\left(\tilde{i}_{s\beta}-i_{s\beta}\right)\Psi_{r\alpha}\right], \quad (2.24)$$

где

$$K=\frac{L_m}{\chi_r}\cdot\frac{1}{\Psi_{r\alpha}^2+\Psi_{r\beta}^2}=const. \quad (2.25)$$

Таким образом, аналитически получили разницу реальной и наблюдаемой скоростей в явном виде, выраженную через ошибку переменной состояния. То есть, вне зависимости от амплитуд переменных, входящих в уравнение (2.24), правая часть (2.24) всегда указывает на разницу $\omega_{эл}-\tilde{\omega}_{эл}$. Заведя эту разницу на ПИ регулятор, можно восстанавливать скорость ротора $\tilde{\omega}_{эл}$, приближая ошибку наблюдения скорости к нулю, в том числе и на нулевой скорости.

По уравнениям (2.19), (2.21) и (2.24) можно составить структурную схему рассматриваемого наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC) (см. рис. 2.5).

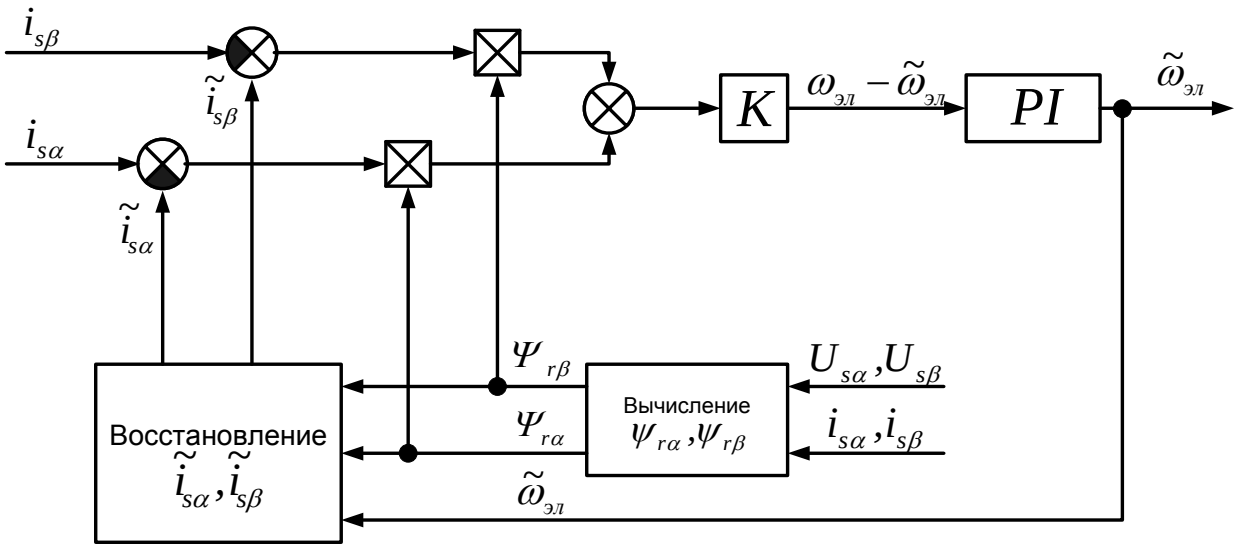


Рис.2.5. Структурная схема наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC) с током статора в качестве переменной состояния

2.6.5 Моделирование наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC)

Моделирование проводилось в среде MATLAB. Для системы векторного управления оцениваемая скорость $\tilde{\omega}_{эл}$ использовалась вместо сигнала обратной связи с датчика положения ротора. Параметры двигателя, используемые в модели, приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1

Номинальная мощность $P_{ном}, Вт$	2200	$\cos\varphi$	0,93
Номинальное фазное напряжение $U_{ф_ном}, В$	220	*Сопротивление статора* $R_s, Ом$	3,1
Номинальная частота сети $f_{ном}, Гц$	50	*Сопротивление ротора* $R_r, Ом$	1,7
Число пар полюсов p	2	*Индуктивность рассеяния статора* $L_{s\sigma}, мГн$	17,1
Номинальное скольжение $s_{ном}$	0,05	*Индуктивность рассеяния ротора* $L_{r\sigma}, мГн$	8,8
Момент инерции ротора $J_r, кг \cdot м^2$	0,1	*Индуктивность намагничивания* $L_m, мГн$	320
КПД η	0,81		

Результаты моделирования приведены ниже. Осциллограммы изменения скорости, момента, потокосцепления ротора (реальное – черным цветом, определяемое наблюдателем системы векторного управления – красным цветом), углового положения потокосцепления ротора (реальное – черным цветом, вычисленное на основании скорости, оцененной с помощью наблюдателя – красным) показаны на рис.2.6 и 2.7. Из рисунков видно, что при параметрах модели двигателя, совпадающих с параметрами реального двигателя, переходные процессы скорости и момента полностью соответствуют желаемым.

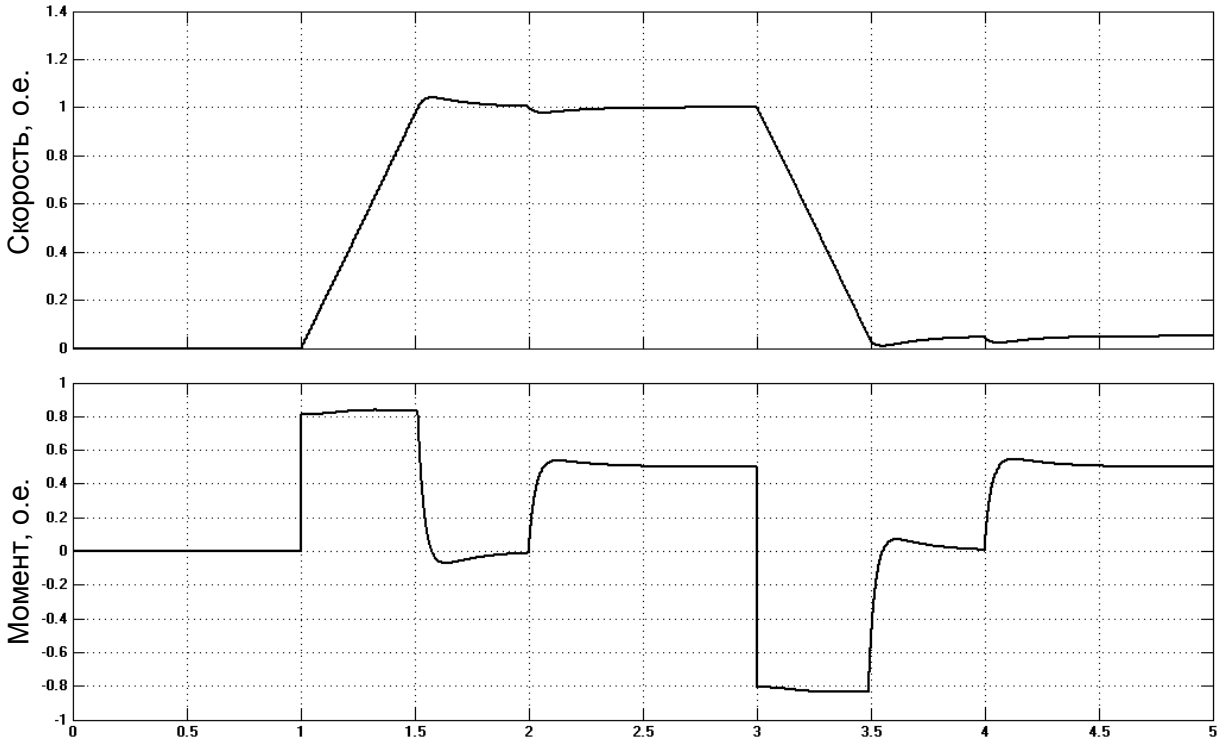


Рис.2.6. Скорость и момент в системе бездатчикового векторного управления при совпадении параметров модели и двигателя

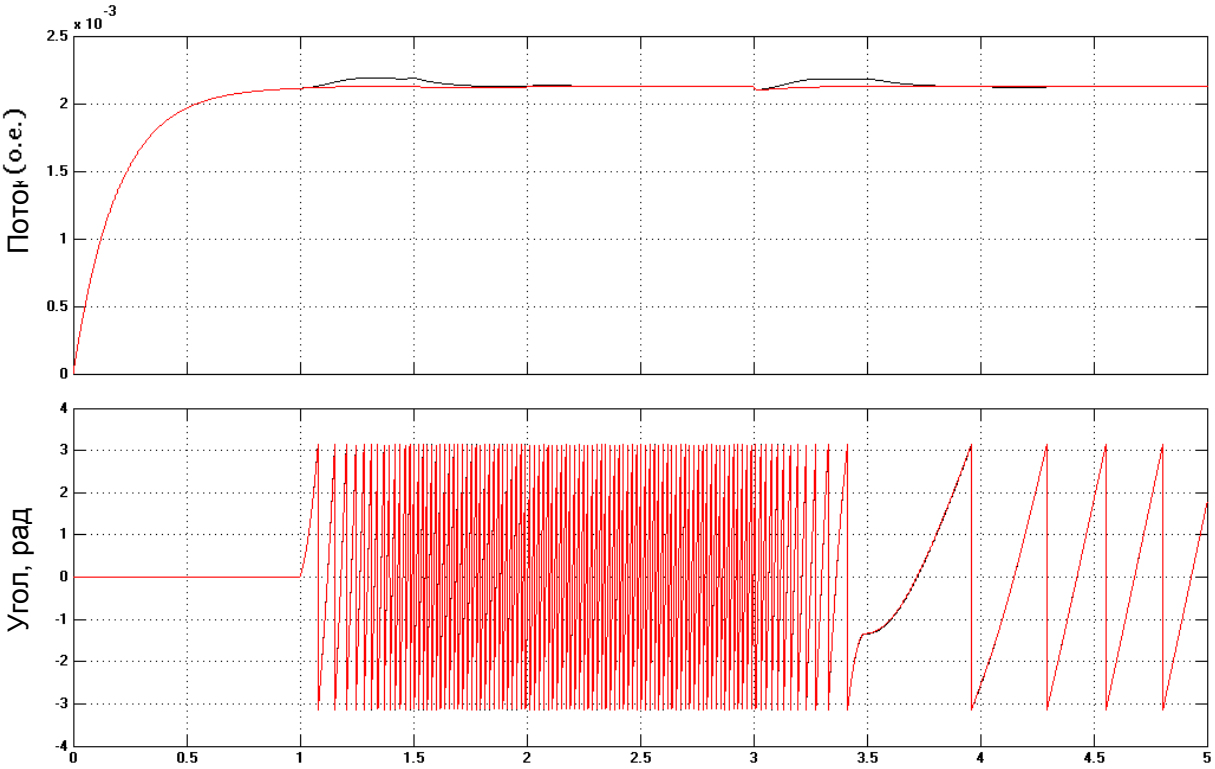
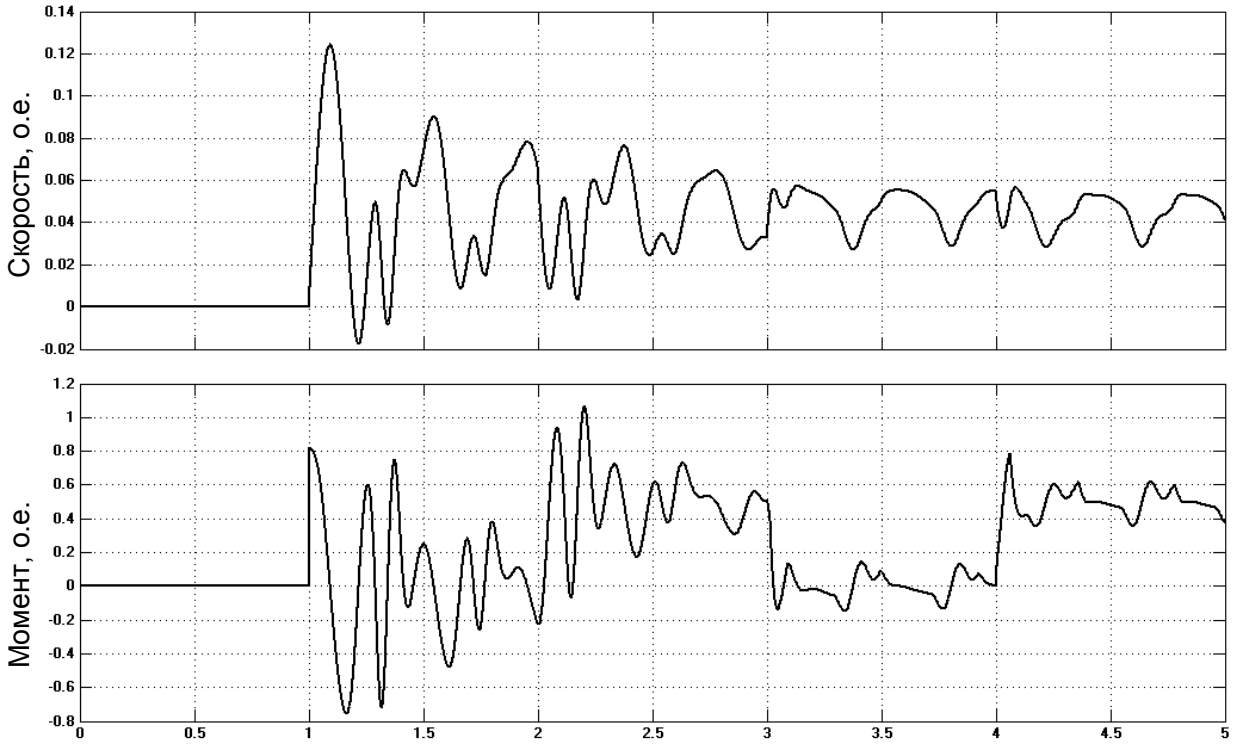


Рис.2.7. Потокосцепление ротора и его угловое положение в системе бездатчикового векторного управления при совпадении параметров модели и двигателя

В реальной системе векторного управления никогда не удается точно задать параметры двигателя, кроме того, некоторые из них изменяются в процессе работы, например, тепловое изменение активного сопротивления статора и ротора. Поэтому основной задачей моделирования была оценка робастности системы при изменении параметров двигателя.



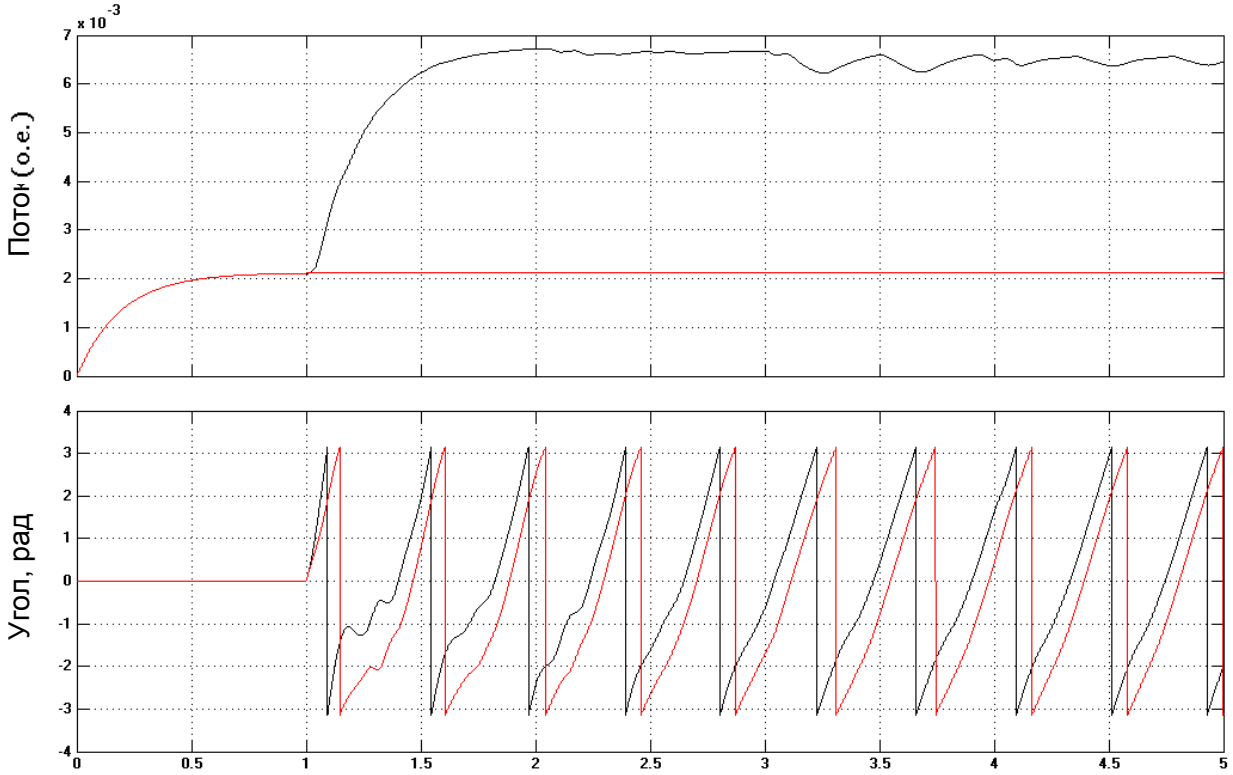
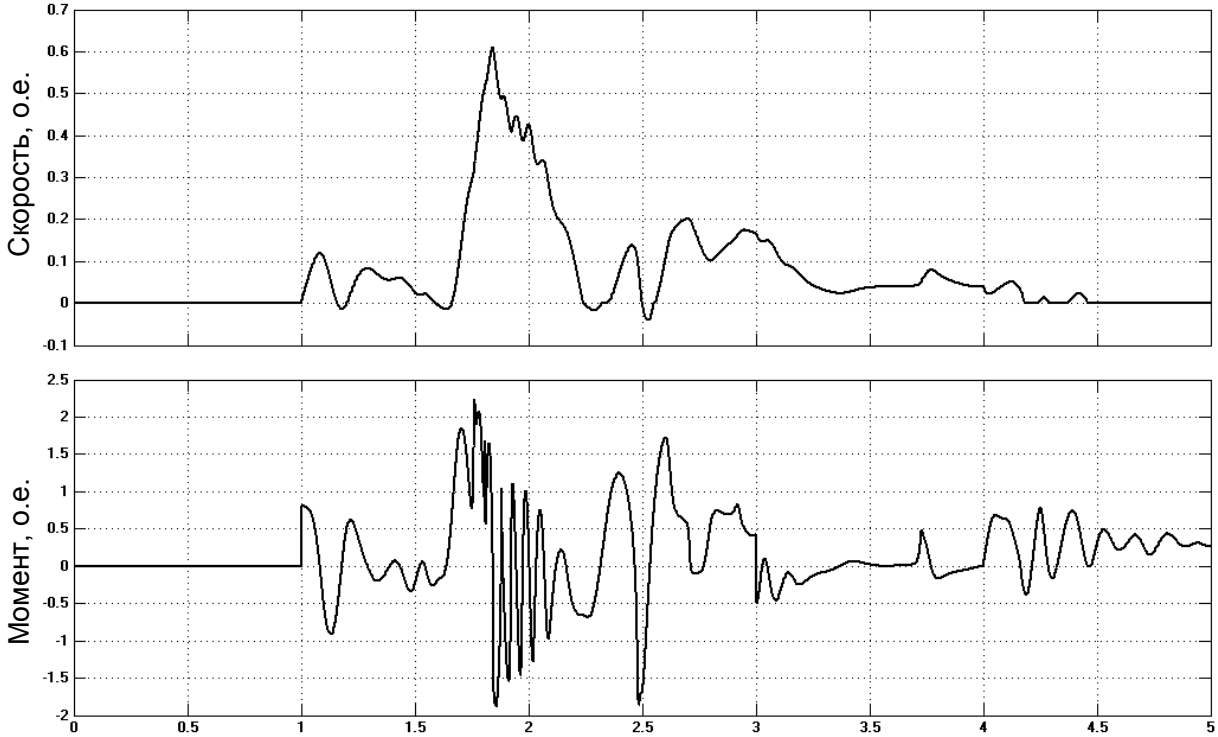


Рис.2.8. Работа системы при реальном сопротивлении статора в два раза меньшем, чем в модели

На рис.2.8 и рис. 2.8 приведены результаты моделирования при изменении активного сопротивления статора. Как видно, из осциллограмм при изменении сопротивления статора система «разваливается». Это связано



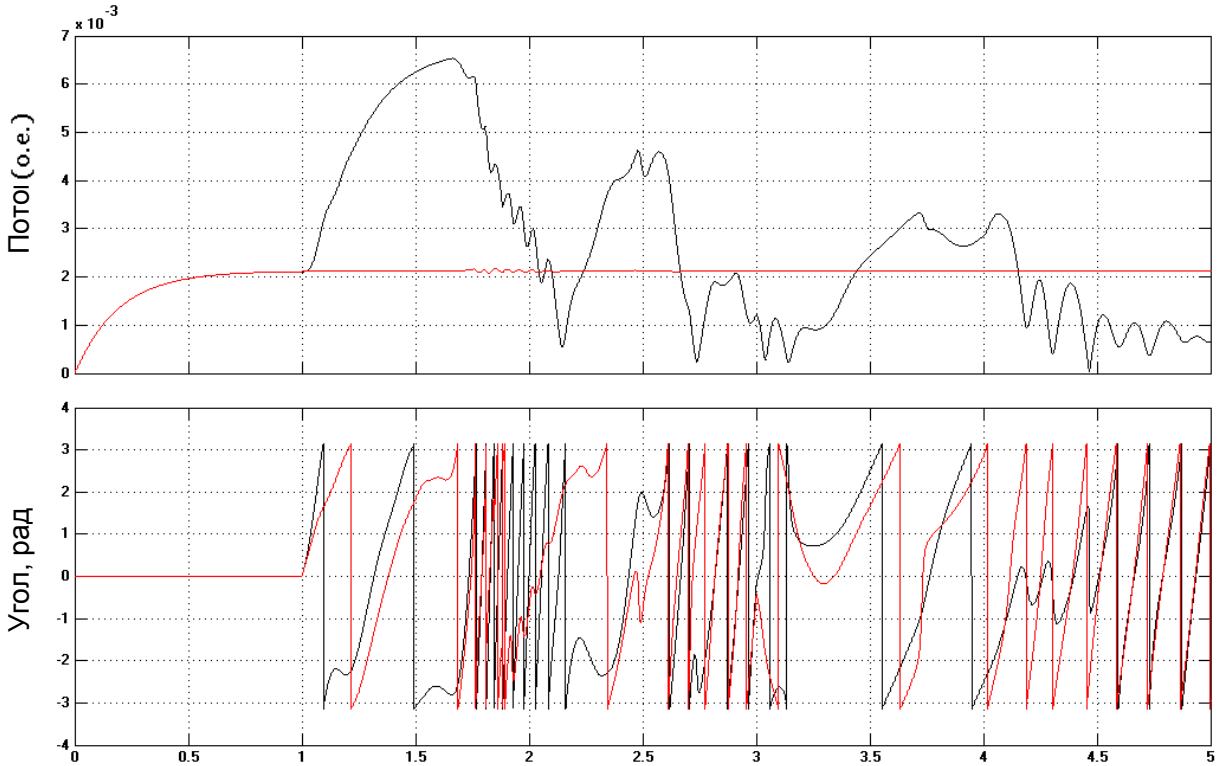


Рис.2.9. Работа системы при реальном сопротивлении статора в два раза большем, чем в модели

с тем, что при неточности задания активного сопротивления статора вносится ошибка в эталонную модель (см. уравнение 2.19). Кроме того, так как в эталонной модели имеется операция интегрирования, то ошибка, вызванная неточностью задания сопротивления статора в режиме фиксации (при постоянном токе статора) будет увеличиваться. Таким образом, наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC) накладывает высокие требования по заданию параметров эталонной модели, в данном случае к точности задания сопротивления статора.

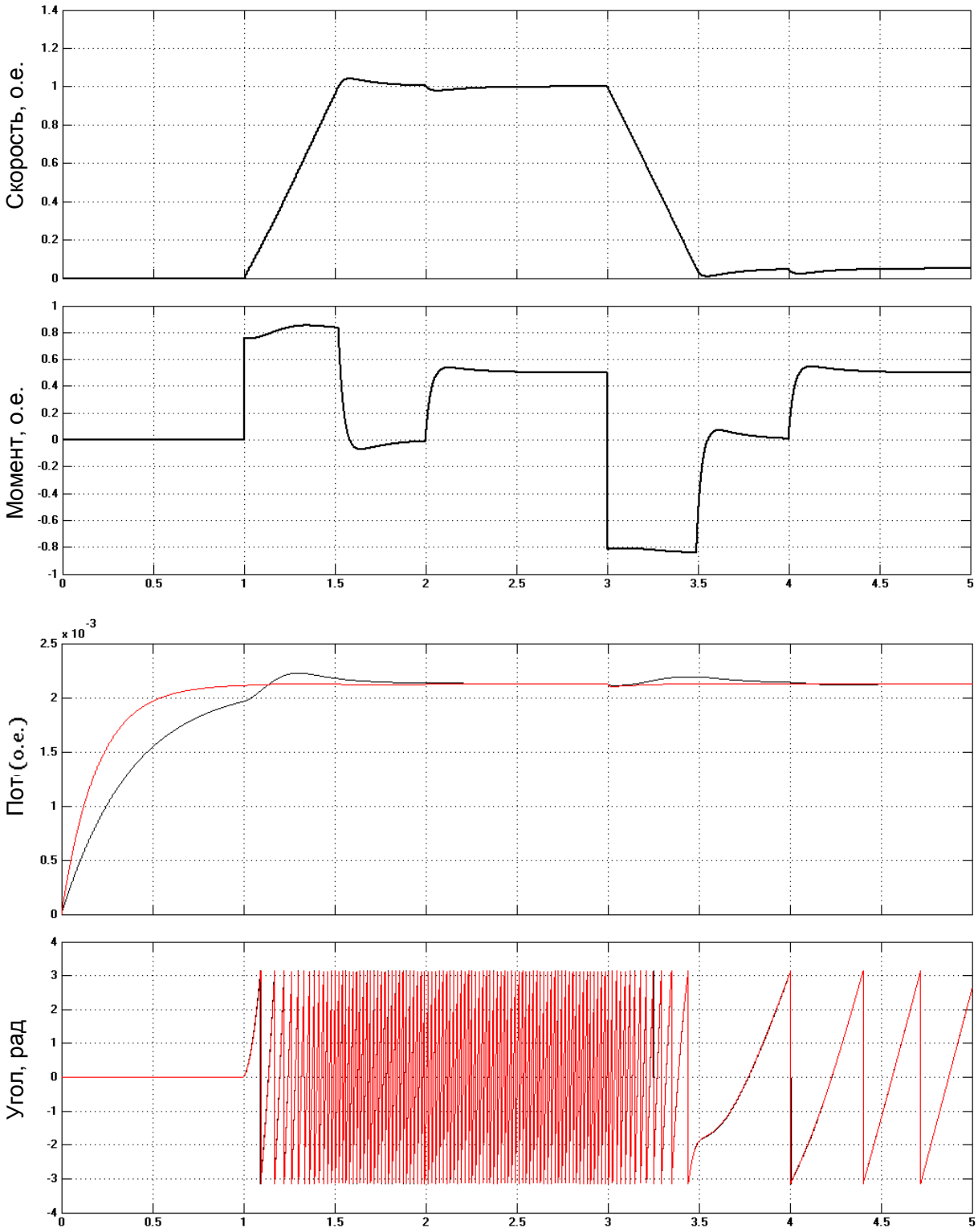


Рис.2.10. Работа системы при реальном сопротивлении ротора в два раза меньшем, чем в модели

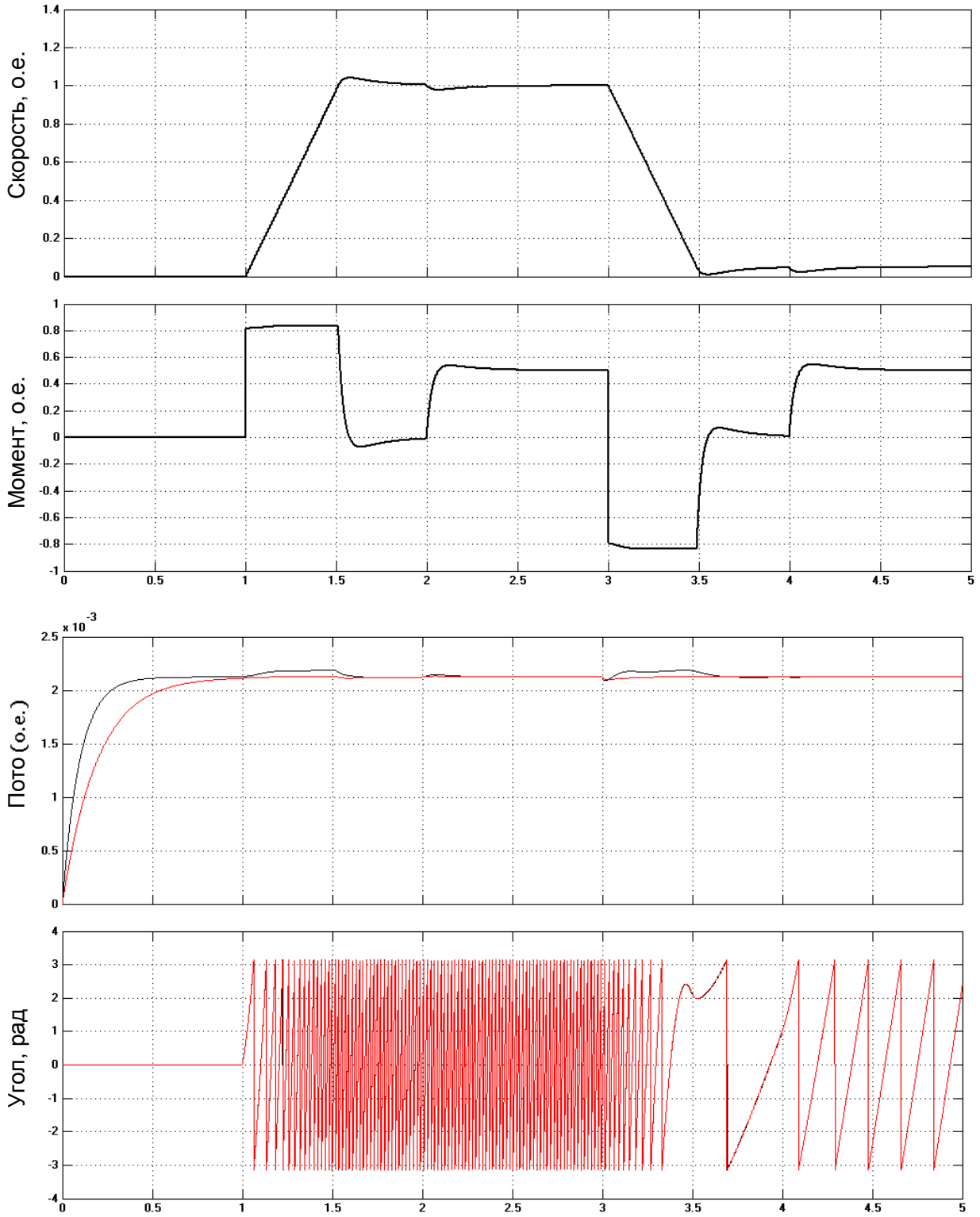


Рис.2.11. Работа системы при реальном сопротивлении ротора в два раза большем, чем в модели

На рис.2.10 и рис.2.11 приведены результаты моделирования при изменении активного сопротивления ротора. Как видно из осциллограмм, двукратное изменение активного сопротивления ротора практически не влияет на правильность восстановления угла потокосцепления ротора. Угол

по прежнему восстанавливается правильно, потокосцепление ротора соответствует заданному (изменилась лишь постоянная времени, что хорошо видно из осциллограмм), поэтому можно сказать, что изменение R_r оказывает малое влияние на работоспособность СВУ в целом.

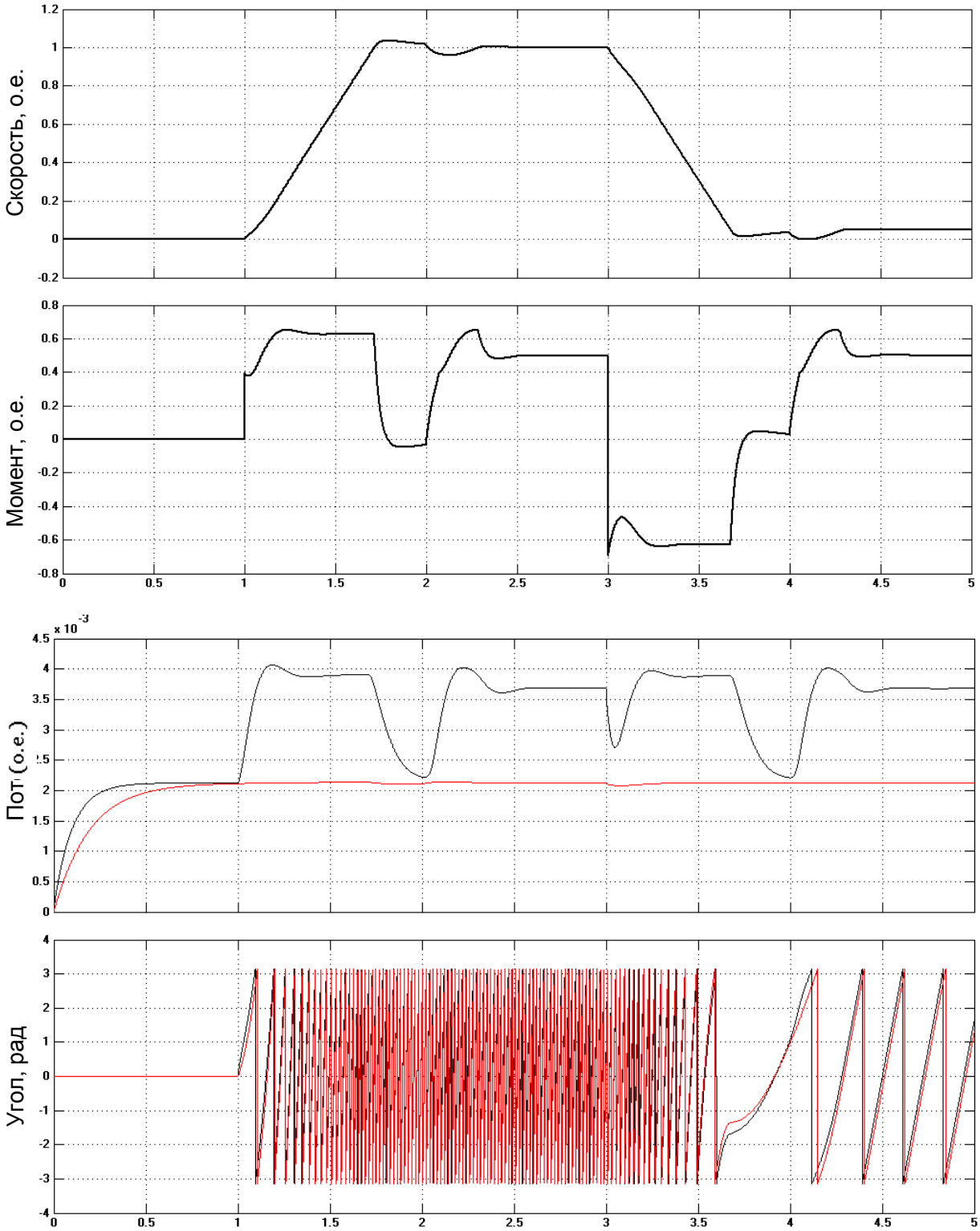


Рис.2.12. Работа системы при реальной взаимной индуктивности в два раза меньшей, чем в модели

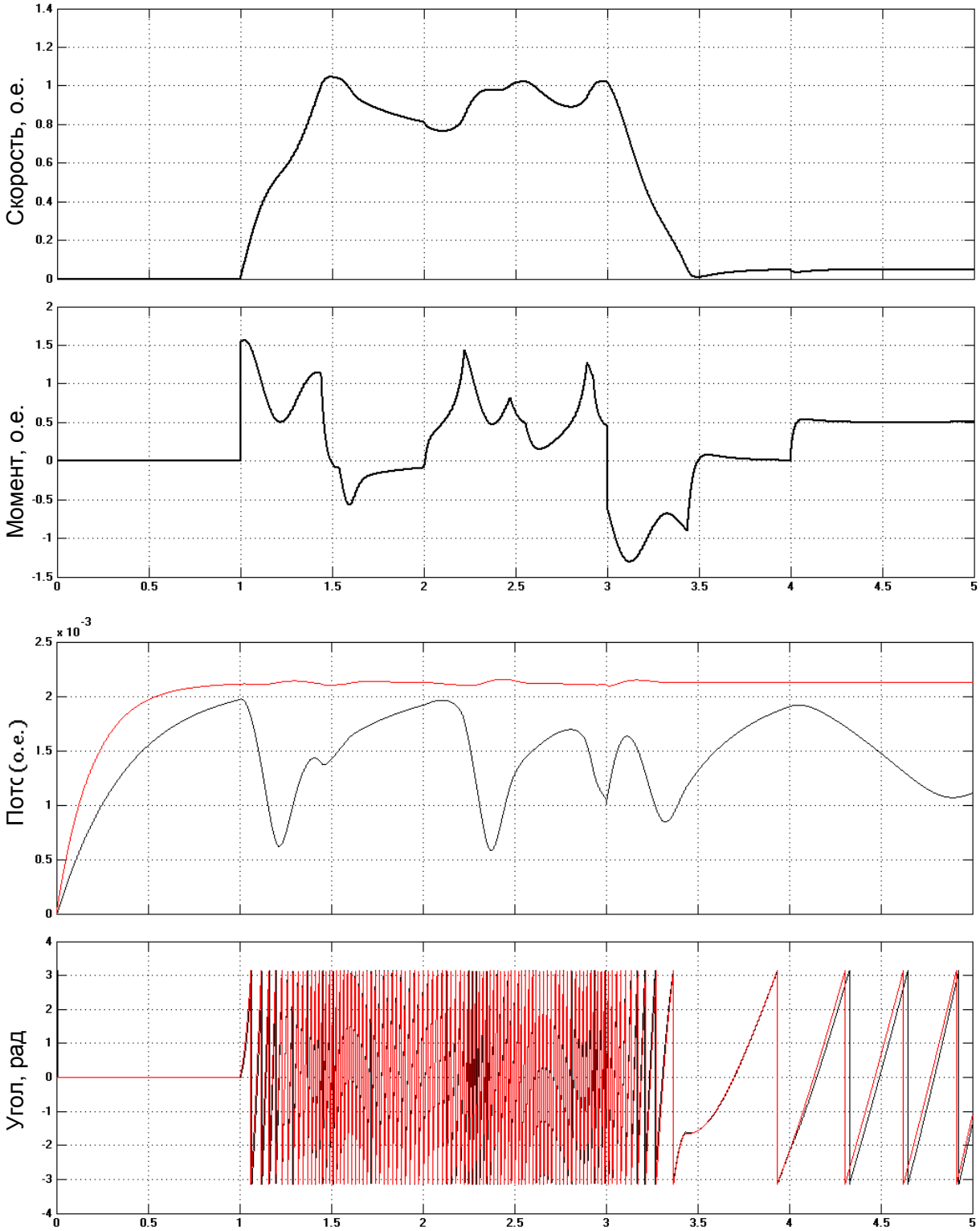


Рис.2.13. Работа системы при реальной взаимной индуктивности в два раза большей, чем в модели

На рис.2.12 и рис.2.13 приведены результаты моделирования при изменении индуктивности намагничивания L_m. Как видно из осциллограмм угловое положение потокосцепления ротора восстанавливается достаточно точно, что позволяет СВУ не “разваливаться” (двигатель в среднем выходит

на задание и держит момент), однако из-за неправильного поддержания амплитуды потокосцепления ротора момент двигателя имеет колебания (см. осциллограммы).

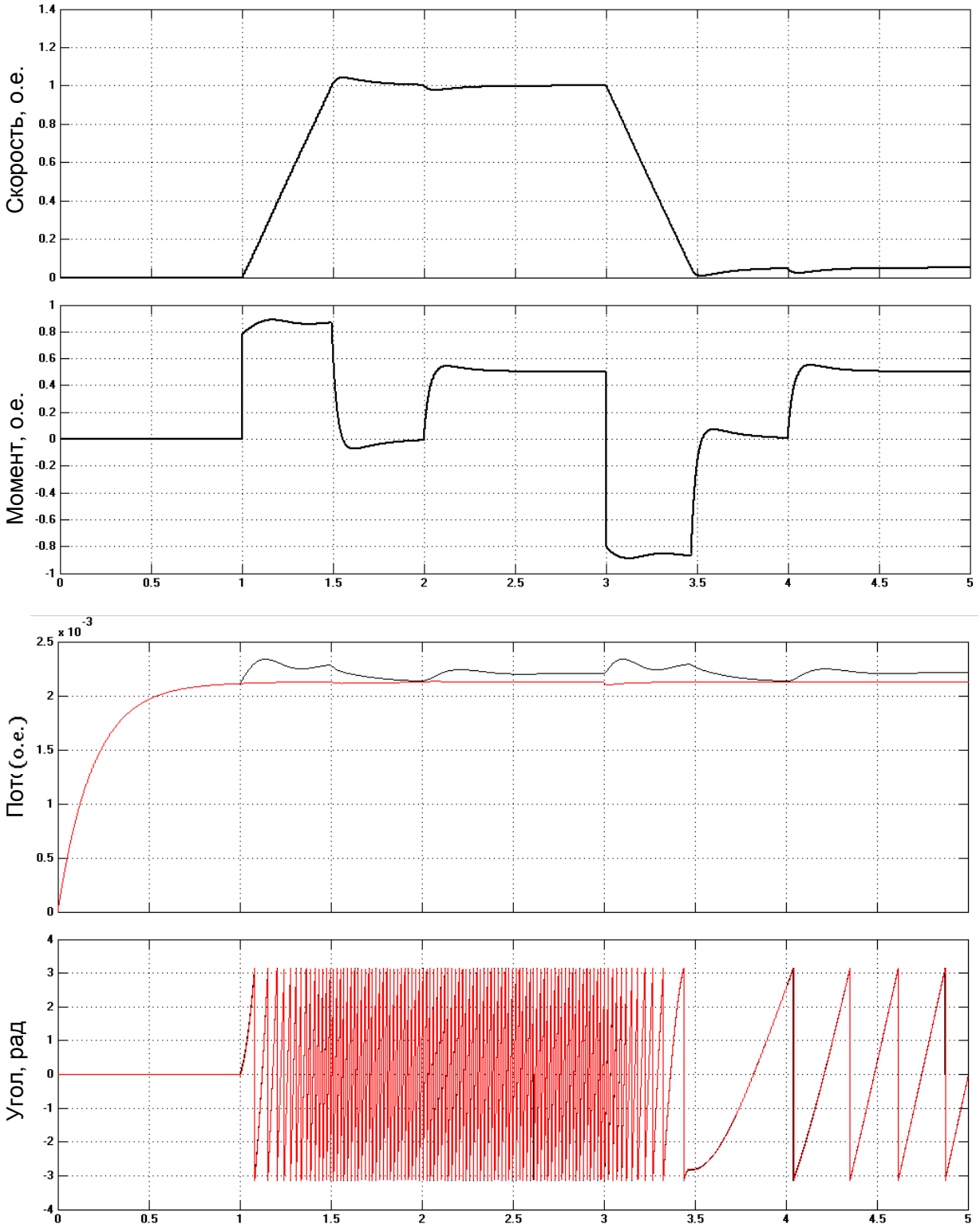


Рис.2.14. Работа системы при реальной индуктивности рассеяния статора в два раза меньшей, чем в модели

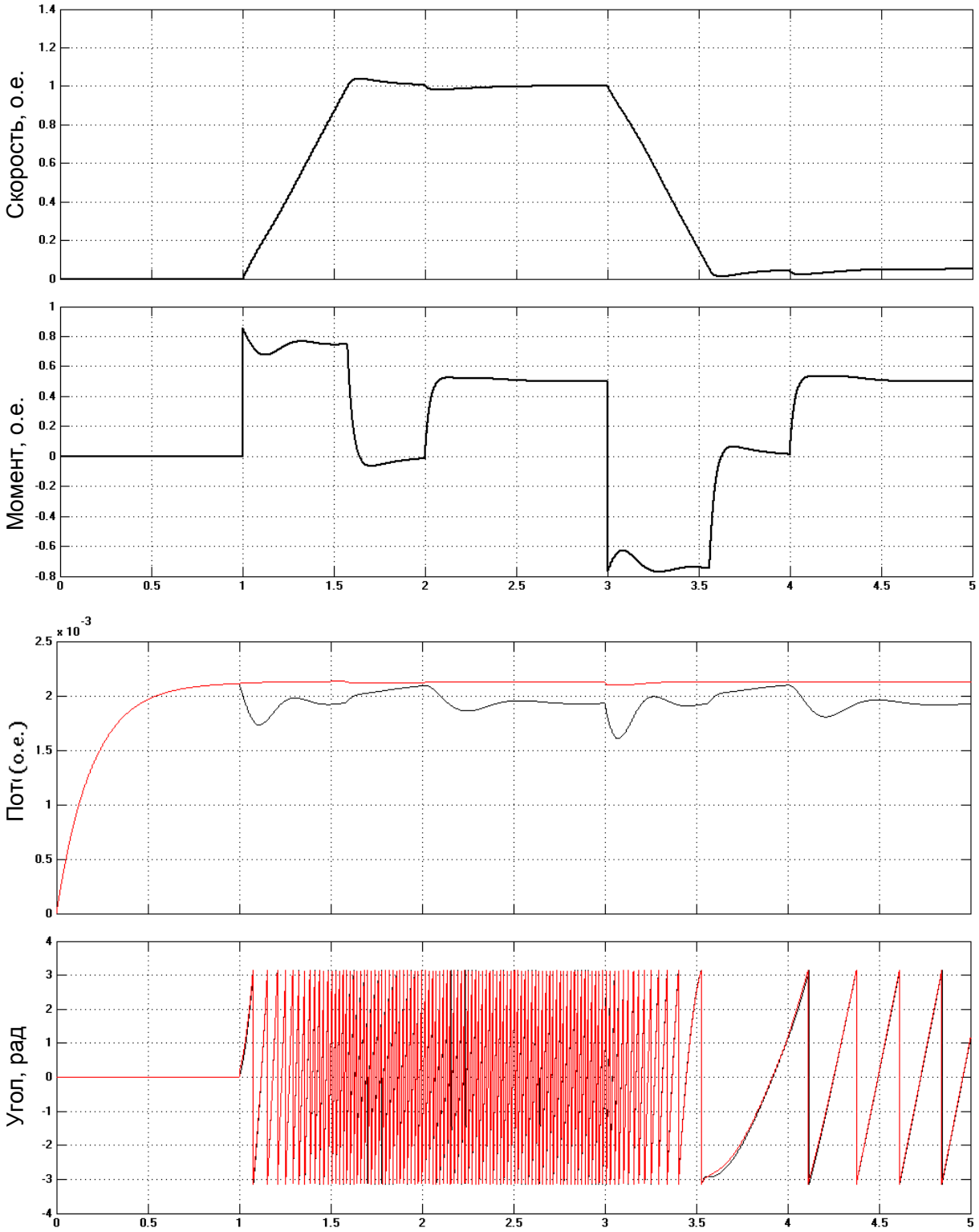


Рис.2.15. Работа системы при реальной индуктивности рассеяния статора в два раза большей, чем в модели

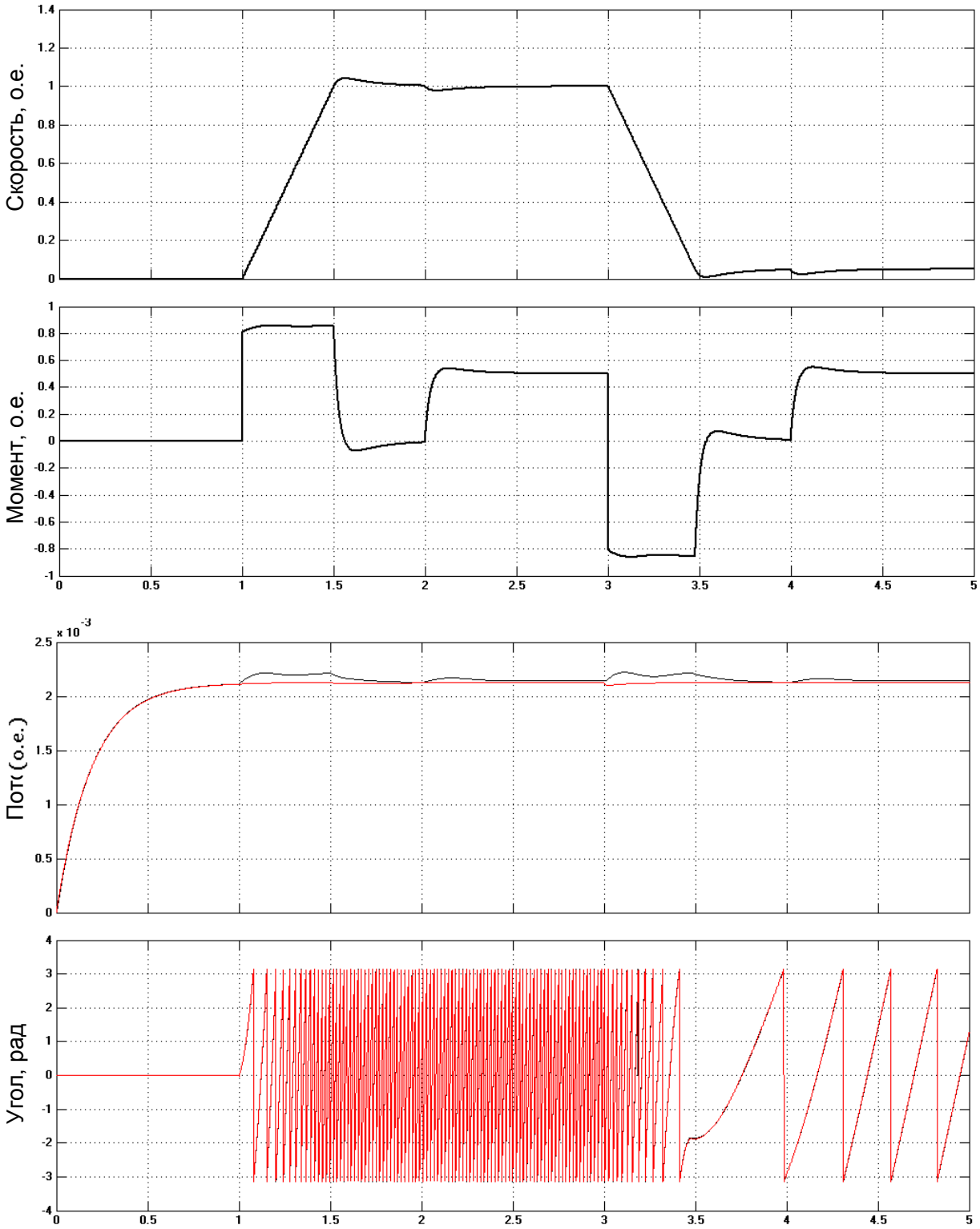


Рис.2.16. Работа системы при реальной индуктивности рассеяния ротора в два раза меньшей, чем в модели

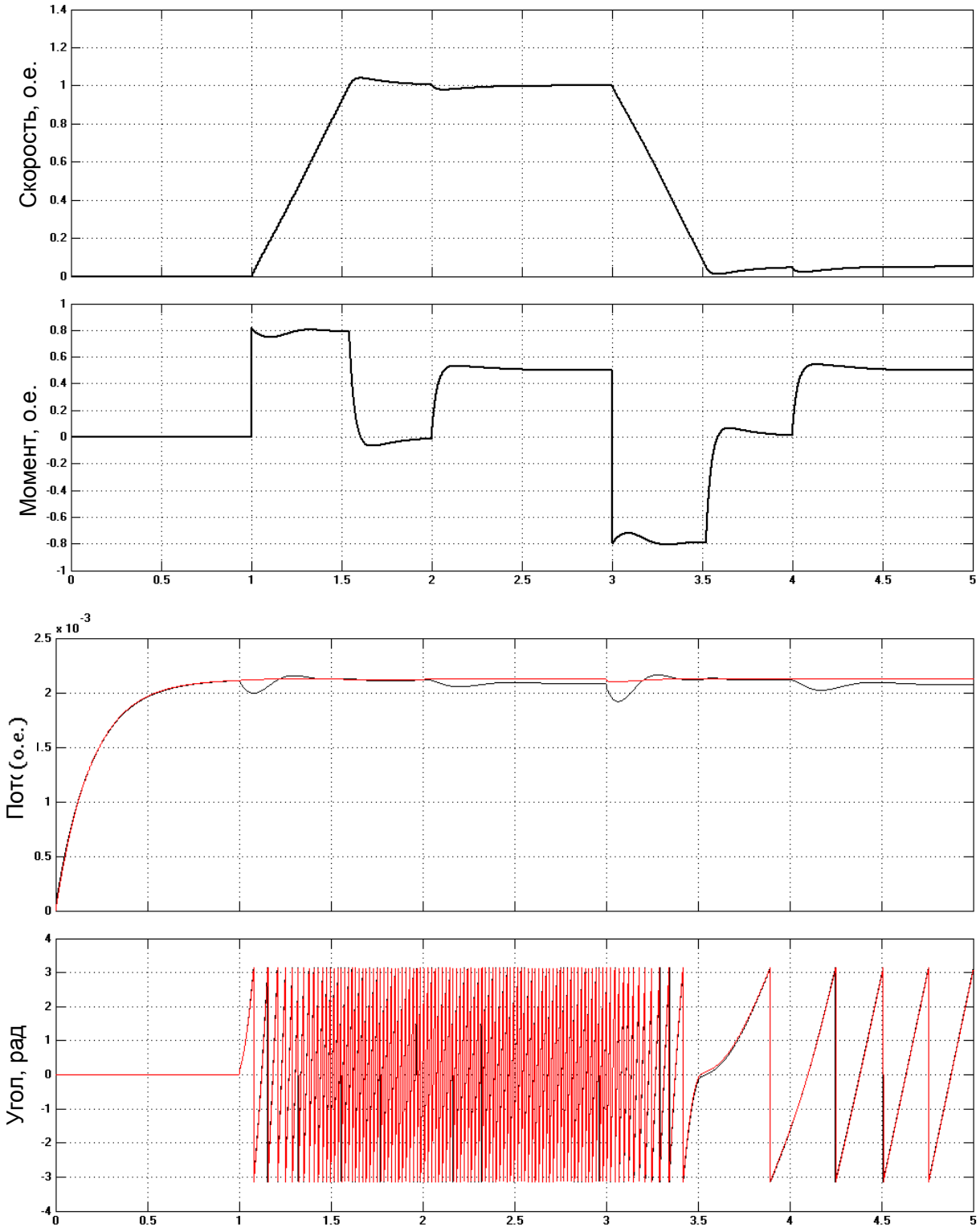


Рис.2.17. Работа системы при реальной индуктивности рассеяния ротора в два раза большей, чем в модели

На рис.2.14-17 приведены результаты моделирования при изменении индуктивностей рассеяния статора и ротора. Как показывает моделирование, двукратное изменение этих параметров вносит лишь небольшую ошибку в

поддержание амплитуды потокосцепления ротора. Угловое положение потокосцепления ротора восстанавливается верно.

2.6.6 Выводы

Рассмотрены основные методы построения систем наблюдения скорости, использующих наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC). Как показало исследование, традиционные методы построения таких систем оказываются неработоспособными в области малых и нулевых скоростей из-за нелинейной связи между ошибкой наблюдения скорости и ошибкой восстановления переменных состояний. В статье [12] за переменную состояния принимается ток статора, что позволяет аналитически выразить ошибку наблюдения скорости через ошибку восстановления переменных состояния. Кроме того, полученная зависимость линейна, что позволяет использовать данный метод на любых, в том числе и нулевых скоростях. Как показало моделирование, данный метод оказался достаточно робастным (нечувствительным) к изменению почти всех параметров АД, кроме активного сопротивления статора. Высокая чувствительность системы к R_s связана с тем, что данный параметр входит в операцию интегрирования (операция интегрирования имеет свойство накапливать ошибку) в уравнении эталонной модели данного наблюдателя. Преимуществом данного метода для применения в системах векторного управления является его простота. Однако для работоспособности такой системы необходим механизм “online” идентификации активного сопротивления статора.

Методы, основанные на адаптивной подстройке модели двигателя MRAC, достаточно просты в понимании и легко реализуемы. Вместе с тем, часто при решении дифференциальных уравнений входящих в математическое описание наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC), используется операция интегрирования, что создает определенные сложности при вычислениях.

Чистое интегрирование, имеет склонность интегрировать ошибку от неточности в задании параметров. Это означает, что в интегрируемом

сигнале будет всегда появляться постоянная составляющая, что для синусоидально меняющихся величин является недопустимым.

Однозначного решения данной проблемы нет. Возможны подходы, которые корректируют или учитывают постоянную составляющую, но большинство из них ограничивает полосу пропускания сигнала, или вносит фазовый сдвиг, или работает только в определенных условиях, выход из которых приводит к тем же проблемам.

Необходимо находить такие структуры, которые не содержали бы интегрирования в чистом виде, а система бы устойчиво работала, при допустимых отклонениях параметров.

2.7 Результат синтеза наблюдателя для СВУ АД

По результатам исследований наблюдателей можно определить следующие положения:

- Основное преимущество наблюдателя на основе адаптивной модели состоит в возможности идентификации ротора, как по фазе, так и по амплитуде, начиная с нулевых скоростей, т.е. возможность пуска двигателя в режиме векторного управления с нулевой скорости. Вместе с тем высокая чувствительность системы управления к изменению сопротивления статора, делает ее неустойчивой при длительном режиме работы. Данное решение требует разработки специальных мер автоматической идентификации сопротивления статора двигателя «на лету». Желательно отказаться от операции прямого интегрирования в эталонной модели наблюдателя. Поиск таких решений будет продолжен в дальнейшем.
- Несмотря на сложность математического описания фильтра Калмана, сложность синтеза параметров, а также высокую требовательность к ресурсам процессора, известные структуры наблюдателей потокосцепления ротора на базе фильтра Калмана не обеспечивают требуемой робастности (чувствительны к изменению параметров) и

устойчивости системы векторного управления. Кроме того, привод с данным типом наблюдателя не работает на низких скоростях. Вместе с тем, использование фильтра Калмана для наблюдения за синусно-косинусными сигналами показало свою эффективность. Оказалось целесообразным использовать этот тип наблюдателя как дополнительный к наблюдателю на основе скользящего режима для подавления высокочастотных составляющих сигналов на выходе релейного элемента.

- Главным преимуществом наблюдателя на основе скользящего режима является его робастность, т.е. нечувствительность к изменению параметров двигателя в широком диапазоне. Кроме того, для его реализации требуются существенно меньшие ресурсы центрального процессора по сравнению с фильтром Калмана. Поэтому этот тип наблюдателя выбирается в качестве основного для последующей разработки программного обеспечения системы бездатчикового управления АД. Так как этот тип наблюдателя неработоспособен в зоне низких скоростей, предлагается использовать на низких скоростях разомкнутую структуру скалярного управления с задатчиком интенсивности. Таким образом, структура наблюдателя должна быть комбинированной с релейной зоной переключения структур наблюдателей в диапазоне 4-7 Гц.

В итоге, получаем следующий алгоритм: на около-нулевых скоростях система работает в частотно-токовом режиме, а на частотах выше 5 Гц система переходит в режим векторного бездатчикового управления с наблюдателем на основе скользящего режима. Для исключения режима релейного переключения структур в алгоритм был введен гистерезис частот переключения для режимов торможения и разгона.

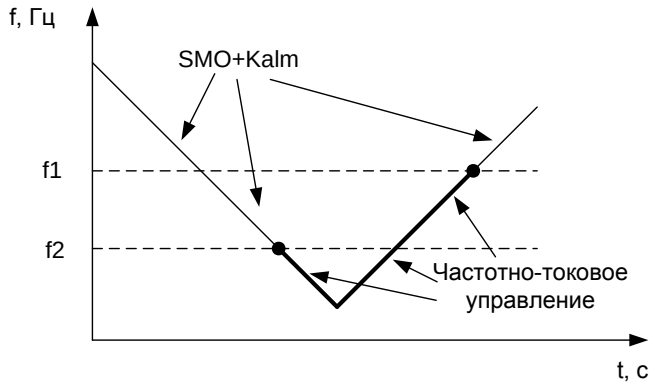


Рис. 2.18 График перехода от скалярного управления к векторному

На рис. 2.18 изображена одна из возможных тахограмм работы привода. Как видно из рис. 2.18, переключение бездатчиковой системы векторного управления на систему частотно-токового управления и обратно осуществляется на частотах f2 и f1 соответственно. Причем f1>f2. Таким образом, исключена возможность частого переключения между структурами векторного и скалярного управления.

Частоты переключения между структурами выбирается из следующих соображений: верхняя частота f1 выбирается из условия стабильного «подхвата» системой бездатчикового векторного управления; нижняя частота f2 должна быть не ниже границы стабильной работы бездатчиковой системы. Кроме того, диапазон частот f1÷f2 не должен быть очень узким (не менее 2 Гц) для предотвращения попадания системы в режим «дрожания контакта». Для лабораторного стенда были выбраны следующие частоты:

f1 = 7Гц;

f2 = 4Гц.

2.8 Экспериментальна проверка работоспособности предложенного алгоритма

Экспериментальные исследования проводились на лабораторном стенде изображенном на рис. 2.19. В состав стенда входят: асинхронный двигатель серии IMOFA 90L4 с номинальной мощностью 1.5 кВт, двигатель

постоянного тока с независимым возбуждением серии 4П5112М2ГУХЛ4 с номинальной мощностью 2.2 кВт, преобразователь частоты «Универсал-3.7 кВт» на базе микроконтроллера 13.1, а также персональный компьютер для отладки программы и осциллографирования данных в реальном времени.

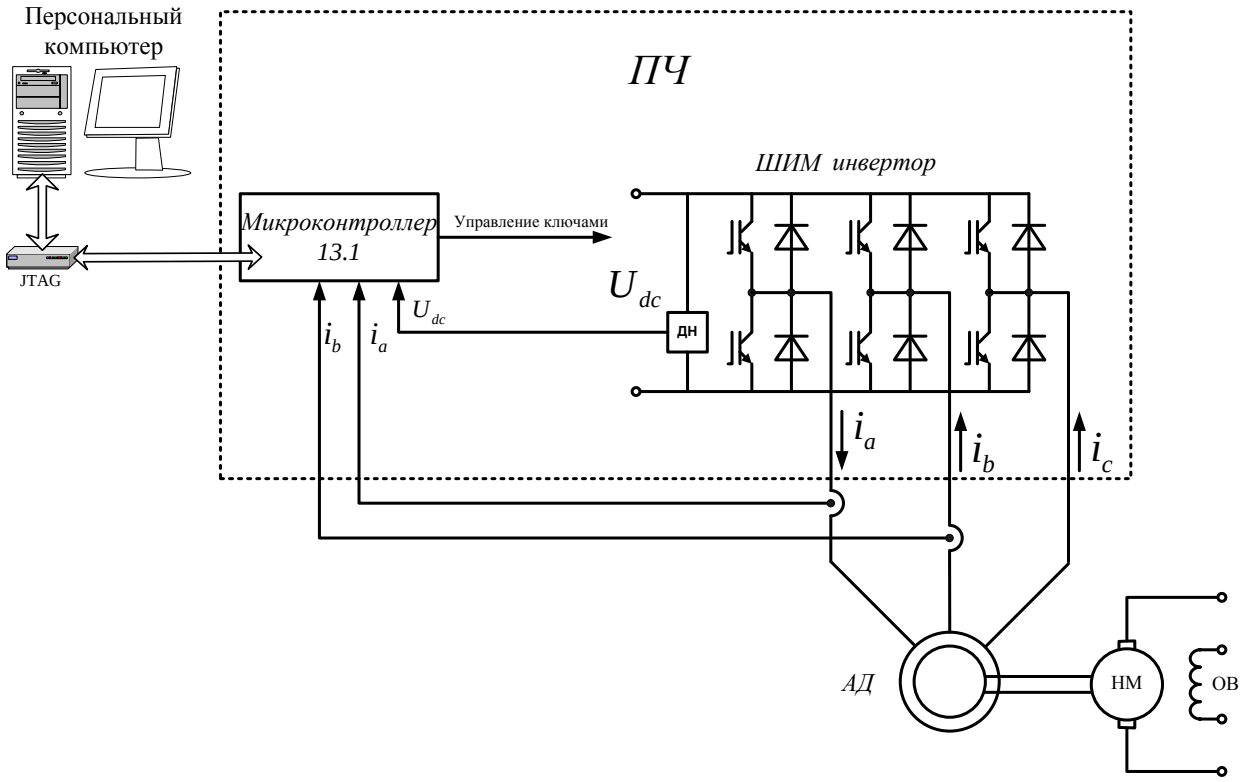


Рис. 2.19 Схема лабораторного стенда

В результате экспериментов выявлено, что система работоспособна в целом, переключение между структурами векторного и скалярного управления осуществляется надежно. Также было показано, что отклонение параметров асинхронного двигателя на 50% не оказывает влияния на работоспособность системы управления, что говорит о хорошей робастности наблюдателя. Графики пуска системы с различным ограничением момента можно увидеть на рис. 2.20.

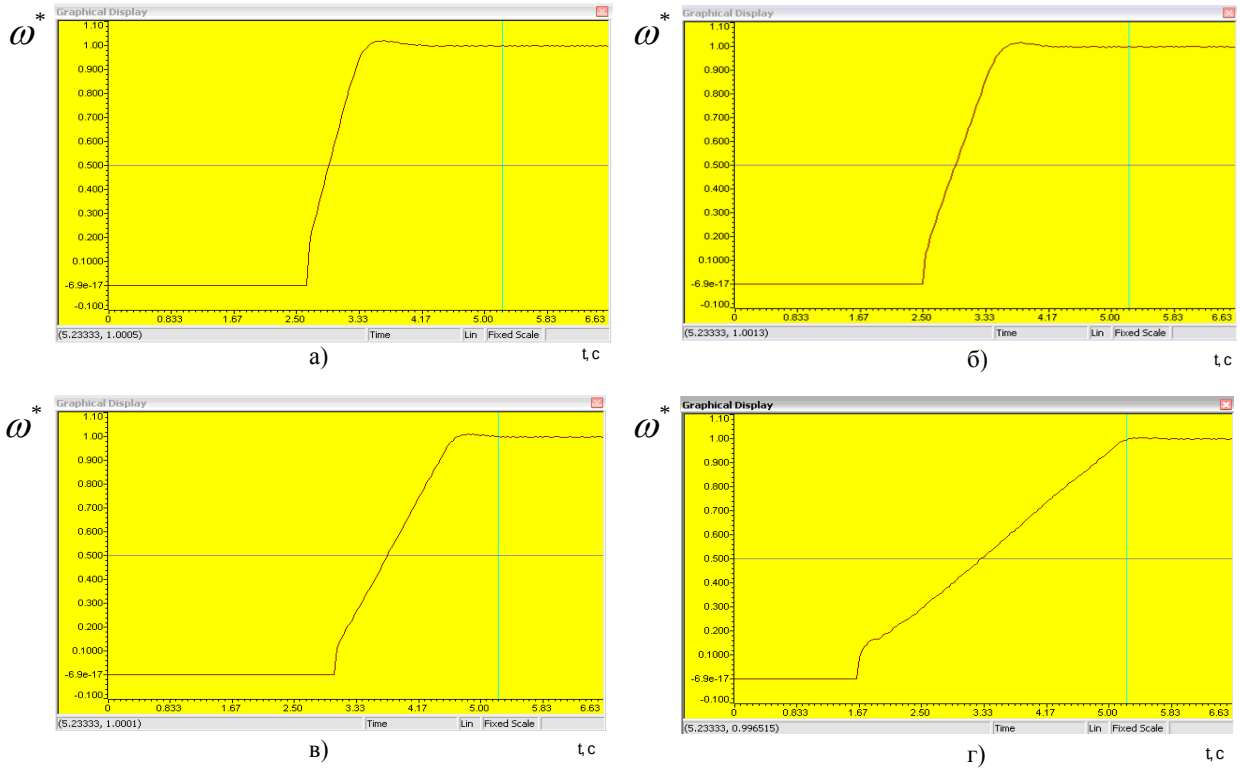


Рис. 2.20 Графики пуска системы при различном ограничении момента:

а) $M_{max}=M_{ном}$; б) $M_{max}=0.75M_{ном}$; в) $M_{max}=0.5M_{ном}$; г) $M_{max}=0,25M_{ном}$.

Как видно из рисунка разгон линеен, что говорит о постоянстве момента двигателя, темп разгона изменяется пропорционально ограничению момента в системе. Все графики имеют излом на частоте около 5Гц (на графиках скорость показана в относительных единицах, единице соответствует частота 50 Гц). Этот излом обусловлен переключением системы из частотно токового режима в режим бездатчикового векторного управления. Темп разгона в скалярной системе определяется темпом задатчика интенсивности.

Как показали результаты экспериментов, система вполне работоспособна, однако следует оговорить возможность применения разработанной системы. До частоты в 5Гц система работает в частотно токовом режиме. Как показали эксперименты в этом режиме перегрузочная способность двигателя при питании его номинальным током составляет $1.2M_{ном}$. То есть для возможности пуска системы под номинальной нагрузкой ток в этом режиме должен быть не меньше номинального. Очевидно, что двигатель при работе в этом режиме продолжительное время будет

перегреваться. Поэтому такая система может применяться лишь там, где основную часть времени система будет работать в векторном режиме, например, для вентиляторных установок, где рабочий режим находится в области номинальных скоростей.

Глава 3 Определение параметров асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

3.1 Необходимость разработки алгоритма идентификации параметров

Асинхронные двигатели (АД) являются простыми, надежными и наиболее распространенными электрическими машинами. К их недостаткам относится сложность управления моментом и скоростью вследствие нелинейности математического описания. Современные системы управления устраняют этот недостаток, что позволило асинхронному регулируемому электроприводу стать альтернативой электропривода постоянного тока. Современная система управления включает в себя различные наблюдатели состояния, модели объекта управления, фильтры и адаптационные алгоритмы, что в свою очередь требует знания тех или иных параметров двигателя. Конечно, некоторые элементы системы управления можно настроить экпериментально-опытным путем, что, как правило, делают только опытные наладчики. Однако есть и такие элементы системы, для которых алгоритмическая настройка либо крайне сложна и требует очень высокой квалификации наладчика, либо вообще невозможна. Поэтому каждый современный преобразователь просто обязан быть оснащен системой идентификации параметров. ….

3.2 Выбор наиболее рационального алгоритма

Согласно [13] методы идентификации параметров АД можно представить в виде изображенном на рис. 3.1

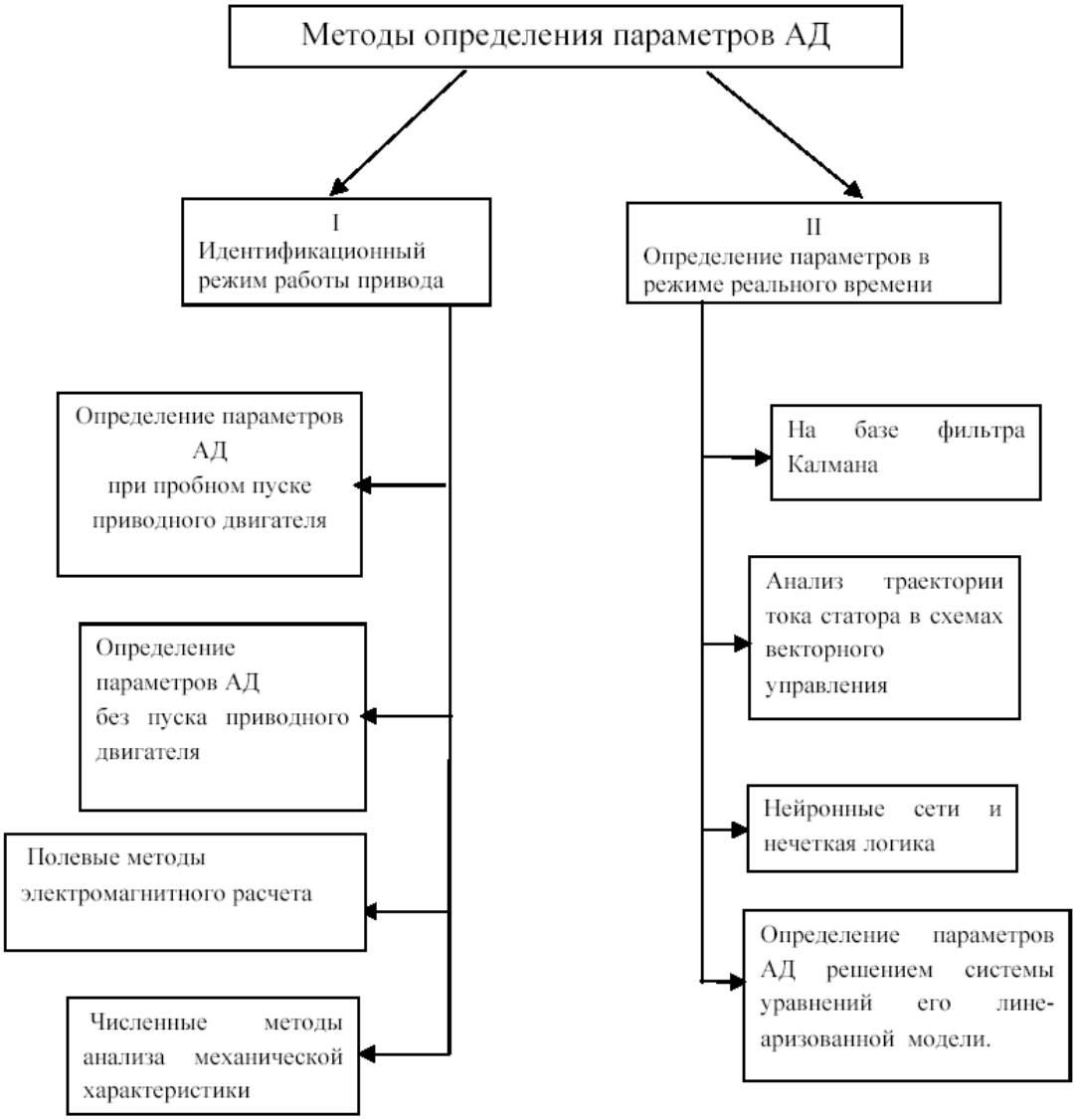


Рис. 3.1 Способы определения параметров [13]

При выборе наиболее подходящего метода определения параметров автор руководствовался следующими соображениями. Как видно из рис.3.1 методы разделяются на две ветки: первая – это определение параметров двигателя в специальном режиме (идентификационный режим); вторая – это определение параметров в режиме реального времени. Перед автором ставилась задача разработки и отладки алгоритма первоначальной идентификации параметров и настройки системы управления вообще, поэтому автор априори отбросил методы идентификации параметров в режиме реального времени и оставил их для изысканий уже после разработки

алгоритма первоначального определения параметров. Рассмотрим методы первой ветки (работа привода в идентификационном режиме):

- Определение параметров при пробном пуске приводного двигателя – в этом методе требуется запускать двигатель на холостой ход и отслеживать скорость ротора двигателя, что вызывает определенные трудности. Во-первых, по технологическим причинам не всегда двигатель можно запустить просто так, да еще и на холостой ход. Во-вторых, иногда система не имеет датчика положения ротора или датчика скорости, и отследить скорость двигателя при пуске не представляется возможным. Поэтому, этот метод автор посчитал неинтересным для исследований.
- Полевые методы электромагнитного расчета - представляют собой решение классических уравнений Максвелла, определяющих соотношение между основными величинами электромагнитного поля. Данный метод нереализуем для стандартной системы ПЧ-АД и требует знания магнитной системы двигателя, что зачастую неизвестно.
- Численные методы анализа механической характеристики – метод также не подходит т.к. необходимо знать механическую характеристику априори.
- Определение параметров АД без пуска приводного двигателя - применяются специальные схемы соединения обмоток АД, реализуемые, например, при помощи преобразователей частоты (ПЧ) [14, 15, 16]. В обмотку статора подается тестовый сигнал напряжения и на основе анализа переходной функции тока с применением метода наименьших квадратов определяют параметры АД. Этот метод достаточно привлекателен, т.к. легко реализуем с помощью преобразователя частоты, не требует дополнительных устройств – датчиков скорости и т.п. и не требует пробного запуска приводного двигателя. Этот метод и был выбран автором для изучения.

3.3 Переходной процесс фазы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Запишем уравнения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в осях alfa/beta:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + \dfrac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = i_{s\beta} R_S + \dfrac{d\Psi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = i_{r\alpha} R_r + \dfrac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \Psi_{r\beta} \cdot \omega_{эл} \\ 0 = i_{r\beta} R_r + \dfrac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \Psi_{r\alpha} \cdot \omega_{эл} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \Psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \Psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \Psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (2)$$

Определим передаточную функцию фазы двигателя. При этом вывод будем производить только для одной фазы, т.к. для другой он будет идентичным.

Подставляя (2) в (1) для фазы alfa получим:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + L_s \dfrac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \dfrac{di_{r\alpha}}{dt} \\ 0 = i_{r\alpha} R_r + L_r \dfrac{di_{r\alpha}}{dt} + L_m \dfrac{di_{s\alpha}}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

или в операторной форме:

$$\begin{cases} U_{s\alpha}(p) = i_{s\alpha}(p) R_s + pL_s i_{s\alpha}(p) + pL_m i_{r\alpha}(p) \\ 0 = i_{r\alpha}(p) R_r + pL_r i_{r\alpha}(p) + pL_m i_{s\alpha}(p) \end{cases} \quad (4)$$

Выразив из уравнения ротора ток ротора и подставив его в уравнение статора, получим:

$$\begin{cases} i_{r\alpha}(p) = -\dfrac{pL_m i_{s\alpha}(p)}{R_r + pL_r} \\ U_{s\alpha}(p) = i_{s\alpha}(p)R_s + pL_s i_{s\alpha}(p) - \dfrac{p^2 L_m{}^2 i_{s\alpha}(p)}{R_r + pL_r} \end{cases} \tag{5}$$

После преобразований ток статора можно выразить как:

$$i_{s\alpha}(p) = U_{s\alpha}(p)\frac{\dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s}(p + \lambda_r)}{p^2 + (\lambda_{s\sigma} + \lambda_{r\sigma})p + \lambda_r \lambda_{s\sigma}}, \tag{6}$$

где $\lambda_s = \dfrac{1}{\chi_s} = \dfrac{R_s}{L_s}; \lambda_r = \dfrac{1}{\chi_r} = \dfrac{R_r}{L_r}; \sigma = 1 - \dfrac{L_m^2}{L_s L_r}; \lambda_{s\sigma} = \dfrac{\lambda_s}{\sigma}; \lambda_{r\sigma} = \dfrac{\lambda_r}{\sigma}$.

Теперь, если решить квадратное уравнение в знаменателе (6) и найти корни (p_1, p_2):

$$\begin{cases} p_1 = -\dfrac{\lambda_{s\sigma} + \lambda_{r\sigma}}{2} + \sqrt{\dfrac{(\lambda_{s\sigma} + \lambda_{r\sigma})^2}{4} - \lambda_r \lambda_{s\sigma}} \\ p_2 = -\dfrac{\lambda_{s\sigma} + \lambda_{r\sigma}}{2} - \sqrt{\dfrac{(\lambda_{s\sigma} + \lambda_{r\sigma})^2}{4} - \lambda_r \lambda_{s\sigma}} \end{cases}, \tag{7}$$

то (6) можно представить в виде:

$$i_{s\alpha}(p) = U_{s\alpha}(p)\frac{\dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s}(p + \lambda_r)}{(p - p_1)(p - p_2)}. \tag{8}$$

Таким образом, при единичном скачке задания напряжения, т.е. $U_{s\alpha}(p) = \dfrac{1}{p}$ имеем:

$$i_{s\alpha}(p) = \frac{\dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s}(p + \lambda_r)}{p(p - p_1)(p - p_2)} \tag{9}$$

Согласно (9) переходной процесс тока в фазе двигателя будет иметь вид:

$$i_{s\alpha}(t) = a_0 e^{a_1 t} + a_2 e^{a_3 t} + a_4, \tag{10}$$

где

$$\begin{cases} a_0 = U_{s\alpha} \cdot \dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s} \cdot \dfrac{(-p_1 - \lambda_r)}{p_1(-p_1 + p_2)} \\ a_1 = p_1 \\ a_2 = -U_{s\alpha} \cdot \dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s} \cdot \dfrac{(-p_2 - \lambda_r)}{p_2(-p_1 + p_2)} \\ a_3 = p_2 \\ a_4 = U_{s\alpha} \cdot \dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s} \cdot \dfrac{\lambda_r}{p_1 p_2} \end{cases}. \qquad (11)$$

Таким образом, получено, что переходной процесс фазы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором имеет вид суммы двух экспонент с постоянной составляющей. Пример переходного процесса фазы показан на рис. 3.2

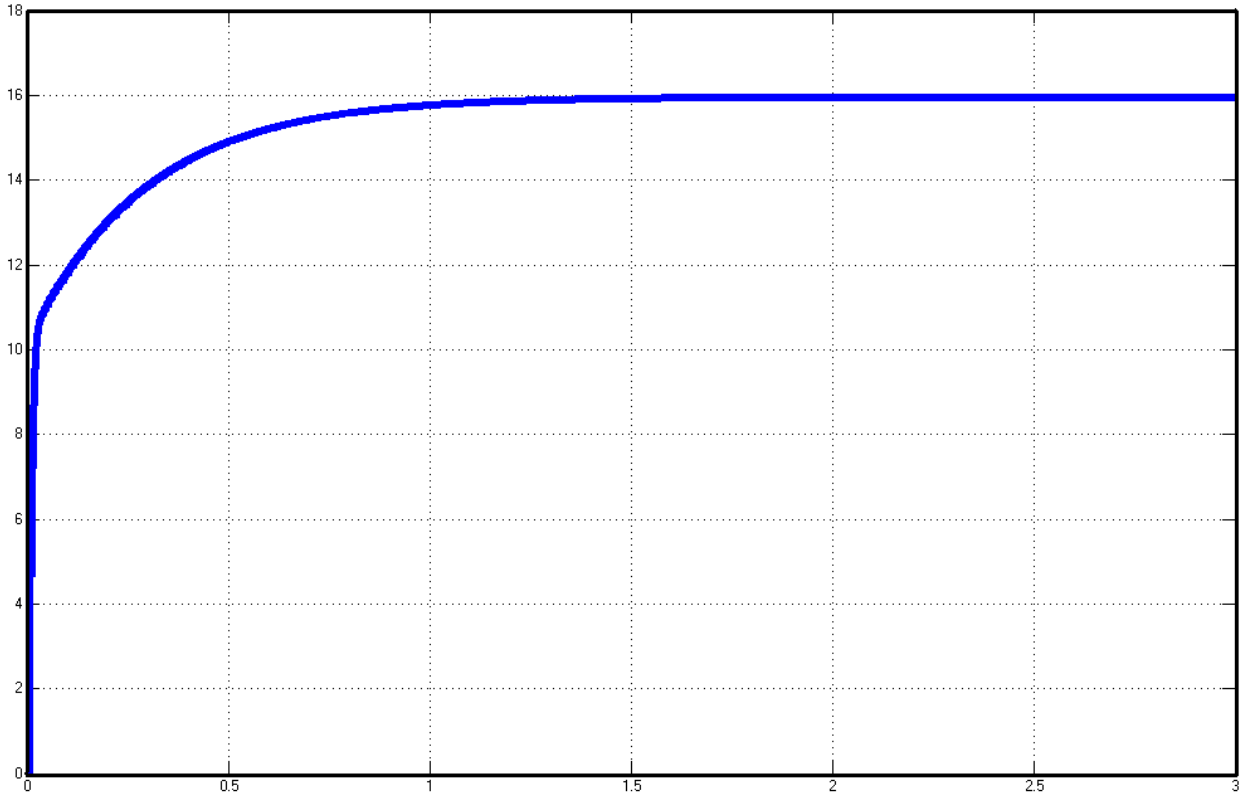


Рис. 3.2 Переходной процесс фазы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

3.4 Идентификация параметров АД КЗ с помощью регрессионного анализа

С помощью метода регрессионного анализа (или метода наименьших квадратов возможно осуществить подбор параметров для функции $f(t,\boldsymbol{a})$, называемой аппроксимирующей или кривой регрессии [17]. Эта функция должна наиболее близко располагаться к экспериментально снятой зависимости $i_A(t)$, представленной в виде набора точек, на временном интервале от начала измерения (t_0) до момента завершения измерения ($t_{кон}$) $t_0 \le t \le t_{кон}$. В нашем случае для приближенного выражения заданной функции $i_A(t)$ выбирается аппроксимирующая функция вида

$$f(t,\boldsymbol{a}) = a_1 e^{a_2 t} + a_3 e^{a_4 t} + a_5, \qquad (12)$$

где t является независимой переменной, а матрица коэффициентов a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, обозначенная как $a = [a_1,\ldots,a_5]^T$, представляет собой совокупность зависимых переменных. Целесообразность выбора функции вида (12) в качестве аппроксимирующей следует из формулы (10), выведенной в п. 3.2.

Установлено [18], что критерием близости аппроксимирующей функции $f(t,\boldsymbol{a})$ к экспериментальной табличной $i_A(t)$ является минимум целевой функции параметров модели вида

$$\chi^2(\boldsymbol{a}) = \sum_{j=1}^{N} \frac{\left[i_A(t_j) - f(t_j,\boldsymbol{a})\right]^2}{\sigma^2}, \qquad (13)$$

где N — количество точек, в которых производились измерения;

t_j — момент времени измерения тока $i_A(t_j)$ на j-м участке;

σ — ошибка измерения (дисперсия), характеризующая отклонение случайного процесса от его среднего значения

Если значение σ для эксперимента неизвестно, на практике оно принимается для всех точек одинаковым, в частности, по рекомендациям [19]

значения σ можно принять равным единице. В этом случае целевая функция согласно (13) принимает вид

$$\chi^2(\boldsymbol{a}) = \sum_{j=1}^{N}\left[i_A(t_j) - f(t_j, \boldsymbol{a})\right]^2 . \tag{14}$$

3.5 Методы минимизации целевой функции

Методики минимизации целевой функции, использующие вычисление ее производной, можно разделить на две группы (см. рис 3.3).

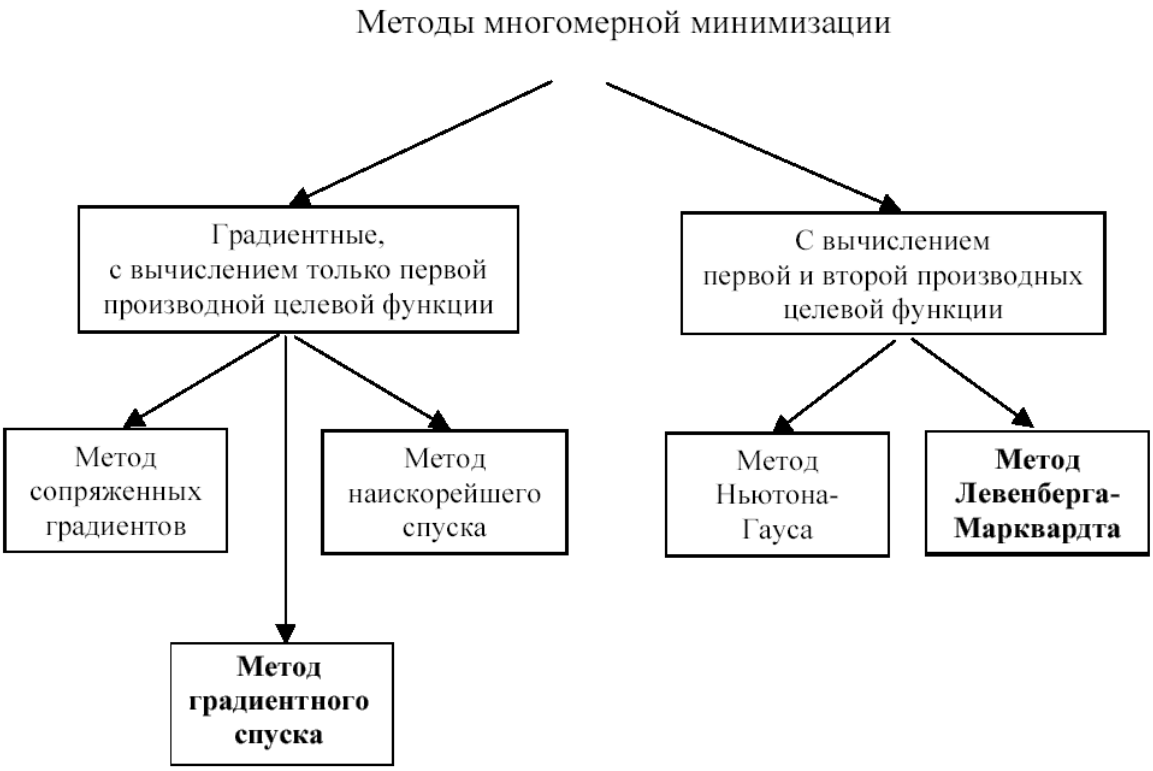


Рис. 3.3 Классификация методов минимизации целевой функции

Первая группа расчетов включает в себя градиентные методы, основанные на вычислении первой производной целевой функции в итерационном процессе. Наиболее простым и не самым эффективным методом является метод градиентного спуска, суть которого заключается в том [20], что после определения в начальной точке $\boldsymbol{A}$ направления, противоположного градиенту целевой функции, двигаются в этом

направлении (в направлении локального градиента $\left[-\nabla f\left(\boldsymbol{A}_i\right)\right]$) с небольшим шагом, затем в этом направлении определяют новое значение целевой функции, которое должно быть меньше предыдущего. Если это условие не выполнено, т.е. значение функции не изменилось или возросло, то нужно уменьшить шаг. Процесс продолжается до получения наименьшего значения целевой функции. Момент окончания поиска наступит тогда, когда движение из полученной точки с любым шагом приводит к возрастанию значения целевой функции. В описанном методе требуется вычислять на каждом шаге оптимизации градиент целевой функции $\chi^2(\boldsymbol{a})$.

$$grad\chi^2 = \begin{bmatrix} \frac{\partial\chi^2}{\partial a_1} & \frac{\partial\chi^2}{\partial a_2} & \frac{\partial\chi^2}{\partial a_3} & \frac{\partial\chi^2}{\partial a_4} & \frac{\partial\chi^2}{\partial a_5} \end{bmatrix}^T .$$

При использовании метода градиентного спуска в задачах оптимизации основной объем вычислений приходится обычно на вычисление градиента целевой функции в каждой точке траектории спуска. Поэтому целесообразно уменьшить количество таких точек без ущерба для самого решения. Это достигается в некоторых методах, являющихся модификациями градиентного спуска. Одним из них является метод наискорейшего спуска [21]. Согласно этому методу, после определения в начальной точке направления, противоположного градиенту целевой функции, в этом направлении делают не один шаг, а несколько до тех пор, пока целевая функция убывает, достигая минимума в некоторой точке. В этой точке снова определяют направление спуска с помощью градиента и ищут новую точку минимума и т.д. В этом методе спуск происходит гораздо более крупными шагами и градиент функции вычисляется в меньшем числе точек. Последний метод первой группы схемы рис. 3.3 называется методом сопряженных градиентов [21]; он основан на расчетах k элементов и одномерной минимизации целевой функции по каждому параметру по очереди. В этом методе осуществляется оптимизация следующего параметра при условии

сохранения нулевой производной целевой функции (ее минимума) по уже обработанным параметрам.

Вторая группа включает в себя методы Ньютона-Гауса и Левенберга-Марквардта [21], при использовании которых необходимо определять квадратные матрицы (или осуществлять аппроксимацию второй производной).

В настоящее время для многомерной оптимизации широкое применение имеет метод Левенберга-Марквардта [21], в котором использует комбинацию метода градиентного спуска и метода Гаусса-Ньютона.

В рамках данной работы для минимизации целевой функции автором был выбран метод Левенберга-Маквардта как наилучший и имеющий наибольшее распространение для решения задач многомерной минимизации.

3.6 Метод Левенберга – Марквардта

Метод Левенберга-Марквардта [21] использует преимущества методов градиентного спуска, который быстро сходится в начале процесса оптимизации набора параметров и Ньютона-Гауса, быстро сходящегося при приближении $\boldsymbol{a}_i$ к $\boldsymbol{a}_{\text{опт}}$.

Матрица Гесса определяется из (3.83) дифференцированием по $\boldsymbol{a}$:

$$\boldsymbol{D}_2 = \sum_{k=1}^{M}\sum_{l=1}^{M}\frac{\partial}{\partial a_k}\left(\frac{\partial \chi^2}{\partial a_l}\right) = \sum_{k=1}^{M}\sum_{l=1}^{M}\left\{2\sum_{j=1}^{N}\left[\frac{\partial f(t_j,\boldsymbol{a})}{\partial a_k}\frac{\partial f(t_j,\boldsymbol{a})}{\partial a_l} - \left[i_A(t_j) - f(t_j,\boldsymbol{a})\right]\frac{\partial^2 f(t_j,\boldsymbol{a})}{\partial a_k \partial a_l}\right]\right\}. \tag{15}$$

Второй компонентой в выражении (15) при практических расчетах пренебрегают, так как компонента $\sum_{j=1}^{N}\left[i_A(t_j) - f(t_j,\boldsymbol{a})\right]$ при суммировании по N экспериментальным данным (в случае правильно выбранной модели для аппроксимации, а в нашем так оно и есть (см. п. 3.3)), стремится к нулю. Тогда матрица Гесса (3.85), представляющая собой квадратную матрицу M-го порядка, определяется как:

$$\boldsymbol{D}_{2G} = \left[\frac{\partial^2 \chi^2}{\partial a_k \partial a_l} \right] = \left[2 \sum_{j=1}^{\boldsymbol{N}} \left[\frac{\partial f\left(t_j, \boldsymbol{a}\right)}{\partial a_k} \frac{\partial f\left(t_j, \boldsymbol{a}\right)}{\partial a_l} \right] \right]. \tag{16}$$

Каждый элемент g_{kl} матрицы, расположенный на пересечении k-й строки и l-го столбца, записывается следующим образом

$$g_{kl} = \sum_{j=1}^{\boldsymbol{N}} \frac{\partial f(t_j, \boldsymbol{a})}{\partial a_k} \frac{\partial f(t_j, \boldsymbol{a})}{\partial a_l}. \tag{17}$$

В нашем случае для аппроксимирующей функции вида (12) матрица(16) записывается как

$$\boldsymbol{D}_{2G} = 2 \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} e^{a_2 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} a_1 t_j e^{a_2 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} a_3 t_j e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} \\ \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} a_1 t_j e^{a_2 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_1 t_j e^{a_2 t_j} a_1 t e^{a_2 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_1 t_j e^{a_2 t_j} e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_1 t_j e^{a_2 t_j} a_3 t_j e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_1 t_j e^{a_2 t_j} \\ \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_1 t_j e^{a_2 t_j} e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_4 t_j} e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_4 t_j} a_3 t_j e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_4 t_j} \\ \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} a_3 t_j e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_1 t_j e^{a_2 t_j} a_3 t_j e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_4 t_j} a_3 t_j e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_3 t_j e^{a_4 t_j} a_3 t_j e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_3 t e^{a_4 t_j} \\ \sum_{j=1}^{N} e^{a_2 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_1 t_j e^{a_2 t_j} & \sum_{j=1}^{N} e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} a_3 t e^{a_4 t_j} & \sum_{j=1}^{N} 1 \end{bmatrix}$$

.

(18)

При использовании метода Левенберга-Марквардта на каждом i-м шаге итерационного процесса решается следующая система линейных уравнений M-го порядка

$$\boldsymbol{D}_{2M} \Delta \boldsymbol{a}_i = -grad\chi^2 \Big|_{\boldsymbol{a}_i}, \tag{19}$$

которая записана в матричной форме. В (19) искомыми переменными являются приращения Δa_i.

Градиент целевой функции рассчитывается по формуле

$$-\,grad\chi^2\Big|_{a_i} = -2\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{N}\left[i_A(t_j) - f(t_j, a_{i1})\right]\dfrac{\partial(t_j, \boldsymbol{a})}{\partial a_{(i)1}} \\ \sum_{j=1}^{N}\left[i_A(t_j) - f(t_j, a_{i2})\right]\dfrac{\partial(t_j, \boldsymbol{a})}{\partial a_{(i)2}} \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ \sum_{j=1}^{N}\left[i_A(t_j) - f(t_j, a_{iM})\right]\dfrac{\partial(t_j, \boldsymbol{a})}{\partial a_{(i)M}} \end{bmatrix}. \qquad (20)$$

Матрица $\boldsymbol{D}_{2M}$ в (19) называется модифицированной матрицей Гесса [92 из Т], она отличается от матрицы Гесса (18) только диагональными элементами и имеет следующий вид [21]

$$\boldsymbol{D}_{2M} = 2\left[g_{kl}\left(1 + \lambda\delta_{kl}\right)\right], \qquad (21)$$

где $\delta_{kl} = \begin{cases} 1, \forall k = l; \\ 0, \forall k \neq l. \end{cases}$

Подставляя (3.88) в (3.92) и далее в (3.90), получаем систему из M линейных уравнений

$$\begin{cases} g_{11}(1+\lambda)\Delta a_{(i)1} + g_{12}\Delta a_{(i)2} + \ldots + g_{12}\Delta a_{(i)M} = \beta_1; \\ g_{21}\Delta a_{(i)1} + g_{22}(1+\lambda)\Delta a_{(i)2} + \ldots + g_{2M}\Delta a_{(i)M} = \beta_2; \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ g_{M1}\Delta a_{(i)1} + g_{M2}\Delta a_{(i)2} + \ldots + g_{MM}(1+\lambda)\Delta a_{(i)M} = \beta_M, \end{cases} \qquad (22)$$

где коэффициенты $g_{11}, \ldots, g_{MM}$ определяются формулой (17), а коэффициенты $\beta_1, \ldots, \beta_M$ согласно (20) — выражениями вида

$$\beta_k = \sum_{j=1}^{N}\left[i_A(t_j) - f(t_j, a_{(i)k})\right]\frac{\partial(t_j, \boldsymbol{a})}{\partial a_{(i)k}},\ i = 1, 2, \ldots, M. \qquad (23)$$

Алгоритм метода Левенберга-Марквардта заключается в следующем:

- задаются начальные значения параметров: $a_{(1)1}$, $a_{(1)2}$, $a_{(1)3}$, $a_{(1)4}$, $a_{(1)M}$;
- по формулам (3.88) и (3.94) находят соответственно коэффициенты и правые части системы уравнений (3.93);
- решая систему (3.93), определяют приращения параметров $\Delta a_{(1)1}$, $\Delta a_{(1)2}$, $\Delta a_{(1)3}$, $\Delta a_{(1)4}$, $\Delta a_{(1)M}$;

- рассчитывают новые значения параметров как $a_{(2)1} = a_{(1)1} + \Delta a_{(1)1}$, $a_{(2)2} = a_{(1)2} + \Delta a_{(1)2}$, $a_{(2)M} = a_{(1)M} + \Delta a_{(1)M}$ и далее повторяют расчетный цикл.

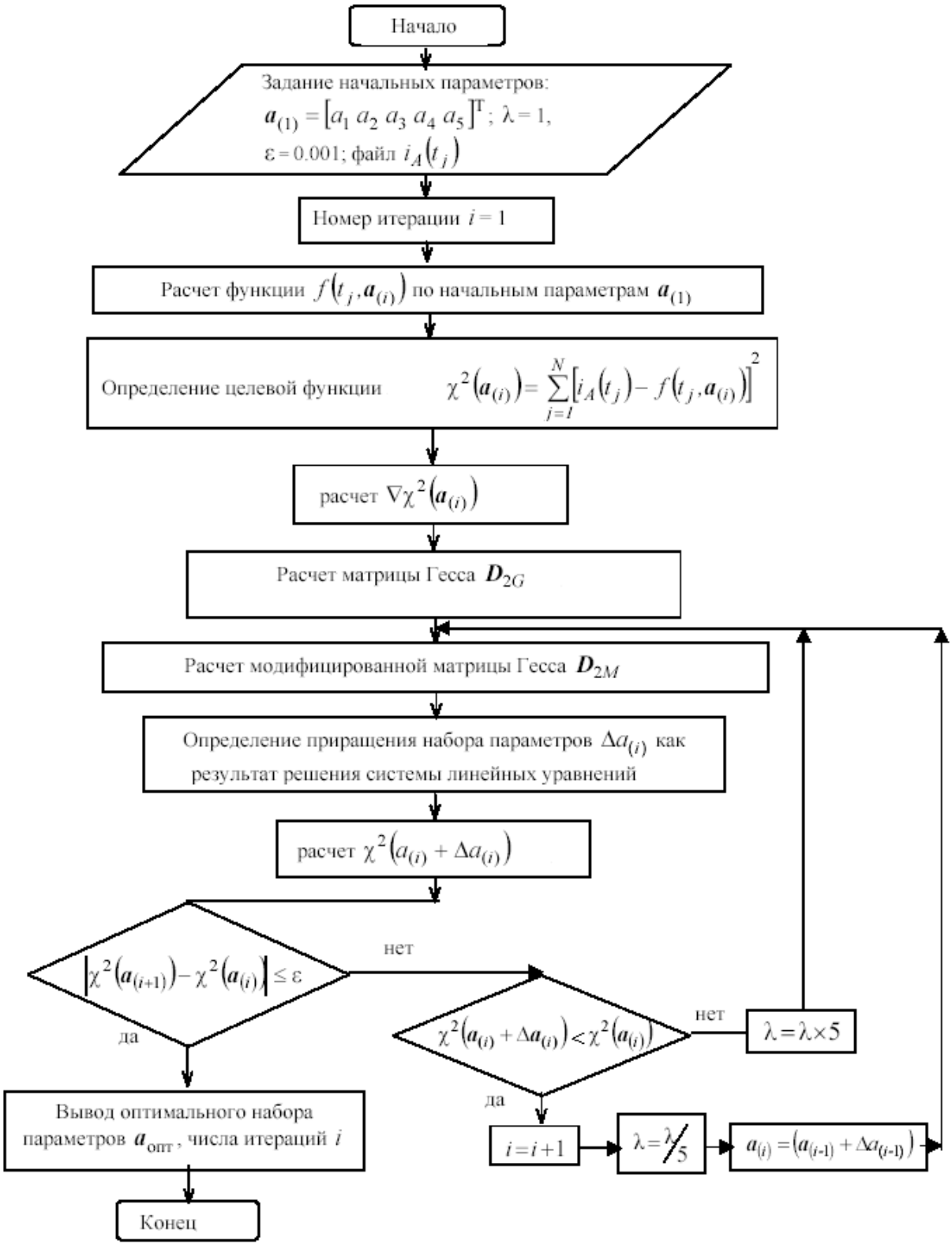


Рис. 3.4. Алгоритм метода Левенберга - Марквардта

3.7 Эксперименты

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 3.5

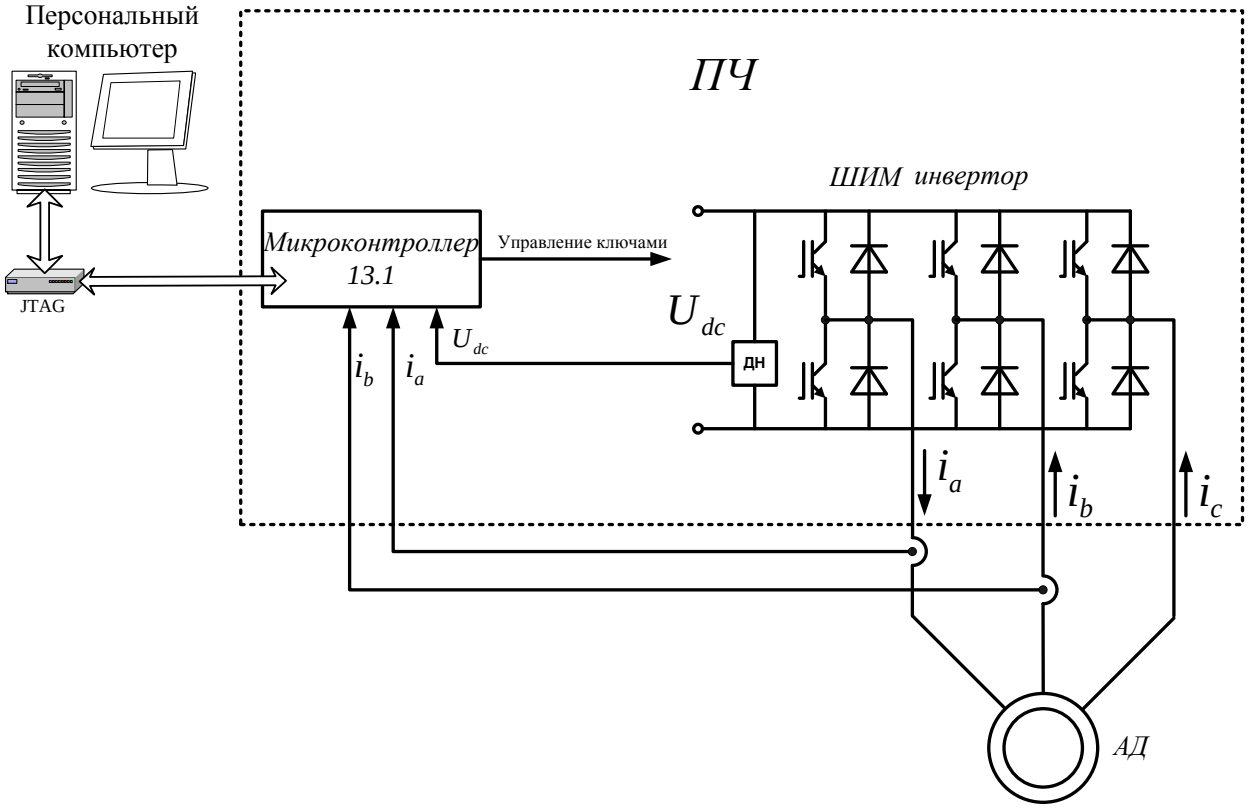


Рис. 3.5 Схема установки для тестирования и отладки алгоритма идентификации параметров АД

Экспериментальная установка включает в себя:

- силовую часть от стандартного преобразователя частоты «Универсал 3,7кВт»;
- 2 датчика тока «LEM – 100» для измерения токов в фазах АД;
- микроконтроллер 13.1 на базе TMS320F2810 в качестве управляющего контроллера;
- JTAG эмулятор – для непосредственной связи персонального компьютера с управляющим контроллером в режиме реального времени;

- персональный компьютер – для отладки программы, графического отображения переменных управляющего контроллера в реальном времени и для обработки полученных результатов (верификации);
- асинхронный двигатель – в опытах участвовало 2 двигателя: IMOFA90L4 – 1,5кВт и 4А….

Для проверки работоспособности алгоритма реализованного программно производился следующий опыт: с помощью преобразователя частоты снимается переходной процесс АД при подаче скачка напряжения; при этом данные записываются в память микроконтроллера; потом по снятым точкам с помощью метода Левенберга – Марквардта восстанавливаются коэффициенты (a_1, a_2, a_3, a_4, a_5) аппроксимирующей функции (12). Далее данные переходного процесса АД переписываются из памяти микроконтроллера в персональный компьютер. Затем по этим точкам строится зависимость $i(t)$. По полученным с помощью алгоритма Л.-М. коэффициентам строится зависимость вида

$$\tilde{i}(t) = a_0 e^{a_1 t} + a_2 e^{a_3 t} + a_4 . \qquad (24)$$

Далее оба графика сопоставляются.

На рис. 3.6 приведены переходный процесс АД, а также две кривые вида (24) построенные по коэффициентам определенным с помощью метода Л.-М. Выборка переходного процесса осуществлялась на частоте 2.5 кГц. Как видно из рисунка результаты восстановления отличаются при восстановлении по 500 точкам и при восстановлении по 1000 точкам. Это связано с тем, что метод гарантирует близость аппроксимирующей функции к реальной лишь в диапазоне, в котором производится расчет. Это хорошо видно из рис. 3.6. Кривая, построенная по коэффициентам, определенным по 500 точкам совпадает с реальной выборкой лишь в диапазоне 500 точек. Из этого результата можно сделать вывод, что правильность коэффициентов кривой (24) может быть гарантирована лишь в том случае, когда выборка

переходного процесса снята до установившегося значения. Поэтому для алгоритма были сформированы следующие требования:

1. выборка должна быть снята до установившегося значения;
2. в выборке должно быть максимально возможное количество точек.

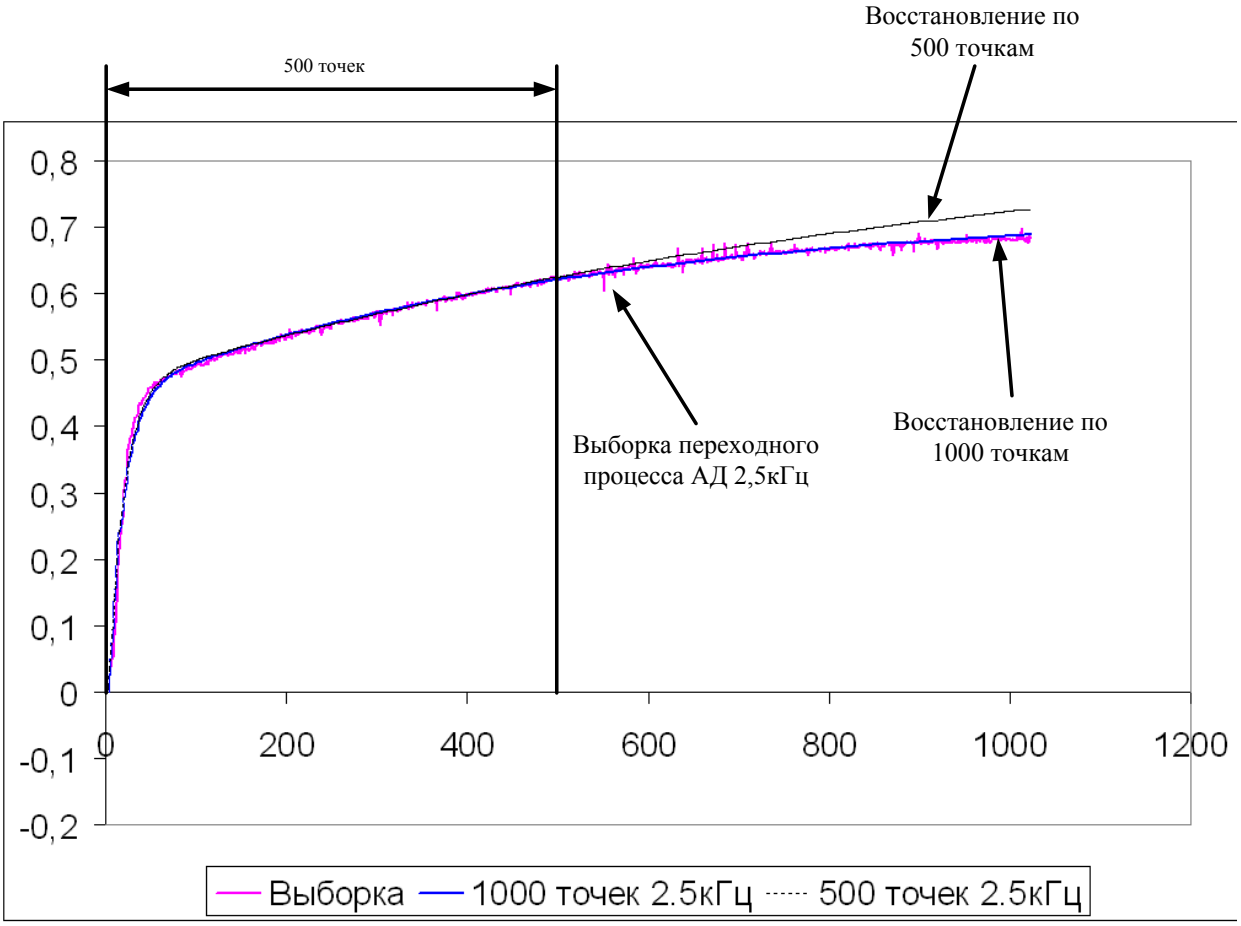


Рис. 3.6 Переходной процесс фазы АД и зависимости, построенные по восстановленным с помощью метода Л.-М. коэффициентам (24)

Оценив ресурсы процессора, было решено, что восстановление будет осуществляться по 1000 точкам. Так как необходимо снять процесс до установившегося значения, то была выбрана частота выборки в 1.25 кГц, что соответствует при 1000 точках, приблизительно, 1 сек переходного процесса. Для двигателей, на которых производились эксперименты 1.5-2.2 кВт этого времени достаточно, чтобы ток вышел на установившееся значение. Конечно, оптимальным в этом случае было бы сделать переменный шаг выборки – малый шаг вначале и большой в конце, однако это автор оставил

для следующей модификации, а на этом этапе ограничился лишь возможностью менять частоту выборки.

После настройки алгоритма, в соответствии с вышеописанным, кривая восстановления стала выглядеть, как показано на рис. 3.7.

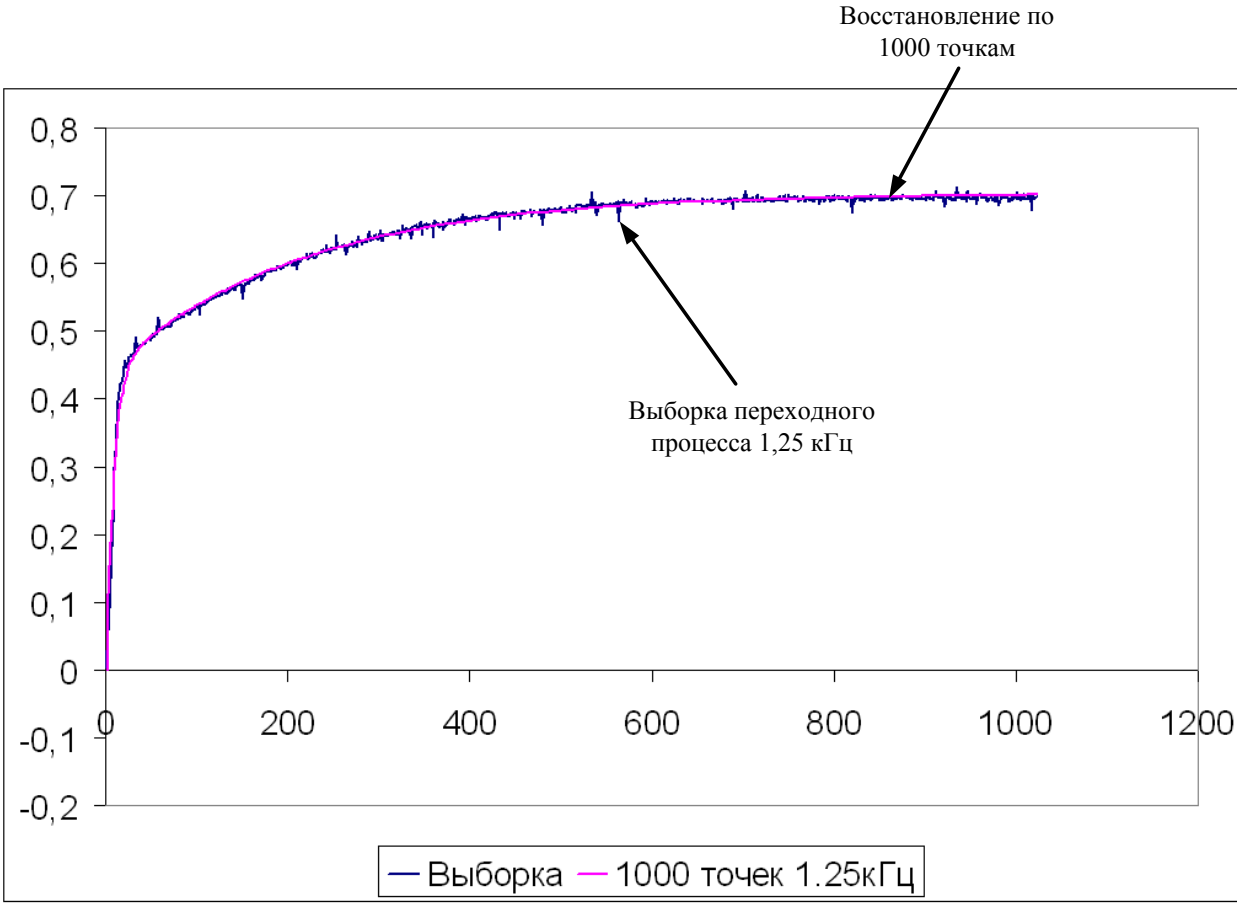


Рис. 3.7 Переходной процесс фазы АД и зависимость, построенная по восстановленным с помощью метода Л.-М. коэффициентам (24)

Как видно из рис.3.7. кривая построенная по коэффициентам (a_1, a_2, a_3, a_4, a_5) аппроксимирующей функции вида (24) восстановленным с помощью реализованного метода очень близко приближается к выборке, что говорит о правильности работы алгоритма.

3.8 Определение параметров АД

Теперь, когда был написан алгоритм восстановления коэффициентов аппроксимирующей кривой вида (24) и проверена правильность его работы

перед автором была задача определить параметры схемы замещения фазы АД с короткозамкнутым ротором. Т.о. необходимо выразить параметры АД из коэффициентов (a_1, a_2, a_3, a_4, a_5) кривой вида (24).

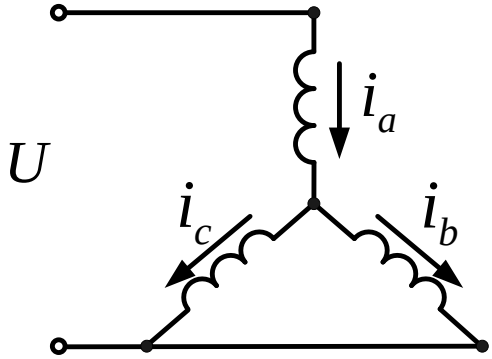


Рис. 3.8 Схема соединения обмоток АД при идентификации параметров

Перепишем систему уравнений (11):

$$\begin{cases} a_0 = U_{s\alpha} \cdot \dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s} \cdot \dfrac{(-p_1 - \lambda_r)}{p_1(-p_1 + p_2)} \\ a_1 = p_1 \\ a_2 = -U_{s\alpha} \cdot \dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s} \cdot \dfrac{(-p_2 - \lambda_r)}{p_2(-p_1 + p_2)} \\ a_3 = p_2 \\ a_4 = U_{s\alpha} \cdot \dfrac{\lambda_{s\sigma}}{R_s} \cdot \dfrac{\lambda_r}{p_1 p_2} \end{cases} \tag{25}$$

Добавим к ней два уравнения из (6):

$$\begin{cases} p_1 + p_2 = \lambda_{s\sigma} + \lambda_{r\sigma} \\ p_1 p_2 = \lambda_s \lambda_r / \sigma \end{cases} \tag{26}$$

Выражая из (25) и (26) параметры схемы замещения двигателя и учитывая схему подключения обмоток АД (см. рис.3.8) и считая двигатель симметричным, получим следующую последовательность расчета параметров.

Согласно схеме соединения обмоток АД (см. рис. 3.8), активное сопротивление одной фазы вычисляется по формуле:

$$R_s = \frac{\frac{2}{3}U}{I_y}, \tag{27}$$

Остальные параметры вычисляются по формулам:

$$\begin{cases} \lambda_r = \dfrac{-a_1 a_3 a_4}{(a_2 + a_4)a_1 - a_2 a_3} \\ \lambda_{s\sigma} = \dfrac{a_1 a_3}{\lambda_r} \\ \lambda_{r\sigma} = -(a_1 + a_3) - \lambda_{s\sigma} \\ \sigma = \dfrac{\lambda_r}{\lambda_{r\sigma}} \\ \chi_r = \dfrac{1}{\lambda_r} \\ \chi_s = \dfrac{1}{\sigma\lambda_{s\sigma}} \\ L_s = \chi_s R_s \\ L_r = L_s \\ L_m = \sqrt{(1-\sigma)L_s L_r} \\ R_r = \dfrac{L_r}{\chi_r} \end{cases} \tag{28}$$

При этом принимается, что индуктивность рассеяния статора равна индуктивности рассеяния ротора: $L_{s\sigma} = L_{r\sigma}$.

3.9 Учет влияния мертвого времени

Как видно из (27) для расчета параметров АД необходимо точно знать приложенное к двигателю напряжение, однако непосредственно измерить его нельзя, т.к. напряжение с выхода инвертора представляет собой ШИМ сигнал. Обычно приложенное напряжение рассчитывают из скважностей включения ключей инвертора и напряжения на звене постоянного тока инвертора, не учитывая при этом мертвого времени, т.к. скважность прикладываемого к двигателю напряжения в номинальных режимах несоизмеримо велика по сравнению с величиной мертвого времени. При этом мертвое время не сильно сказывается на расчете напряжения и им можно пренебречь. В нашем случае прикладываемое к двигателю напряжение мало

(от единиц вольт для мощных машин и до десятков вольт - для маломощных). При таких малых напряжениях величина скважности прикладываемого напряжения соизмерима, а иногда даже меньше величины мертвого времени. Поэтому необходимо учитывать величину мертвого времени.

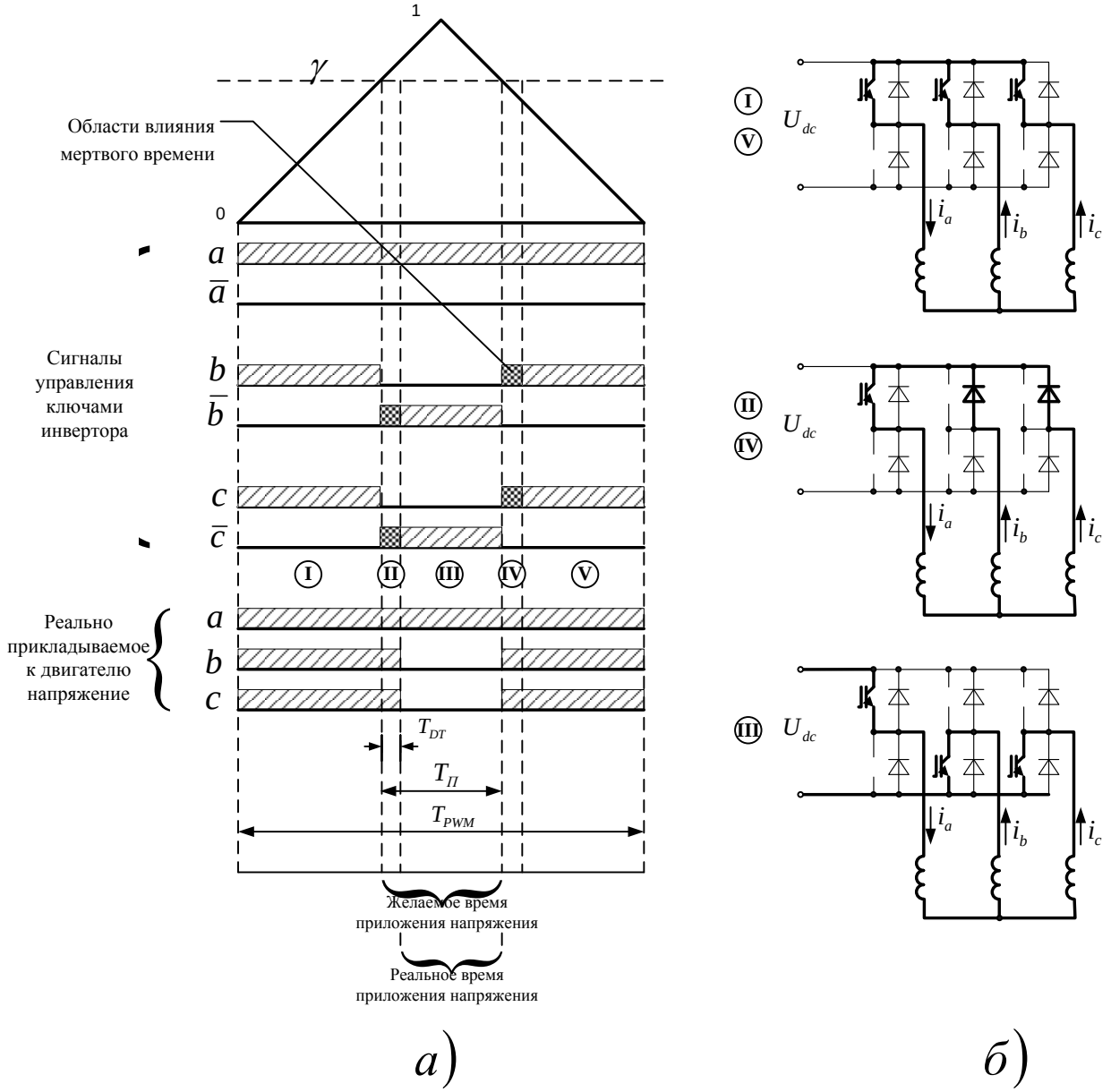


Рис. 3.9 К учету влияния мертвого времени:

а) диаграммы управляющих сигналов и выходных фазных напряжений инвертора на периоде ШИМ;

б) состояния инвертора на периоде ШИМ

Схема соединения обмоток двигателя в режиме определения параметров представлена на рис. 3.8. Согласно такой схеме на рис. 3.9 а) представлены диаграммы управляющих сигналов и выходных фазных напряжений инвертора на периоде ШИМ. Сделаны следующие обозначения:

T_{PWM} - период широтно-импульсной модуляции инвертора;

$T_{П}$ - желаемый период приложения напряжения к двигателю по схеме рис. 3.8;

T_{DT} - величина мертвого времени (известна точно, т.к. задается программно);

γ - скважность (изменяется от 0 до 1).

На рис. 3.9 б) представлены все состояния инвертора для диаграмм рис. 3.9 а). Толстыми линиями выделены пути протекания токов в инверторе.

Согласно рис. 3.9.а) без учета мертвого времени среднее за период ШИМ напряжение, приложенное к двигателю равно

$$U = U_{dc}(1-\gamma) = U_{dc}\left(1-\frac{T_{П}}{T_{PWM}}\right), \tag{29}$$

где U_{dc} - напряжение на звене постоянного тока инвертора.

Согласно рис. 3.9 а) реальное время приложения напряжения с учетом мертвого времени станет меньше на величину T_{DT}. Перепишем формулу (29) с учетом мертвого времени:

$$\begin{cases} U = U_{dc}(1-\gamma) = U_{dc}\left(1-\frac{T_{П}}{T_{PWM}}-\frac{T_{DT}}{T_{PWM}}\right) = U_{dc}\left(1-\gamma-\frac{T_{DT}}{T_{PWM}}\right), (1-\gamma) > \frac{T_{DT}}{T_{PWM}} \\ U = 0, (1-\gamma) < \frac{T_{DT}}{T_{PWM}} \end{cases} \tag{30}$$

После того как в алгоритм идентификации параметров был введен учет мертвого времени активное сопротивление статора стало восстанавливаться точно. Это, соответственно, повлияло и на остальные параметры. Конечно, точность определения параметров оценить достаточно сложно, т.к. их нельзя

непосредственно измерить (кроме активного сопротивления статора), однако попробуем оценить чувствительность метода к различным параметрам АД.

3.10 Оценка чувствительности метода определения параметров

Что значит определить чувствительность того или иного метода определения параметров? Это значит ответить на вопрос, какие параметры АД восстанавливаются точно, а какие нет. Чтобы ответить на этот вопрос были построены переходные процессы асинхронного двигателя при различных параметрах. Параметры отклонялись в обе стороны от номинального значения. Моделирование проводилось в среде MATLAB, Simulink с помощью инструмента Linear Analysis. Параметры модели АД приведены в таблице 3.1

Таблица 3.1

Номинальная мощность $P_{ном}, Вт$	2200	cos φ	0,93	
Номинальное фазное напряжение $U_{ф_ном}, В$	220	*Активное сопротивление статора, Ом, о.е.*	3,1	0,0624
Номинальная частота сети $f_{ном}, Гц$	50	*Активное сопротивление ротора, Ом*	1,7	0,0342
Число пар полюсов p	2	*Индуктивность намагничивания, мГн*	320	0,0064
КПД η	0,81	*Индуктивность рассеяния статора, мГн*	17	$3{,}44*10^{-4}$
Номинальное скольжение $s_{ном}$	0,07	*Индуктивность рассеяния ротора, мГн*	8	$1{,}62*10^{-4}$

Результаты моделирования переходных процессов при изменении параметров АД приведены на рис.3.9. Как видно из этого рисунка задача определения параметров АД является плохо обусловленной для индуктивностей рассеяния статора и ротора, т.е. при изменении этих параметров переходный процесс изменяется настолько незначительно, что говорить о качественном определении параметров $L_{s\sigma}$ и $L_{r\sigma}$ в данном случае нельзя.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что реализованный метод хорошо подходит для определения таких параметров схемы замещения АД

как активные сопротивления статора и ротора, индуктивности намагничивания, но плохо подходит для определения индуктивностей рассеяния статора и ротора.

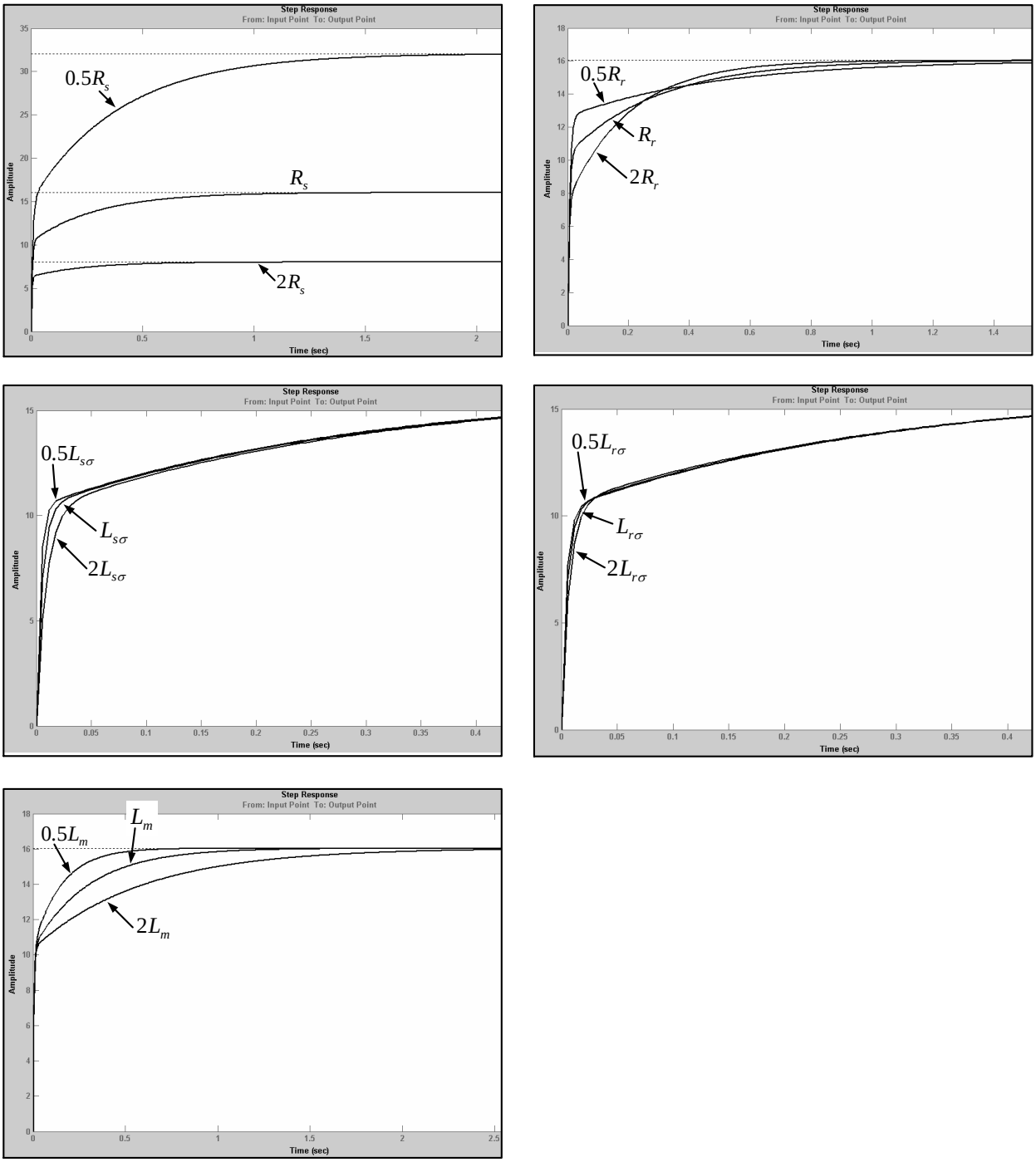


Рис. 3.10 Переходные процессы при изменении параметров АД

Восстанавливать параметры АД с помощью регрессионного анализа можно не только по переходному процессу фазы. Очевидно, точно зная передаточную функцию фазы АД можно получить формулы для АЧХ, ФЧХ

и ЛЧХ. Т.е. появляется возможность определять параметры АД частотным методом. На рисунках 3.11 и 3.12 приведены логарифмические частотные характеристики и фазо-частотные характеристики фазы АД при варьировании параметров.

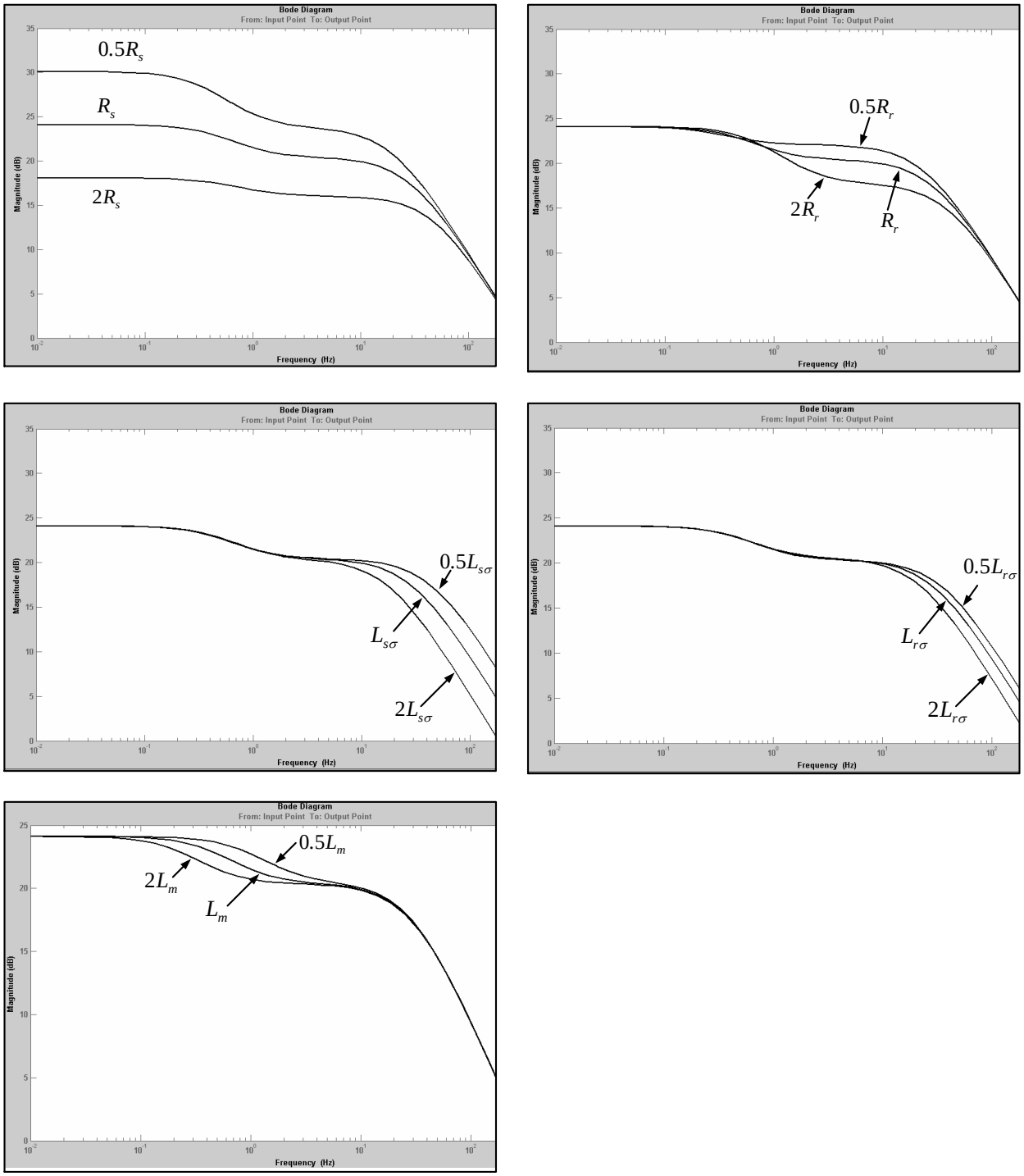


Рис. 3.11 Логарифмические амплитудо-частотные характеристики АД при изменении параметров

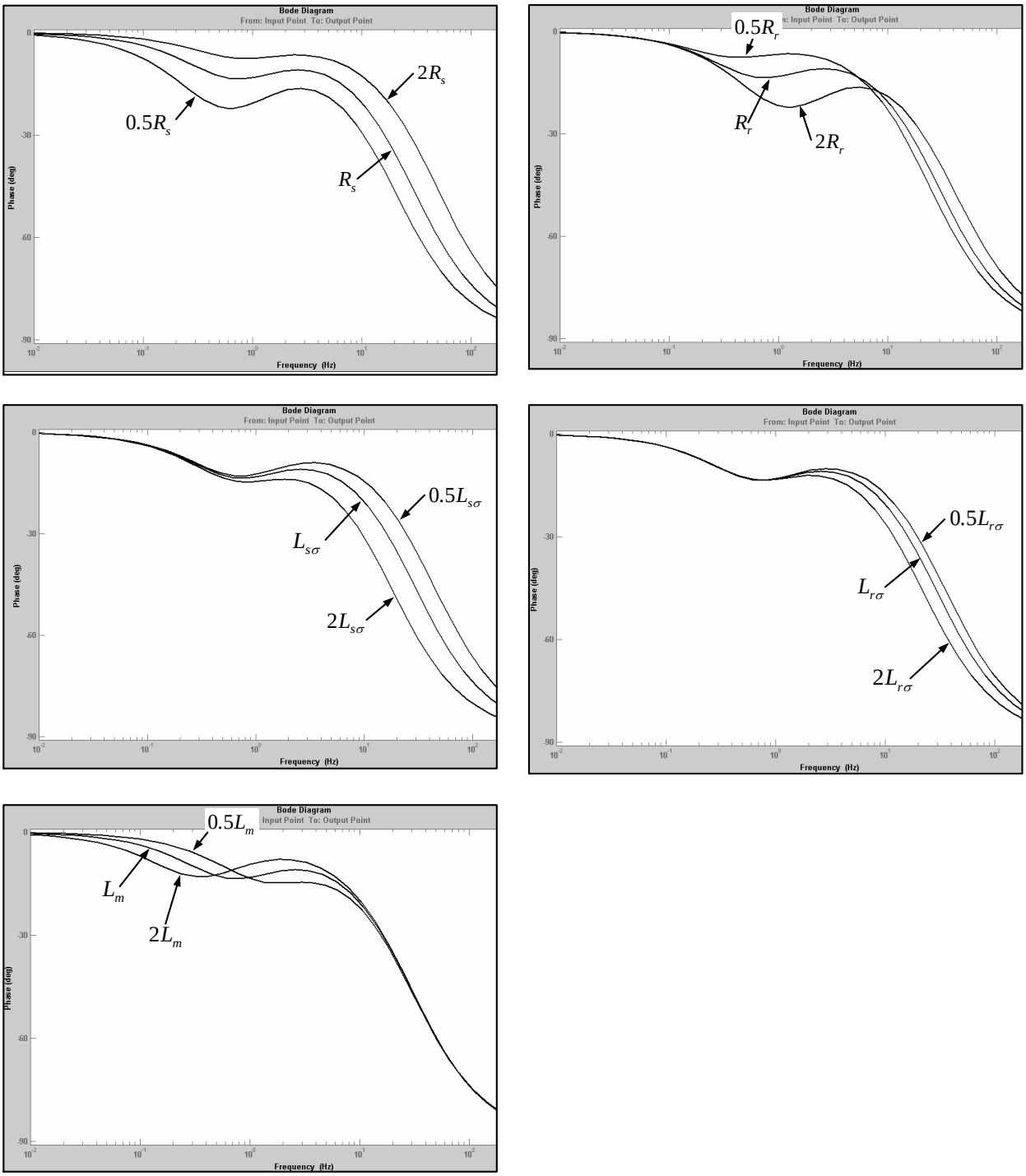


Рис. 3.11 Фазо-частотные характеристики при изменении параметров АД

Как видно из этих рисунков с помощью частотного метода можно более точно осуществлять определение индуктивностей рассеяния статора и ротора чем при их определении по переходному процессу. Таким образом, частотный метод кажется достаточно привлекательным, однако сразу можно и определить сложности, которые могут возникнуть при таком способе определения параметров:

- трудность учета мертвого времени при переходе тока через ноль – вероятность перекомпенсации;
- с увеличением частоты тока в роторе будет проявляться эффект вытеснения тока, что приведет к увеличению активного сопротивления ротора. Следовательно, ЛФЧХ будет иметь вид отличный от аналитически рассчитанной формулы (см. рис. 3.11 и 3.12 для активного сопротивления ротора), где параметры принимаются постоянными на время эксперимента. Это повлечет за собой плохое схождение целевой функции, а, следовательно, повлияет и на точность определения всех параметров АД;
- для правильного выделения амплитуды и фазы сигнала потребуется специальная фильтрация.

Выводы

В работе был показан принцип организации системы векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. рассмотрен новый тип наблюдателя состояния – наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC). Произведено его математическое моделирование в среде MATLAB, проанализирована устойчивость системы с таким типом наблюдателя. Полученные результаты сравнивались с другими типами наблюдателей

Целью данной работы является разработка и улучшение уже существующего программного обеспечения системы векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором для нового поколения отечественных преобразователей частоты. Работа затрагивает два достаточно актуальных вопроса – построение наблюдателей состояния для систем бездатчикового векторного управления, а также методы идентификации параметров двигателя асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

По первому вопросу была проделана следующая работа: был проведен анализ существующих структур систем векторного управления с наблюдателями состояния для обеспечения работы бездатчиковой системы векторного управления; был проанализирован новый подход в построении наблюдающих алгоритмов – наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC), проведено его математическое моделирование, проанализирована устойчивость системы с таким типом наблюдателя при изменении параметров двигателя. Результаты сравнивались с другими типами наблюдателей - фильтром Калмана и наблюдателем на основе скользящего режима. В итоге был реализован и экспериментально апробирован наиболее оптимальный алгоритм, который подтвердил свою работоспособность.

По вопросу идентификации параметров асинхронного двигателя была проделана следующая работа: обоснована необходимость разработки алгоритма идентификации параметров, выбран наиболее рациональный метод для реализации на преобразователе частоты, реализован алгоритм идентификации параметров с помощью регрессионного анализа с использованием метода Левенберга – Марквардта. Для увеличения точности восстановления параметров в алгоритм был введен учет влияния мертвого времени при переключении ключей инвертора. Была произведена оценка чувствительности реализованного метода идентификации параметров к конкретным параметрам асинхронного двигателя.

Список использованной литературы

1. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1998. 704с.
2. Чуев П. В. Разработка систем векторного управления асинхронными приводами на базе специализированных сигнальных микроконтроллеров – диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. Москва, 2002 г. 254с.
3. Дроздов А.В. Система бездатчикового векторного управления синхронными двигателями с постоянными магнитами – магистерская диссертация. Москва, 2005г 57с.
4. Международные конференции IEEE 1999, 2000, 2001.
5. International power electronics and motion control conference, EPE-PEMC, 2004.
6. C. Schauder, Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers, IEEE Trans. Ind. Appl. 28 (5) (1992) 1054–1061.
7. F.Z. Peng, T. Fukao, Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors, IEEE Trans. Ind. Appl. 30 (5) (1994) 1234–1240.
8. M.N. Marwali, A. Keyhani, A comparative study of rotor flux based MRAS and back EMF based MRAS speed estimators for speed sensorless vector control of induction machines, in: Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting, 1997, pp. 160–166.
9. R. Blasco-Gimenez, G.M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley, Dynamic performance limitations of MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1. Stability analysis for the closed loop drive, IEE Proc. Electr. Power Appl. 143 (2) (1996) 113–122.
10. K.H. Chao, C.M. Liaw, Speed sensorless control performance improvement of induction motor drive using uncertainty cancellation, IEE Proc. Electr. Power Appl. 147 (4) (2000) 251–262.
11. Peter Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
12. C. –W. Park, W. –H. Kwon, Simple and robust speed sensorless vector control of induction motor using stator current based MRAC, Electric Power Systems Research 71 (2004) 257–266.
13. Ташлицкий М.М. Разработка способов экспериментального определения параметров и механических характеристик асинхронных двигателей - диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. Москва, 2005 г. 167с.
14. Рогозин Г.Г. Определение электромагнитных параметров машин переменного тока. Киев, Техніка, 1992 - 168 с.

15. Соколов М.М., Масандилов Л.Б. Метод экспериментального определения параметров асинхронного двигателя Москва, Электричество, 1968. С.26-29.
16. Evandro B. Couto, Manoel L de Aguiar "Parameter Identification of Induction Motors Using DC Step Excitation at Standstill", IEEE, 1998.
17. Лапа В.Г. Математические основы кибернетики. — Киев: Вища Школа. 1974, 452 с.
18. Ledvij M. Curve Fitting Made Easy. American Institute of Physics, The Industrial Physicist April/May 2003.
19. Capolino G. A., Boussak M. Induction machine parameter identification: comparison of different algorithms. Proc. Int. Conf. on Electrical Machinery, 1990, p. 940-945.
20. Турчак Л.И. Основы численных методов: Учеб. пособие.— М. Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987.- 320 с
21. Numerical Recipes in C, The Art of Scientific Computing, Second Edition, W.H.Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, B.P. Flannery, Cambridge University Press, Cambridge.