

**Е. М. Потапенко,
Е. Е. Потапенко**

**РОБАСТНЫЕ АЛГОРИТМЫ
ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ
АСИНХРОННЫМ ПРИВОДОМ**

**ЗАПОРОЖЬЕ
ЗНТУ
2009**

ББК 31.291+31.261.63

П64

УДК 681.527.2

Рецензенты:

доктор техн. наук профессор, зав. каф. автоматизации
электромеханических систем и электропривода
Национального технического университета Украины
«КПИ» *Пересада С. М.*

доктор техн. наук, профессор, лауреат Государственной
премии, зав. отделом проблем управления магнитным полем
Научно-технического центра магнетизма технических
объектов НАНУ *Кузнецов Б. И.*

Потапенко Е. М.

П64 Робастные алгоритмы векторного управления асинхрон-
ным приводом / Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е. – Запо-
рожье : ЗНТУ, 2009. – 352 с.

ISBN 978-611-529-002-4.

Рассматриваются алгоритмы векторного управления скоростью и углом поворота ротора асинхронного двигателя (АД) с использованием датчика угла поворота. (Под векторным управлением понимается управление по измерениям только статорных токов и напряжений). Управление включает фильтрацию измеряемых сигналов, оценку переменных, описывающих работу АД, идентификацию в реальном времени его параметров и погрешностей датчиков, формирование управляющих моментов. Робастность обеспечивается за счет применения фильтрации, адаптивных наблюдателей и комбинированного управления с наблюдателями неопределенности. Книга содержит большое количество алгоритмов решения каждой из перечисленных задач как заимствованных из иностранных источников, так и синтезированных авторами. Работоспособность синтезированных алгоритмов в двигательном и генераторном режимах, а также в режиме холостого хода, в диапазоне скоростей от нуля до номинальной скорости иллюстрируется компьютерным моделированием.

ББК 31.291+31.261.63

ISBN 978-611-529-002-4

© Запорізький національний
технічний університет
(ЗНТУ), 2009

СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ	9
ВВЕДЕНИЕ	10
Раздел 1. СОСТОЯНИЕ, ТЕНДЕНЦИИ И ПРОБЛЕМЫ В ОБЛАСТИ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ	15
1.1. Выводы из раздела 1	25
Список литературы 1	26
Раздел 2. УРАВНЕНИЯ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ	39
2.1. Вывод уравнений движения	39
2.1.1. Уравнения относительно потокосцепления ротора	42
2.1.2. Уравнения относительно потокосцепления статора	47
2.2. Учет влияния переменности температуры и магнитного насыщения	49
2.3. Выводы из раздела 2	55
Список литературы 2	55
Раздел 3. ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ. (ЗАИМСТВОВАННЫЕ МЕТОДЫ)	58

3.1. Методы вычисления вектора состояния без обратной связи.....	59
3.1.1. Вычисление потокосцеплений ротора и статора.....	59
3.1.2. Вычисление скорости и постоянной времени ротора.....	61
3.2. Методы оценки вектора состояния АД с обратной связью	67
3.2.1. Оценка потокосцеплений ротора и статора.....	67
3.2.1.1. Метод Hu, Wu.....	67
3.2.1.2. Метод Ohtani, Tacada, Tanaka	70
3.2.1.3. Метод Akatsu, Kawamura	71
3.2.1.4. Метод Holtz	71
3.2.1.5. Метод Casadei, Serra, Tani, Zarri, Profumo	72
3.2.1.6. Метод Hinkkanen, Luomi.....	73
3.3. Оценка вектора состояния АД с помощью MRAS.....	77
3.3.1. Метод MRAS– y	77
3.3.2. Метод MRAS– e	79
3.3.3. Метод MRAS– $(\hat{i} \times \hat{e})$	81
3.3.4. Определение скорости и потокосцепления ротора с помощью наблюдателя Луэнбергера	82
3.4. Определение напряжения статора	83
3.5. Асимптотическое дифференцирование с помощью наблюдателей.....	86
3.6. Выводы из раздела 3	87
Список литературы 3	89
Раздел 4. СИНТЕЗ РОБАСТНЫХ ОПТИМАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ	93
4.1. Синтез робастных алгоритмов формирования электромагнитного момента	94
4.1.1. Управление скоростью ротора двигателя.....	95
4.1.2. Управление положением ротора двигателя.....	100
4.2. Синтез локально оптимального управления без учета магнитного насыщения	103

4.3. Сравнение локально оптимальных управлений и стандартного управления	112
4.4. Синтез локально оптимальных алгоритмов управления с учетом нелинейности кривой намагничивания и ограничения тока	116
4.4.1. Максимизация модуля электромагнитного момента при ограниченном токе статора	118
4.4.2. Минимизация тока статора при заданном электромагнитном моменте	120
4.4.3. Влияние насыщения магнитной цепи на характеристики двигателя при фиксированном модуле потокосцепления ротора.....	123
4.5. Оптимизация алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем при больших скоростях с учетом ограничений тока и напряжения	125
4.5.1. Оптимизация системы при работе с большими скоростями	126
4.5.2. Работа системы при ограничениях тока и напряжения.....	130
4.6. Выводы из раздела 4.....	132
Список литературы 4	134
Раздел 5. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ МЕТОДОВ ФИЛЬТРАЦИИ МНОГОФАЗНЫХ НЕОПРЕДЕЛЕННЫХ СИГНАЛОВ	139
5.1. Кинематика вращающихся векторов	141
5.2. Нелинейные фильтры-наблюдатели двухфазных сигналов	144
5.3. Компенсационные фильтры двухфазных сигналов	151
5.4. Адаптивный фильтр-наблюдатель двухфазных сигналов	159
5.5. Фильтры-наблюдатели двухфазных сигналов при наличии смещений нулей	163

5.6. Калибровка двухфазных сигналов в реальном времени	170
5.6.1. Разработка методов оценки постоянных смещений	170
5.7. Фильтры-наблюдатели однофазных сигналов при наличии смещений нулей	176
5.7.1 Синтез наблюдателя 1	177
5.7.2. Синтез наблюдателя 2	179
5.8. Выводы из раздела 5	181
Список литературы 5	182
Раздел 6. ОЦЕНКА ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ.....	185
6.1. Оценка векторов потокосцеплений и их скоростей с помощью нелинейных наблюдателей.....	186
6.2. Оценка потокосцеплений асинхронных двигателей при наличии погрешностей измерений тока и напряжения.....	192
6.3. Оценка скорости вращения вектора потокосцепления ротора и самого ротора	198
6.4. Определение скорости и ускорения ротора асинхронного двигателя с помощью наблюдателей Луэнбергера	208
6.5. Оценка элементов вектора состояния с помощью компенсационных фильтров.....	216
6.5.1. Основной результат	217
6.5.2. Применение синтезированных фильтров	222
6.6. Выводы из раздела 6	226
Список литературы 6	227
Раздел 7. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	230
7.1. Синтез алгоритмов идентификации сопротивления статора	232

7.1.1. Идентификация сопротивления статора. (Алгоритм 1.1).....	234
7.1.2. Оценка сопротивления и потокосцепления статора. (Алгоритм 1.2).....	237
7.1.3. Оценка сопротивления статора и потокосцепления ротора (Алгоритм 1.3).....	240
7.1.4. Результаты моделирования	241
7.2. Идентификация сопротивления (постоянной времени) ротора	247
7.2.1. Оценка скорости и постоянной времени ротора с помощью адаптивного наблюдателя (Алгоритм 2.1).....	247
7.2.2. Оценка скорости и постоянной времени ротора с помощью модифицированного адаптивного наблюдателя (Алгоритм 2.2).....	252
7.2.3. Адаптивный наблюдатель постоянной времени ротора в синхронном базисе (Алгоритм 2.3).....	257
7.2.4. Наблюдатель постоянной времени ротора в синхронном базисе (Алгоритм 2.4).....	260
7.2.5. Наблюдатель постоянной времени ротора в статорном базисе (Алгоритм 2.5).....	262
7.2.6. О компенсации влияния инжекции на процесс управления	264
7.2.7. Результаты моделирования	265
7.3. Оценка параметров управляемой механической системы в реальном времени.....	269
7.3.1. Постановка задачи.....	271
7.3.2. Анализ восстанавливаемости (идентифицируемости) системы.....	272
7.3.3. Синтез адаптивного наблюдателя.....	273
7.3.4. Синтез неадаптивного наблюдателя	276
7.3.5. Результаты моделирования	279
7.4. Выводы из раздела 7.....	283
Список литературы 7	286

Раздел 8. СИНТЕЗ РОБАСТНЫХ КОМПЕНСАТОРОВ ТОКОВЫХ КОНТУРОВ	290
8.1. Синтез компенсатора	294
8.2. Синтез компенсатора при наличии смещений нулей датчиков тока	297
8.3. Результаты моделирования	301
8.4. Приложение. Принцип действия схемы	304
8.5. Выводы из раздела 8	305
Список литературы 8	306
Раздел 9. ОБОБЩЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ	309
9.1. Общая функциональная схема асинхронного двигателя с векторным управлением	309
9.2. Раздельное управление скоростью и перемещением	314
9.2.1. Управление скоростью	314
9.2.2. Управление перемещением	318
9.3. Универсальное векторное управление асинхронным приводом	322
9.3.1. Формирование универсального управления	323
9.3.2. Результаты моделирования	325
9.4. Выводы из раздела 9	330
Список литературы 9	332
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	334
Приложение А. ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	335
Приложение Б. ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ МЕТОДАМИ ЛЯПУНОВА	337
Приложение В. ДИНАМИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ	343

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- e, e_s – векторы противоЭДС ротора и статора,
 i, i_r – векторы тока статора и ротора,
 L_s, L_r, L_m – индуктивности статора, ротора и взаимная индуктивность статора и ротора;

$$L_{mr} = L_m L_r^{-1}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$
 $L_{rm} = L_r L_m^{-1},$
 m – электромагнитный момент,
 n – количество пар полюсов,
 R_s, R_r – активные сопротивления статора и ротора,
 T_r – постоянная времени ротора,
 u – вектор напряжения статора,
 (d, q) – ортогональный базис, у которого ось d совпадает с вектором ψ ,
 (k, l) – ортогональный базис, у которого ось k совпадает с вектором ψ_s ,
 (a, b) – ортогональный статорный базис,
 S – коэффициент рассеивания,
 w – угловая скорость ротора,
 w_p – программная скорость ротора,
 w_0 – угловая скорость вектора u в статорном базисе,
 w_{sl} – абсолютное скольжение,
 u, u_s – векторы потокосцеплений ротора и статора,
 $\langle \wedge \rangle$ – символ оценки соответствующей переменной,
 АД – асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором,
 ВУ – векторное управление,
 ПЧ – преобразователь частоты,
 ШИМ – широтно-импульсная модуляция.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время около половины вырабатываемой в мире электроэнергии потребляется асинхронными двигателями, в частности, асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором (АД). Это связано с их простотой, дешевизной и высокой надежностью. Первоначально этот двигатель из-за сложности происходящих в нем электромагнитных процессов не предназначался для регулирования скорости и перемещения. Приблизительно 80 % работающих АД являются нерегулируемыми. В то же время, большинство технологических процессов требуют регулирования скорости или перемещения. При регулировании скорости АД во многих технологических процессах можно достичь экономии электроэнергии до (50...60) %. В 1971 г. немецкий инженер Блашке предложил рассматривать работу АД не в статорной системе координат, где все переменные описываются гармоническими функциями, а в системе координат, связанной с потокоцеплением ротора. В этой системе координат все переменные меняются аналогично соответствующим переменным двигателей постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ). Это позволяло строить систему управления аналогично системам управления ДПТ. Поскольку данный принцип управления связан с рассмотрением поведения векторов электромагнитных переменных, то он в русскоязычной литературе получил название векторного управления (ВУ). Для реализации ВУ надо знать вектор потокоцепления и скорость его враще-

ния, а также скорость ротора. По конструктивным и эксплуатационным соображениям установка датчиков указанных переменных нерациональна и затруднительна. Для косвенной оценки упомянутых переменных надо знать токи, по крайней мере, двух фаз, главные гармоники выходных напряжений преобразователей частоты (ПЧ), носящих характер широтно-импульсной модуляции (ШИМ), и сопротивления ротора и статора АД, которые вследствие изменения температуры двигателя неизвестны и могут меняться в широких пределах. Кроме того, во многих случаях приведенные моменты инерции ротора и внешние воздействия на него также не известны. Это, в свою очередь, требует оценки неизвестных переменных и параметров. Таким образом, задача управления разрастается как снежный ком. Сложность описанной задачи привлекла внимание специалистов из областей управления сложными объектами и вынудила заняться этими вопросами специалистов электроприводчиков. Задача ВУ оказалась настолько неоднозначной, что она может быть решена самыми различными способами современной теории управления.

Анализ литературы показал, что получили распространение 2 метода синтеза ВУ:

- 1) для полной системы уравнений, описывающей работу АД, аналитически синтезируют алгоритмы управления, которые обеспечивают асимптотическую устойчивость положения или скорости ротора или их заданной траектории,
- 2) полная система уравнений, описывающая работу АД, декомпозируется на ряд подсистем, для каждой подсистемы синтезируются (в зависимости от подзадачи) алгоритмы управления, идентификации, наблюдения, фильтрации и др., после чего алгоритмы объединяются в один алгоритм.

Первый метод дает строгое доказательство асимптотической устойчивости, но требует упрощения постановки задачи и приводит к сложным алгоритмам управления. Второй метод дает более простые алгоритмы в более пол-

ной постановке, но подтверждение работоспособности объединенной системы достигается численным и (или) натурным моделированием. Разделение задачи управления на блоки позволяет строить всю систему из различных блоков в каждом конкретном случае, исходя из требований точности, простоты алгоритмов, электропотребления, диапазона регулирования и т. п. Блочная структура упрощает синтез и отладку алгоритмов управления. Авторы данной книги отдают предпочтение второму методу синтеза, чем и обусловлен подбор материалов книги.

Период становления ВУ совпал с политическими и экономическими потрясениями в странах-выходцах из СССР. Поэтому практически все достижения в области ВУ были получены за пределами постсоветских стран. По экономическим причинам многочисленные публикации по ВУ оказались недоступными в странах СНГ. Цель данной книги – восполнить существующий пробел.

Помимо заимствованных материалов в книгу включены и оригинальные разработки авторов из области ВУ АД, результаты которых не уступают результатам заимствованных материалов. В частности, в разделе 2 составлена математическая модель работы АД с описанием кривой намагничивания, отличающимся от традиционного, использующего функцию \arctg . В разделе 4, в том числе и с помощью модели из раздела 2, синтезированы алгоритмы управления токами, минимизирующие потребляемую мощность, а также синтезированы алгоритмы управления скоростью и положением, робастные ко всем неидеальностям. Раздел 5 полностью посвящен оригинальным разработкам авторов по вопросам фильтрации и наблюдения электромагнитных сигналов и их частот с учетом погрешностей датчиков. Раздел 6 содержит новые методы оценки вектора состояния АД. В разделе 7 синтезировано 3 метода идентификации сопротивления статора, 5 методов идентификации сопротивления ротора с учетом неидеальностей ПЧ, а также 2

алгоритма идентификации приведенного момента инерции и внешних воздействий на ротор. Раздел 8 содержит новые робастные алгоритмы управления токами статора. Все синтезированные методы ориентированы на работу в реальном времени. В разделе 9 составлены обобщенная функциональная схема системы векторного управления и 4 конкретных схемы блока «Идентификации и наблюдения», на основании которых разработана схема универсального векторного управления АД, обеспечивающего работоспособность привода во всех режимах работы (двигательном, генераторном, холостого хода) для управления скоростью и положением. Для удобства изучения книги в нее включены приложения, содержащие необходимые материалы по устойчивости движения и наблюдателям.

Книга не затрагивает вопросы, связанные с нейронными сетями, размытой логикой, генетическими алгоритмами и т. п. Кроме того, в книгу не включены такие вопросы, как прямое управление моментом и потокосцеплением, оценка перемещения и скорости ротора с использованием естественной и (или) искусственной анизотропии электромагнитных процессов, выявление и оценка неисправностей, векторное управление с помощью АД объектами со сложной динамикой, вопросы построения преобразователей частоты. Эти вопросы достойны отдельного изучения. Количество и интенсивность публикаций по затронутой тематике настолько велико, что не возможно всю имеющуюся информацию отразить в данной монографии. Отбор материала определялся интересами авторов и его ценностью (по мнению авторов).

Чтение книги требует знания теории электропривода, линейной (матричной) алгебры, современных методов управления (теории наблюдателей, идентификации, робастного управления). Следует отметить, что практически все результаты по фильтрации, оценке вектора состояния и идентификации параметров получены с помощью наблюда-

телей. Для удобства чтения книги в нее включены приложения по перечисленным вопросам. Книга предназначена для научных сотрудников, инженеров, аспирантов и магистрантов.

Авторы выражают благодарность руководителям научно-производственного предприятия «Преобразователь-Комплекс» Чудновскому А. М. и Игнатову А. В., совместная работа с которыми способствовала появлению данной работы. Авторы признательны рецензентам профессорам Пересаде С. М. и Кузнецову Б. И. за ценные замечания, способствовавшие улучшению книги.

Авторы будут благодарны читателям за сделанные замечания по содержанию монографии.

Раздел 1

СОСТОЯНИЕ, ТЕНДЕНЦИИ И ПРОБЛЕМЫ В ОБЛАСТИ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

В настоящее время более 60 % всей вырабатываемой в мире электроэнергии потребляется электродвигателями [1, 2]. Наибольшее распространение получили электроприводы (ЭП) с двигателями постоянного тока (ДПТ) и асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором (АД). Причем около половины вырабатываемой в мире электроэнергии потребляется АД [3]. ДПТ применяются для регулируемых ЭП, АД – в основном, для нерегулируемых ЭП (около 80 % АД – нерегулируемые [1]). Это объясняется, с одной стороны, хорошими регулировочными характеристиками ДПТ и наличием коллектора, снижающего его надежность и не позволяющего эксплуатировать ДПТ в агрессивных и взрывоопасных средах. С другой стороны, простотой конструкции, дешевизной, высокой надежностью, но плохими регулировочными характеристиками АД.

Большинство технологических процессов требует регулирования. Управление технологическим процессом с нерегулируемым ЭП осуществляется путем управляемого изменения в самом технологическом процессе. В частности, в насосах, компрессорах, вентиляторах – путем открытия и закрытия заслонок. Показано [4–6], что путем отказа от управления заслонками и перехода к регулированию за счет АД можно получить (50...68) % экономии электро-

энергии по сравнению с не регулируемыми АД. В связи с большим количеством эксплуатируемых АД, которые требуют регулирования, весьма актуальным является вопрос повышения экономичности регулируемых АД.

Применение регулируемых АД до начала 70-х годов сдерживалось отсутствием тиристоров с малым временем включения и выключения. В начале 70-х годов появились специальные инверторные тиристоры с требуемыми характеристиками, что обусловило появление частотно-регулируемых ЭП с АД. Однако удельные массогабаритные показатели и стоимость ЭП с АД были весьма велики из-за преобразователей напряжения, а по показателям статических и динамических характеристик ЭП с АД существенно уступали ЭП с ДПТ [7]. Для управления АД использовались законы управления, впоследствии названные скалярными законами управления. Эти законы базировались на законе управления Костенко $u/f = \text{const}$ и его разновидностях. Скалярные законы используют статические характеристики АД и достаточно хорошо работают в стационарных и медленно меняющихся режимах. Кроме того, эти законы требуют знания законов изменения нагрузки. При изменении нагрузки должны меняться и законы управления. Последнее десятилетие 20-го века ознаменовалось значительными успехами силовой электроники. Было освоено промышленное производство биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), силовых модулей на их основе и других средств. Все это стимулировало разработку новых алгоритмов управления и средств их вычисления.

В 1971 г. сотрудник фирмы «СИМЕНС» Ф. Блашке [8–10] предложил новый принцип управления АД. В соответствии с этим принципом уравнения движения рассматриваются не в статорной (кларковской) системе координат, а в системе координат Парка – Горева, связанной с потокоцеплением ротора. В этой вращающейся системе координат все основные переменные изменяются не по гармониче-

скому закону, а как в ДПТ. Это позволило строить системы управления АД по тем же принципам, что и системы управления ДПТ, в частности, по подчиненному принципу. Этот принцип управления АД получил название Field Oriented Control (FOC) (управление по полю машины). В этом принципе управления все многофазные (чаще трехфазные) переменные (токи, напряжения, потокосцепления) формируют соответствующие векторы, поведение которых рассматривается или в векторном виде, или в проекциях на две оси вращающейся системы координат. Поэтому в русскоязычной литературе этот принцип управления получил название «Векторное управление» (ВУ). Векторное управление теоретически позволяло достигнуть в АД тех же регулировочных характеристик, что и в ДПТ. Однако для реализации векторного управления надо знать вектор состояния АД. В 70-х годах это предлагалось достигать за счет установки внутри АД датчиков Холла, с помощью которых замерять потокосцепление в воздушном зазоре АД, и тахогенераторов или импульсных датчиков, посредством которых измеряется угловая скорость ротора. Однако установка этих датчиков требовала замены или доработки огромного парка общепромышленных АД, которые не предназначались для регулирования и не были снабжены этими датчиками. Наличие тахогенератора и датчиков Холла существенно ухудшали эксплуатационные характеристики АД по сравнению с ДПТ.

К началу 80-х годов были достигнуты большие успехи в области современной теории управления, которая позволяет оценить неизвестные составляющие вектора состояния. Применение методов современной теории управления позволило, в первую очередь, без специальных датчиков оценить векторы потокосцепления. После этого векторное управление с измерением вектора потокосцепления с помощью датчиков получило название прямого векторного управления (ПВУ) (Direct FOC (DFOC)), а без применения

датчиков потокосцепления – косвенное векторное управление (КВУ) (Indirect FOC (IFOC)) [11–13]. Однако в определении ПВУ (DFOC) и КВУ (IFOC) нет единообразия. Некоторые авторы [14, 15] под ПВУ понимают управление с непосредственным использованием векторов потокосцепления, полученных с помощью наблюдателей, а под КВУ понимают управление без явного использования векторов потокосцепления. Поскольку системы с непосредственным измерением с помощью датчиков векторов потокосцепления не получили распространения и не имеют перспективы, то в дальнейшем будет использоваться терминология авторов работ [14, 15].

Как в ПВУ, так и в КВУ отсутствие датчиков потокосцепления компенсируется вычислениями по дифференциальным уравнениям, описывающим работу АД, в которые входят неточно известные и переменные параметры, такие как сопротивления ротора и статора, приведенный момент инерции ротора, момент нагрузки. Собственные индуктивности ротора и статора, а также их взаимная индуктивность вследствие эффекта магнитного насыщения имеют сложную зависимость от тока намагничивания. В связи с этим системы ВУ без специальных мероприятий являются очень чувствительными к неопределенности этих параметров. К счастью, в настоящее время современная теория управления обладает мощным арсеналом методов обеспечения робастности (нечувствительности) систем управления к разбросу их параметров. Это адаптивные системы, системы с переменной структурой, робастные комбинированные системы с наблюдателями, нейронные системы, системы с нечеткой логикой и др.

Для обеспечения питания АД в настоящее время используются инверторы напряжения с нерегулируемым выпрямителем и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), которые создают большие высокочастотные пульсации в напряжении и акустические шумы. Пульсации затрудняют

использование непосредственных измерений напряжения при его цифровой обработке в контроллере привода. Простое применение для этой же цели аналоговых фильтров приводит к искажениям фаз и амплитуд главных гармоник выходных сигналов преобразователей частоты (ПЧ), что существенно ухудшает динамические характеристики ВУ. Для исключения датчиков напряжения и снятия проблемы высокочастотных помех в работах [19, 20, 21, 78] вместо истинного напряжения, подаваемого на АД, используется его программное значение, вырабатываемое микропроцессором и подаваемое в преобразователь напряжения в качестве управляющего сигнала. Кроме того, информация о напряжении и токе статора может быть получена по напряжению и току звена постоянного тока инверторного преобразователя [22, 47, 56, 80]. Для учета влияния изменения напряжения питающей сети на выходное напряжение ПЧ амплитуды программных напряжений корректируются по напряжению в цепи постоянного тока ПЧ. Таким образом, для управления АД можно использовать лишь датчик скорости и датчики токов статора.

Вопросам управления АД с использованием датчика скорости посвящено большое количество работ. Поэтому остановимся лишь на системах управления с использованием датчиков скорости, в которых применяются специальные меры по обеспечению робастности [7, 12, 17–44].

Недостатком КВУ является сильная зависимость его показателей качества от постоянной времени роторной цепи. Данное обстоятельство и неизвестность потокосцепления приводят к затягиванию переходных процессов. Это обусловило появление работ [12, 19, 21, 26, 30, 31, 38] по непосредственной оценке постоянной времени или сопротивления роторной цепи без оценки потокосцепления ротора. В работе [30] в КВУ для оценки постоянной времени ротора использована процедура, дающая в качестве побочного продукта оценку потокосцепления ротора. При нали-

ции оценки потокосцепления ротора представляется более рациональным использовать не КВУ, а ПВУ.

Адаптивной оценке потокосцепления ротора и ее использованию для ПВУ посвящено большое количество работ [7, 14, 21, 24, 25, 27, 34–36, 39, 41–44] (см. также библиографию данных работ).

Основным источником погрешности ПВУ является неточность определения опорного вектора (вектора потокосцепления ротора или статора) в статорной системе координат. Для устранения этой неточности широко предлагается использовать адаптивные наблюдатели типа MRAS (Model Reference Adaptive System – адаптивная система с настраиваемой моделью) [22, 27, 29, 34–36, 78], генетические алгоритмы [39], нейронные сети [40–42], нечеткую логику [40, 43, 44], наблюдатели переменной структуры [60, 79]. Для устранения этой же неточности в работе [28] предложено использовать в качестве синхронной системы координат систему координат, связанную не с вектором потокосцепления ротора, а с оценкой вектора потокосцепления ротора с помощью наблюдателя. В работе [20] для этой же цели в качестве синхронной системы координат используется система координат, связанная с вектором статорного тока.

Существуют четыре физические основы для определения скорости ротора:

- использование тахогенераторов или импульсных датчиков угла поворота;
- использование противоЭДС;
- обработка показаний датчиков тока с целью получения частоты пазовых пульсаций или пульсаций, обусловленных магнитным насыщением;
- «впрыскивание» периодических сигналов в напряжение или ток ПЧ.

Применение датчиков скорости вращения ротора позволяет организовать высококачественное и алгоритмически сравнительно простое управление АД. Однако наличие

датчиков скорости существенно ухудшает эксплуатационные характеристики электропривода. В связи с этим в последние два десятилетия уделялось большое внимание разработке алгоритмов векторного управления с использованием лишь датчиков тока и напряжения в сети питания АД или, вообще, с использованием лишь датчиков тока [45–60, 71, 80, 100, 102]. Эта задача намного сложнее по сравнению с управлением при использовании датчиков скорости. Сравнительно простой метод вычисления угловой скорости можно получить на основании [81] с использованием ЭДС АД. Вследствие недостаточной точности простых алгоритмов были разработаны более точные, но более сложные, методы. В них задача решается с помощью различных типов наблюдателей. В работах [45, 54, 60] используются наблюдатели на скользящих режимах. В работе [49] применен наблюдатель потокоцепления статора, с помощью которого можно вычислить скорость ротора. Широкое распространение для оценки потокоцепления и скорости ротора получили системы типа MRAS [46, 48, 50, 56], где используются два векторных уравнения потокоцепления ротора, одно из которых является базовой, а второе – настраиваемой моделями. Близкой к MRAS является система, нашедшая применение в Японии [51]. По сути дела, к системам типа MRAS примыкают адаптивные наблюдатели потокоцепления и скорости [48, 52, 55], где базовой моделью является сам АД, а настраиваемой моделью является наблюдатель тока статора и потокоцепления ротора. В работе [55] для адаптации используется сравнение выходов двух одновременно настраиваемых наблюдателей. Хорошие результаты по оценке скорости были получены с помощью расширенного фильтра Калмана [48, 52]. Однако они связаны со сложными вычислениями. Все перечисленные методы в той или иной степени чувствительны к разбросу параметров электромагнитной цепи АД. В этом отношении представляет интерес определение скорости по роторным пазовым пульсациям тока стато-

ра [48], который, к сожалению, имеет свои недостатки. Предприняты попытки для построения систем управления АД без датчиков скорости с помощью нейронных сетей [46, 52]. Все рассмотренные методы оперируют уравнениями в статорной системе координат. Исключение составляют работы [31, 46, 59], где восстановление вектора состояния осуществляется во вращающейся системе координат, связанной с потокосцеплением ротора.

Для обеспечения робастности систем управления АД и диагностики их работоспособности в публикациях получил распространение регрессионный рекуррентный метод наименьших квадратов [61–66], который позволяет в реальном времени оценивать параметры АД. Более того, в работе [66] получен алгоритм, который, помимо идентификации всех параметров АД, позволяет вычислить угловую скорость его ротора, используя только датчики тока и напряжения статора. Это открывает пути получения высокоточного адаптивного управления АД с помощью измерения только клеммных переменных (напряжений и токов).

Недостатком рассмотренных выше алгоритмов векторного управления являются: 1) большой объем вычислений при прямом и обратном взаимном преобразовании неподвижной и вращающейся систем координат, 2) наличие запаздывания в формировании электромагнитного момента. Для устранения этих недостатков были предложены [67, 68] алгоритмы управления, получившие название Direct Torque Control (DTC) (непосредственное управление моментом и потокосцеплением). Эти идеи в последнее время получили бурное развитие [7, 11, 69–77, 100]. Алгоритмы DTC отличаются простотой (нет преобразования координат и регулирования токовых контуров), робастностью по отношению к неопределенности параметров, высокое быстродействие. Недостатком является наличие пульсаций в электромагнитном моменте и потокосцеплении, что снижает точ-

ность регулирования. Это создает новую проблему в разработке алгоритмов управления.

Как было указано в начале раздела, существенным качеством электродвигателя является его экономичность. Вопросы повышения экономичности АД при скалярном управлении уделено очень большое внимание [16, 81–88]. Оптимизацию энергопотребления можно проводить путем формирования фазовой траектории и реализующего ее управления, при перемещении по которой между двумя точками минимизируется потребляемая электроэнергия [85–89]. Такое управление называется оптимальным в большом. При этом управлении электроприводом минимизируется потребляемая за определенный промежуток времени электроэнергия. Другим путем оптимизации является минимизация потребляемой мощности или какой-либо ее составляющей в каждой точке заданной траектории. Такое управление называется локально оптимальным [81–84].

Оптимальные алгоритмы управления, полученные для скалярного управления, не применимы для векторного управления. Это объясняется разными принципами управления и тем, что оба принципа управления оперируют разными переменными, сложным образом связанными между собой. Кроме того, для упрощения алгоритмов векторного управления в подавляющем большинстве случаев намагничивающую составляющую статорного тока делают постоянной [90–93], что устраняет необходимую для оптимизации степень свободы и не позволяет осуществлять локальную оптимизацию. Поэтому локальной оптимизации по мощности векторного управления посвящено сравнительно мало работ [27, 90–96, 101, 102]. В работе [90] сформулированы условия, при которых можно осуществить оптимизацию. (Не со всеми условиями можно согласиться). В [91] предложен экстремальный поисковый метод путем непосредственного замера потребляемой мощности, что приводит к ухудшению точности управления. Работы [92, 93] по-

священы максимизации электромагнитного момента с учетом ограничений тока и напряжения, которые, однако, не дают аналитического решения. В статье [27] получено простое аналитическое выражение программного изменения потокоцепления ротора в зависимости от электромагнитного момента. В работах [94–96] синтезированы аналитические программные выражения намагничивающей и моментной составляющих тока статора, минимизирующие различные сочетания видов потерь мощности. В отличие от [27], полученные выражения робастны по отношению к неточности знания взаимной индуктивности.

Проведенный анализ показывает, что предложено большое количество разнообразных алгоритмов управления, обладающих различными качествами. Выбор того или иного алгоритма управления должен осуществляться исходя из следующих требований:

- 1) диапазон регулирования скорости;
- 2) точность обработки программных значений скорости;
- 3) работоспособность при малых скоростях;
- 4) время переходного процесса при подаче ступенчатого задающего воздействия;
- 5) старт под нагрузкой;
- 6) робастность (нечувствительность) по отношению к неопределенностям параметров и внешних воздействий;
- 7) минимизация электропотребления как в переходных, так и в установившихся режимах при различных нагрузках;
- 8) минимальное влияние на точность включения и сброса нагрузки;
- 9) быстрота готовности к работе после включения двигателя;
- 10) минимальное количество датчиков;
- 11) минимальный объем вычислений;
- 12) способность восстанавливать свою работоспособность после сбоев в системе или прекращения подачи питания без повторного перезапуска системы.

Сравнение различных алгоритмов управления очень трудоемко. Однако по п. 11 можно дать рекомендации. Поскольку неизвестен весь вектор состояния системы, а также неизвестны значения ряда его параметров, то алгоритмы управления содержат наблюдатели, представляющие собой системы дифференциальных (в микропроцессоре – разностных) уравнений. Некоторые звенья регулятора также описываются системами уравнений. Известно, что объем вычислений пропорционален квадрату порядка решаемой системы уравнений. Поэтому надо стремиться к уменьшению порядка систем уравнений регуляторов и наблюдателей, расщеплению алгоритмов на ряд независимых подсистем или подсистем с односторонними связями. Кроме того, при векторном управлении осуществляется неоднократное преобразование систем координат (неподвижной в подвижную и наоборот по различным переменным). Эти преобразования используют синусные и косинусные функции, вследствие чего требуют большого объема вычислений. Поэтому надо стремиться уменьшить количество преобразований координат.

Наибольшим диапазоном регулирования обладают алгоритмы, использующие для оценки вектора состояния двигателя расширенные фильтр Калмана [175] и наблюдатели Луэнбергера работ [55, 149, 150, 167, 176]. Однако эти алгоритмы обладают большой вычислительной сложностью. Кроме того, устойчивость работы двигателя с этими алгоритмами не гарантирована.

Более подробно техническая сторона публикаций проанализирована в последующих разделах.

1.1. Выводы из раздела 1

Сделанный обзор литературы позволяет наметить следующие направления исследований:

- учет влияния ограничений тока и напряжения в динамике АД;

– получение простых алгоритмов управления, минимизирующих электропотребление с учетом ограничений тока и напряжения;

– обеспечение робастности косвенных методов определения скорости ротора (повышение их точности) по отношению к разбросу параметров системы;

– уменьшение нижней границы рабочего диапазона скоростей ротора АД при управлении без датчиков скорости;

– старт под нагрузкой;

– разработка и исследование методов идентификации параметров АД для диагностики их состояния и выявления неисправностей;

– увеличение быстродействия регуляторов токовых контуров;

– разработка универсального векторного управления обеспечивающего, работоспособность привода во всех режимах работы (двигательном, генераторном, холостого хода) для управления скоростью и положением.

Анализ публикаций по векторному управлению асинхронными двигателями показал:

- для синтеза и анализа совершенно не используются статические характеристики двигателей, широко использовавшиеся для скалярного управления;
- только классические методы автоматического управления не в состоянии обеспечить векторное управление;
- в векторном управлении широко используется современная теория управления, а также интенсивно проводятся исследования для применения высокоинтеллектуальных методов управления, таких как нейронные сети, размытая логика, генетические алгоритмы.

Список литературы 1

1. Козаченко В. Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к

микроконтроллерам / Козаченко В. Ф. // Chip News. – 1999. – № 1(34). – С. 2–9.

2. Браславский И. Я. О возможностях энергосбережения при использовании регулируемых регулируемых асинхронных электроприводов / Браславский И. Я. // Электротехника. – 1998. – № 8. – С. 2–6.

3. Хашимов А. А. Энергосберегающие системы автоматизированного электропривода переменного тока / Хашимов А. А. // Электротехника. – 1995. – № 11. – С. 34–39.

4. Браславский И. Я. Принципы построения микропроцессорной системы управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом насоса / Браславский И. Я., Ишматов З. Ш., Барац Е. И. // Электротехника. – 1998. – № 8. – С. 6–10.

5. Энергосберегающие электроприводы. / В. М., Никитин, А. Д. Поздеев, Ф. И. Ковалев, Г. Н. Шестоперов. // Электротехника. – 1996. – № 4. – С. 52–55.

6. Попович Н. Г. Электромеханические системы автоматизации и задача энергосбережения / Н. Г. Попович, Н. В. Печник. – Харків : Вісник ХДПУ, 2000. – С. 297–300. – (ХДПУ. Збірка наукових праць. Тематичний випуск 113).

7. Современное состояние и тенденции в частотно-регулируемом электроприводе (Краткий аналитический обзор) / [Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, Б. И. Абрамов, Б. И. Моцохейн, С. П. Жижин]. – Электротехника. – 1996. – № 10. – С. 18–28.

8. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANSVECTOR – Regelung von Asynchronmaschinen / Blaschke F. // Siemens-Zeitschrift. – 1971. – 45. – P. 757.

9. Blaschke F. The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines / Blaschke F. // Siemens – Rev. – 1972. – 39. – P. 217–220.

10. Рудаков В. В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / Рудаков В. В., Столяров И. М., Дартау В. А. – Л : Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.

11. Jezernik K. Robust Direct Torque and Flux Vector Control of Induction motor / Jezernik K. // Proc. IECON'98, Germany, Sept., 1998. – 1998. – V. 2. – P. 667–672.

12. Valdenebro L. R. Fuzzy Optimization for Rotor Time Constant Identification of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive / L. R. Valdenebro, B Edson // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept., 1999. – 1999. – P. 504–509.

13. Analysing a CSI – Fed Field Oriented Controlled Induction Motor Using a New Simulation Package CASED / [Kleinhans C. E., Diana G., Harley R. G. and al.]. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 1. – P. 192–197.

14. Synthesis and Digital Implementation of Reduced Order Rotor Flux Observer for IM Drive / A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, A. Pisano // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept., 1999. – 1999. – P. 729–734.

15. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным электродвигателем / Пересада С. М. // Техническая электродинамика. – 1999. – № 3. – С. 27–31. – (Часть 1. Проблема векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы).

16. Шрейнер Р. Т. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора / Р. Т. Шрейнер, В. А. Поляков // Электротехника. – 1998. – № 2. – С. 23–29.

17. H_∞ Controllers Design for Robust Field Oriented Asynchronous Machines in Distributed Enviroment / G. Clerc, D. Chouiter, P. Auriol, J. M. Retif // Preprints of Conference on Control of Industrial Systems, France, Belfort, May, 1997. – 1997. – V. 3/3. – P.114–119.

18. Identification for a Field-Oriented Control Design of an Asynchronous Machine / [C. Millet, D. Leroux, Y. Li,

B. Feuvrie, C. Bergmann]. – Preprints of Conference on Control of Industrial Systems, France, Belfort, May, 1997. – 1997. – V. 1/3. – P. 718–723.

19. Minh Ta-Cao. Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives / Ta-Cao Minh, Le-Huy Hoahg // Proc. IECON'98, Germany, Sept., 1998. – 1998. – P. 303–308.

20. Krzeminski Z. Application of Observer System to Nonlinearly Controlled Induction Motor Fed by Voltage Source Inverter / Krzeminski Z. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept., 1994. – 1994. – V. 1. – P. 311–315.

21. Recursive Rotor Resistance Adaptation Algorithm for Induction Motor Control / Gyu-Sik Kim, Jae-Yoon Kim, Ju-Yeop Choi, Ick Choy. // Proc. IECON'98, Germany, Sept., 1998. – 1998. – P. 883–887.

22. Torque Control of Induction Machine by Vector Approximation with Parameter Adaptation Based on MRAS / Kozo Ide, Zhi-Guo Bai, Zi-Jiang Yang and Teruo Tsuji // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept., 1994. – 1994. – V. 1. – P. 281–286.

23. Пересада С. М. Робастное управление в следящем асинхронном электроприводе / Пересада С. М. // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков : ХГПУ, 1998. – С. 117–120. – (Вестник ХГПУ. Специальный выпуск).

24. Marino R. On-Line Stator and Rotor Resistance Estimation for Induction Motors / Marino R., Peresada S., Tomei P. // IEEE Trans. Control Syst. Technol. – 2000. – V. 8, № 3. – P. 570–579.

25. Marino R. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance / Marino R., Peresada S., Tomei P. // IEEE Trans. Automatic Control. – 1999. – V. 44, № 5. – P. 967–983.

26. Kanokvate Tungpimolrut. A Robust Rotor Time Constant Estimation Method for Vector Control of Induction Motor Under Any Operating Conditions / Kanokvate Tungpimolrut,

Fang-Zheng Peng, Tadashi Fukao // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 1. – P. 275–280.

27. A Determining Method of Flux Level for Deadbeat Flux Level Controlled Direct-Field-Oriented Induction Motors Using Adaptive Flux Observer / Tetsuo Yamada, Kouki Matsuse, Masahiko Tsukakoshi and Li-pei Huang. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – P. 287–292.

28. Khalil H. K. and Strangas E. G. Robust Speed Control of Induction Motors Using Position and Current Measurements / H. K. Khalil, E. G. Strangas // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1996. – V. 41, № 8. – P. 1216–1220.

29. Wang Wen-Jieh. A New Composite Adaptive Speed Controller for Induction Motor Based on Feedback Linearization / Wen-Jieh Wang, Chun-Chieh Wang // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1998. – V. 13, № 1. – P. 1–6.

30. Valdenebro L. R., Edson Bim. Fuzzy Optimization for Rotor Time Constant Identification of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive / L. R. Valdenebro, Bim Edson // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. 1999. – 1999. – P. 504–509.

31. Mueller K. Efficient T_R Estimation in Field Coordinates for Induction Motors / Mueller K. // In the same Proc. – P. 735–741.

32. Seleme Jr. S. I. Discrete Time State Observer and Torque Estimator of Induction Motors with Parameter Perturbation Rejection / Jr. S. I. Seleme, A. do Prado // Preprints of NOLCOS '98, Netherlands, Enschede, July 1998. – 1998. – V. 3/3. – P.720–725.

33. Bazanella S. Robustness Margins for Indirect Field-Oriented Control of Induction Motors / S. Bazanella, R. Reginatto // IEEE Trans. Automat. Contr. – 2000. – V. 45, № 6. – P. 1226–1231.

34. Marino R. On-Line Rotor Resistance Estimation for Induction Motors / Marino R., Peresada S., Tomei P. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 2137–2142.

35. Induction Motor Drive Parameters Identification / [Attaianese C., Damiano A., Gatto G., Marongiu I., Perfetto A.] // IEEE Trans. on Power Electronics. – 1998. – V. 13, № 6. – P. 1112–1121.

36. Управление асинхронным двигателем с адаптацией с изменяющейся электромагнитной постоянной времени ротора / Ч. Аттаианесе, А. Дамиано, И. Марониу, А. Пер-фетто // Электротехника. – 1996. – № 7. – С. 29–31.

37. A Simulation Framework for Flux Estimation and Vector Control of Induction Machines / L. F. A. Pereira, J. F. Hafner, E. M. Hemerly, H. A. Grundling // Proc. IECON'98, Germany, Sept. – 1998. – P. 1587–1591.

38. Ba-razzouk A. Real Time Implementation of a Rotor Time-Constant Online Estimation Scheme / Ba-razzouk A., Cheriti A., Rajagopalan V. // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – PE–15.

39. Franceschini G. A Genetic Algorithm Approach to Design Flux Observer for Induction Servo Motors / Franceschini G., Piazzi A., Tassoni C. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 2132–2136.

40. Chen T. C. Design of a Neural Fuzzy Controller for Induction Motor Speed Control / T. C. Chen, C. Y. Liaw. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 1. – P. 611–616.

41. Marino P. Linear Quadratic State Feedback and Robust Neural Network Estimator for Field-Oriented-Controlled Induction Motors / P. Marino, M. Milano, F. Vasca // IEEE Trans. on Indust. Electron. – 1999. – V. 46, № 1. – P. 150–161.

42. Hopfield Neural Network Based Identification and Control of Induction Motor Drive System / Lei Wang, Guo-xing Zhou, Yun-shi Xiao, Qi-di Wu // Proc. of the 14th IFAC World Congr., 1999. – 1999. – Paper № I – 3b – 03 – 4.

43. Lopez-Toribio C. J. Supervisory Takagi-Sugeno Fuzzy Fault-Tolerant Control of a Rail Traction Sytem / Lopez-Toribio C. J., Patton R. J., Daley S. // Proc. of the 14th IFAC World Congr., 1999. – 1999. – Paper № P – 7e – 03 – 4.

44. Xi Fu. The Self-Adaptive SMVS-F Control System for Induction Motor / Xi Fu, Ying Li, Xiuhua Li // Proc. of the 14th IFAC World Congr., 1999. – 1999. – Paper № I – 3b – 01 – 04.

45. Изосимов Д. Б. Многосвязный нелинейный идентификатор состояния асинхронного двигателя на скользящих режимах / Изосимов Д. Б. // Проблемы управления многосвязными системами. – М. : Наука, 1983. – С. 133–139.

46. Schroder D. Neural-Net Based Observers for Sensorless Drives / Schroder D., Schaffner C. and Lenz U. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1599–1610.

47. A Polar Coordinate-Oriented Method of Identifying Rotor Flux and Speed of Induction Motors without Rotational Transducers / Ho-Sun Yoo, In-Joong Ha, Sang-Hoon Lee, Sung-Jung Yoon, Yo Ko. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 2116–2121.

48. Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives / Ilas C., Bettini A., Ferraris L., Griva G., Profumo F. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1579–1588.

49. Marchesoni M. A Simple Approach to Flux and Speed Observation in Induction Motor Drives / Marchesoni M., Segarich P., Soressi E. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – V. 1. – P. 305–310.

50. Tung-Hai Chin. Approaches for Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor / Tung-Hai Chin. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1616–1620.

51. Ichiro Miyeshita. Recent Industrial Application of Speed Sensorless Vector Control in Japan / Ichiro Miyeshita, Akio Imanayida, Takashi Koga // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1573–1578.

52. Hisao Kubota. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer / Kouki Matsuse // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1611–1615.

53. Сакае Ямамура. Спирально-векторная теория электрических машин переменного тока / Сакае Ямамура // Электротехника. – 1996. – № 10. – С. 7–15.

54. Castro-Linares R. A Reduced Order Nonlinear Controller-Observer Scheme for the Control of Induction Motors / Castro-Linares R., Alvares-Gallegos Jm., Vasques-Lopez V. // Preprints of the 4th IFAC Symp. NOLCOS'98. – 1998. – V. 2. – P. 303–308.

55. Ahn Kwon Young. A Novel MRAS Based Speed Sensor Less Control of Induction Motor / Young Ahn Kwon and Dae Won Jin. // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – PE – 15.

56. ASIC-Based Tachometer Without Mechanical Transducer for Induction Machines / [J. L. Mora, J. N. Tombs, R. Pachon, A. Torralba, M. Barranco and L. G. Franquelo] // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – SP – 2.

57. Cyril Spiteri Staines. A Periodic Burst Injection Method for Deriving Rotor Position in Saturated Cage-Salient Induction Motors without a Shaft Encoder / Cyril Spiteri Staines, Greg M. Asher and Keith J. Bradley // IEEE Trans. on Industry Applications. – 1999. – V. 35, № 4 – P. 851–858.

58. Lazhar Ben-Brahim. Speed Control of Induction Motor without Rotational Transducers / Lazhar Ben-Brahim, Susumu Tadakuma and Alper Akdag. // IEEE Trans. on Industry Applications. – 1999. – V. 35, № 4 – P. 844–848.

59. Калашников В. И. Глубоко регулируемые системы векторного управления. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. / В. И. Калашников, В. В. Булахов. – Харьков : ХДПУ, 2000. – С. 85–86. – (Вестник ХГПУ. Вып. 113).

60. Краснова С. А. Каскадный синтез асимптотических наблюдателей состояния асинхронного бездатчикового электропривода / С. А. Краснова, В. А. Уткин // Труды Международной конференции «Идентификация систем и задачи управления» (SICPRO'2000). – М. : ИПУ, 2000.

61. Real-Time Estimation of Induction Motor Parameters by LSE / [Dell' Aquila A., V. Giliberti, F. S. Lovecchio, L. Salvatore.] // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 2127–2131.

62. Identification for a Field-Oriented Control Design of an Asynchronous Machine / [C. Millet, D. Leroux, Y. Li, B. Feuvrie, C. Bergmann] // Conf. on Control of Industrial Systems. – 1997. – V. 1/3. – P. 713–723. – (Preprints of IFIB/IFAC/IMACS).

63. Pedro J. R. de Oliveira. Parameter Estimation of an Induction Machine Using a Continuous Time Model / Pedro J. R. de Oliveira, Zelia M. A. Peixoto // Proc. IECON '98, Germany, Sept. – 1998. – P. 292–296.

64. Self-Commissioning for Voltage-Referenced Voltage-Fed Vector Controlled Induction Motor Drives / F. Barrero, J. Rerez, R. Millan and L. G. Franquelo // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – SP – 2.

65. Steven R. Shaw. Identification of Induction Motor Parameters from Transient Stator Current Measurements / Shaw Steven R. and Leeb Stiven B. // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 1999. – V. 46, № 1. – P. 139–149.

66. Потапенко Е. Е. К вопросу идентификации параметров и восстановления вектора состояния асинхронного двигателя / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко // Вісник ХДПУ. – Харків : ХДПУ. – С. 82–84. – (Збірка наукових праць. Тематичний випуск 61).

67. Takahashi I. A Novel Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor / I. Takahashi and T. Noguchi // IEEE Trans. Industry Application. – 1986. – V. IA – 22, № 5. – P. 820–827.

68. Depenbrock M. Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine / Depenbrock M. // IEEE Trans. Power Electronics. – 1988. – V. 3, № 4. – P. 420–429.

69. Walczynya A. M. Problems of Application of Direct Flux and Torque Control Methods to High Power VSI-Fed Drives Op-

erating at Low Speed / Walczynna A. M. // Proc. IECON '94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 1. – P. 293–298.

70. Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines / D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 1. – P. 299–304.

71. Jezernik K. Speed Sensorless Torque Tracking Control of Induction Motor / Jezernik K., Rodic M., Drevensek D. // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – Report № 00223.

72. Hoang Le-Huy. Behavioral Modeling and Simulation of a Direct-Torque-Control Induction Motor Drive Using PSPICE / Hoang Le-Huy // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – PE – 18.

73. Perelmuter V. A Simplified Modeling of Induction Motor Drives with Direct Torque Control / Perelmuter V. A. – In Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – P. 486–491.

74. On Hibrid Control of Nonlinear Systems under Slow Sampling: Application to Induction Machines / H. Ludvigsen, R. Ortega, P. Albertos and O. Egeland // Proc. NOLCOS'99. – 1999. – V. 2. – P. 309–314.

75. Kang Jun-Koo. New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency / Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul // IEEE Trans. Industry Applications. – 1999. – V. 35, № 5. – P. 1076–1082.

76. Enlarging Switching Frequency in Direct Torque-Controlled Inverter by Means of Dithering / Toshihiko Noguchi, Masaki Yamamoto, Seiji Kondo and Isao Takahashi // IEEE Trans. on Industry Applications. – 1999. – V. 35, № 6. – P. 1358–1366.

77. Vectorial Control Torque: A Novel Approach to Torque and Flux Control of Induction Motor Drives / Ciro Attaianese, Vito Nardi, Aldo Perfetto and Giuseppe Tomasso // IEEE Trans. on Industry Applications. – 1999. – V. 35, № 6. – P. 1399–1405.

78. A Simple Online Estimation Method of Rotor Resistance for Induction Motor Using MRAC / Yang Qiu, Lipei Huang, Bing Bai, Zhiyun Xue // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – SP – 2.

79. Jezernik K. VSC Robust Control of an IM Servodrive / K. Jezernik, V. Volcanjk // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 1. – P. 627–632.

80. The Realization of a Novel Speed-Sensorless Induction Motor Drive / Z. Janda, M. Jankovic', J. Bebic', S. Vukosavich', V. Vuckovich' // Proc. IECON '94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1621–1626.

81. Seung Ki Sul. A Novel Technique for Optimal Efficiency Control of a Current-Source Inverter-Fed Induction Motor / Seung Ki Sul and Min ho Park // IEEE Trans. on Power Electronics. – 1988. – V. 3, № 2. – P. 192–198.

82. Сандлер А. С. Автоматическое частичное управление асинхронными двигателями / А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. – М. : Энергия, 1974. – 328 с.

83. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / Булгаков А. А. – М. : Энергоиздат, 1982. – 216 с.

84. Kusko A. Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives / A. Kusko and D. Galler // IEEE Trans. on Industry Applications. – 1983. – V. 19, № 4. – P. 561–570.

85. Петров Ю. П. Оптимальное управление электрическим приводом. / Петров Ю. П. – М. ; Л. : Госэнергоатомиздат, 1961. – 187с.

86. Петров Ю. П. Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву / Петров Ю. П. – Л. : Энергия, 1971. – 144 с.

87. Абдулаев Н. Д. Теория и методы проектирования оптимальных регуляторов. / Н. Д. Абдулаев, Ю. П. Петров. – Л. : Энергоатомиздат, 1985. – 240 с.

88. Петров Ю. П. Синтез оптимальных систем управления при не полностью известных возмущающих силах / Петров Ю. П. – Л. : Издательство Ленингр. ун-та, 1987. – 292 с.
89. Canudas de Wit C. Optimal Torque Control for Current-Fed Induction Motors / de Wit C. Canudas and Ramirez J. // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1999. – V. 44, № 5. – P. 1084–1089.
90. Энергетически эффективные алгоритмы управления асинхронными двигателями электромеханических систем / Н. Г. Попович, С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, С. В. Король // Вісник ХДПУ. Збірка наукових праць. Тематичний випуск 113. – Харків : ХДПУ, 2000. – С. 25–29.
91. Kirschen D. S. Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive / Kirschen D. S., Novotny D. W., Lipo T. A. // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1987. – V. 2, № 1. – P. 70–75.
92. Sang-Hoon Kim. Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an Induction Machine in the Field Weakening Region / Sang-Hoon Kim, Seung-Ki Sul // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 1. – P. 599–604.
93. Novotnak R. T. High-Performance Motion Control of an Induction Motor with Magnetic Saturation / Novotnak R. T., Chiasson J. and Bodson M. // IEEE Trans. on Control Systems Technology. – 1999. – V. 7, № 3. – P. 315–327.
94. Потапенко Е. Е. Энергосберегающее робастное управление асинхронными приводами / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко // Механіка та машинобудування. – 1999. – № 1. – С. 106–111.
95. Потапенко Е. Е. Синтез экстремального робастного управления асинхронным приводом / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. – 2000. – Ч. 6. – С. 34–37.
96. Бичай В. Г. Робастное экстремальное управление асинхронным приводом / Бичай В. Г., Потапенко Е. Е., По-

тапенко Е. М. // Автоматика–2000. Міжнародна конференція з автоматичного управління : праці у 7 томах. Т. 5. – Львів : ДНДІП, 2000. – С. 27–31.

97. Грузов В. Л. Анализ и оптимизация алгоритмов управления в частотно регулируемых электроприводах с инверторами напряжения / Грузов В. Л., Красильников А. Н., Машкин А. В. // Электротехника. – 2000. – № 4. – С. 15–20.

98. Панкратов В. В. Оптимизация алгоритмов векторного управления асинхронным электроприводом на основе методов непрерывной иерархии / В. В. Панкратов, О. В. Нос // Электричество. – 2000. – № 6. – С. 48–53.

99. Изосимов Д. Б. Новые подходы к синтезу цифрового управления в электроприводах переменного тока / Изосимов Д. Б. // Приводная техника. – 1997. – № 4. – С. 8–14 ; № 5. – С. 14–19.

100. Rodic M. Torque Trajectory Controller for Induction Motor / M. Rodic, K. Jezernik // Proc. IECON'99 Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – P. 641–646.

101. Toshihiko Noguchi. Core Loss Compensation of Direct Field-Oriented Induction Motor Incorporating Robust Parameter Identification / Toshihiko Noguchi and Daichi Hiraishi. // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – Report № 00045.

102. Sung-Don Wee. Stator Flux-Oriented Vector Control of Induction Motors Considering Iron-Loss / Sung-Don Wee, Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – Report № 00226.

Раздел 2

УРАВНЕНИЕ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

2.1. Вывод уравнений движения

Для всестороннего исследования работы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД) потребуются различные формы уравнений его движения. Обычно для упрощения уравнения движения трехфазного АД приводятся к уравнениям эквивалентного двухфазного АД. Этот переход неоднозначен. Поэтому применяют различные критерии эквивалентности. В качестве таковых наиболее часто используются 2 критерия:

- 1) равенство потребляемых мощностей трехфазного и эквивалентного двухфазного АД,
- 2) равенство фазных токов и напряжений в трехфазном и двухфазном АД.

Эти случаи отличаются постоянными коэффициентами пропорциональности между фазными переменными и потребляемыми мощностями. При обратном переходе от модели двухфазного АД к трехфазной модели отличие исчезает. В данной работе будет использоваться критерий равенства потребляемых мощностей.

Пусть x_a , x_b , x_c – переменные (токи, напряжения, потокоцепления) каждой из фаз статора. С учетом сдвига фаз на 120° эти переменные можно представить в виде трех векторов с результирующим вектором. Этот результирую-

щий вектор можно разложить на две составляющие x_a , x_b вдоль осей ортогональной системы координат (α, β) , жестко связанной со статором двигателя. Если переменные подчиняются зависимости

$$x_a + x_b + x_c = 0, \quad (2.1)$$

то имеют место следующие соотношения [1]:

$$x_a = \sqrt{\frac{3}{2}} x_a, \quad x_b = \frac{1}{\sqrt{2}} (x_a + 2x_b); \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} x_a &= \sqrt{\frac{2}{3}} x_a, \quad x_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} x_a + \frac{\sqrt{3}}{2} x_b \right) \\ x_c &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} x_a + \frac{\sqrt{3}}{2} x_b \right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

В общем случае при

$$x_a + x_b + x_c \neq 0 \quad (2.4)$$

имеют место соотношения [1]

$$\begin{aligned} x_a &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_a - \frac{1}{2} x_b - \frac{1}{2} x_c \right), \quad x_b = \frac{1}{\sqrt{2}} (x_b - x_c), \\ x_0 &= \frac{1}{\sqrt{3}} (x_a + x_b + x_c); \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} x_a &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_a + \frac{\sqrt{2}}{2} x_0 \right), \quad x_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} x_a + \frac{\sqrt{3}}{2} x_b + \frac{\sqrt{2}}{2} x_0 \right) \\ x_c &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} x_a - \frac{\sqrt{3}}{2} x_b + \frac{\sqrt{2}}{2} x_0 \right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Следует заметить, что значения численных коэффициентов в выражениях (2), (3), (5), (6) зависят от значения выбранного согласующего коэффициента между переменными

трехфазного и эквивалентного двухфазного двигателей. В нашем случае согласующий коэффициент отвечает инвариантности мощностей трехфазного и эквивалентного двухфазного двигателей.

При получении требуемых уравнений работы за основу берутся уравнения (2–28), (2–32)–(2–34) работы [1], записанные в произвольно вращающейся со скоростью w_k ортогональной системе координат (u, v) в виде

$$\begin{aligned} u_u &= R_s i_{su} + p y_{su} - w_k y_{sv}, \\ u_v &= R_s i_{sv} + p y_{sv} + w_k y_{su}, \\ 0 &= R_r i_{ru} + p y_{ru} - (w_k - n w) y_{rv}, \\ 0 &= R_r i_{rv} + p y_{rv} + (w_k - n w) y_{ru}; \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} y_{su} &= L_s i_{su} + L_m i_{ru}, & y_{sv} &= L_s i_{sv} + L_m i_{rv}, \\ y_{ru} &= L_r i_{ru} + L_m i_{su}, & y_{rv} &= L_r i_{rv} + L_m i_{sv}. \end{aligned} \quad (2.8)$$

В (7), (8) индексы « s » и « r » указывают на статор и ротор; « u », « v » – на принадлежность проекции вектора определенной оси; u – напряжение статора; L_m – взаимная индуктивность ротора и статора; i , ψ , R , L – ток, потокосцепление, сопротивление и собственная индуктивность, n – количество пар полюсов; ω – угловая скорость ротора, p – оператор дифференцирования, ω_k – скорость вращения системы координат (u, v) .

Представим соотношения (7), (8) в векторно-матричном виде. Для этого введем обозначения

$$\begin{aligned} u &= \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix}, \quad y_s = \begin{bmatrix} y_{su} \\ y_{sv} \end{bmatrix}, \quad y_r = \begin{bmatrix} y_{ru} \\ y_{rv} \end{bmatrix}, \\ E &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.9)$$

с учетом которых уравнения (7), (8) записываются в виде

$$\begin{aligned} u &= R_s i_s + p y_s + w_k J y_s, \\ p y_r &= -R_r i_r - (w_k - n w) J y_r; \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$y_s = L_s i_s + L_m i_r, \quad y_r = L_r i_r + L_m i_s. \quad (2.11)$$

Из (11)

$$i_r = \frac{1}{L_r} (y_r - L_m i_s), \quad y_r = \frac{L_r}{L_m} (y_s - s L_s i_s). \quad (2.11')$$

В соответствии с работами [2–5] будет приниматься

$$\{L_s L_m^{-1}, L_r L_m^{-1}, L_s L_r^{-1}\} = \text{const}. \quad (2.12)$$

При векторном управлении в уравнениях движения обычно используют один из трех векторов потокосцеплений:

- 1) вектор потокосцепления ротора,
- 2) вектор потокосцепления статора,
- 3) вектор намагничивающего потока.

В данной работе будут рассмотрены, как наиболее распространенные, только первые 2 случая.

2.1.1. Уравнения относительно потокосцепления ротора

Исключая из (10) с помощью (11) y_s и i_r , получим

$$p y_r = \left[u - R_s i_s - s p (L_s i_s) - w_k J \left(\frac{L_m}{L_r} y_r + s L_s i_s \right) \right] \frac{L_r}{L_m}, \quad (2.13)$$

$$p y_r = - \left[\frac{E}{T_r} + (w_k - n w) J \right] y_r + \frac{L_m}{T_r} i_s. \quad (2.14)$$

В (13), (14) приняты следующие определения для коэффициента рассеяния (s) и постоянной времени ротора T_r :

$$s = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad (2.15)$$

причем в соответствии с [2–5]

$$S = \text{const} \leq 0,2. \quad (2.16)$$

Приравнивая правые части в (13), (14), найдем

$$\begin{aligned} sp(L_s i_s) = & - \left[R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right] i_s - \\ & - w_k s L_s J i_s + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{E}{T_r} - n w J \right) y_r + u. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Получим выражение противоЭДС АД e . Сопоставляя уравнение (4) работы [6] с уравнением (13), можно записать

$$e = u - R_s i_s - \sigma p (L_s i_s) - \omega_k \sigma L_s J i_s = \frac{L_m}{L_r} (p \psi_r + \omega_k J \psi_r). \quad (2.18)$$

Соотношения (18) при $\omega_k = 0$ совпадают с аналогичными соотношениями работ [7, 8, 9]. Подстановка $p \psi_r$ из (14) во второе равенство (18) дает

$$e = \frac{L_m}{L_r} \left(n w J - \frac{E}{T_r} \right) y_r + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 i_s. \quad (2.19)$$

Следует отметить, что выражение (19), хотя и является общим для всех систем координат, не зависит от скорости вращения системы координат.

Далее потребуются уравнения работы АД, записанные в статорной системе координат (α, β) и синхронной системе координат (d, q) , связанной с вектором потокоцепления ротора y_r . Для получения уравнений в системе координат (α, β) в уравнениях (13), (14), (17)–(19) следует положить

$$w_k = 0, \quad u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix}, \quad i_s := i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}, \quad y_r := y = \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \end{bmatrix}, \quad (2.20)$$

в результате чего будем иметь

$$pY = [u - R_s i - S p(L_s i)] \frac{L_r}{L_m}, \quad (2.21)$$

$$pY = \left(nWJ - \frac{E}{T_r} \right) Y + \frac{L_m}{T_r} i, \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} S p(L_s i) = & - \left[R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right] i + \\ & + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{E}{T_r} - nWJ \right) Y + u, \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$e = u - R_s i - S p(L_s i) = \frac{L_m}{L_r} pY, \quad (2.24)$$

$$e = \frac{L_m}{L_r} \left(nWJ - \frac{E}{T_r} \right) Y + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 i. \quad (2.25)$$

Для получения уравнений работы АД в синхронной системе координат (d, q) , связанной с вектором потокоосцепления ротора Y_r и вращающейся со скоростью ω_0 , в уравнениях (13), (14), (17)–(19) следует положить

$$w_k = w_0, \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, \quad i_s := i = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad Y_r := Y = \begin{bmatrix} Y_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

(предполагается, что ось d совпадает с вектором потокоосцепления, вследствие чего $Y_q \equiv 0$). В результате будем иметь

$$pY = \left[u - R_s i - S p(L_s i) - w_0 J \left(\frac{L_m}{L_r} Y + S L_s i \right) \right] \frac{L_r}{L_m}, \quad (2.27)$$

$$pY = - \left[\frac{E}{T_r} + (w_0 - nW)J \right] Y + \frac{L_m}{T_r} i, \quad (2.28)$$

$$s p(L_s i) = - \left[R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right] i - w_0 s L_s J i + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{E}{T_r} - nWJ \right) Y + u, \quad (2.29)$$

$$e = u - R_s i - s p(L_s i) - w_0 s L_s J i = \frac{L_m}{L_r} (pY + w_0 JY), \quad (2.30)$$

$$e = \frac{L_m}{L_r} \left(nWJ - \frac{E}{T_r} \right) Y + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 i. \quad (2.31)$$

С учетом выражения J из (9) и того, что $Y_q \equiv 0$, из матричного уравнения (28) следует

$$Y_d = - \frac{1}{T_r} Y_d + \frac{L_m}{T_r} i_d, \quad (2.32)$$

$$w_0 - nW := w_{sl} = \frac{L_m i_q}{T_r Y_d}, \quad (2.33)$$

где через w_{sl} обозначено абсолютное скольжение ротора относительно синхронной системы координат (d, q) .

Между проекциями систем координат (α, β) и (d, q) имеют место следующие соотношения:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = A_{sf} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} = A_{fs} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix},$$

$$A_{sf} = A_{fs}^T = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

Здесь ρ – угол поворота системы координат (d, q) относительно системы (α, β) , поэтому можно записать

$$w_0 = \mathfrak{w} \quad (2.35)$$

В соответствии с выражением (2–38) работы [1] в базе (u,v) электромагнитный момент АД определяется выражением

$$m = nL_m (i_{sv} i_{ru} - i_{su} i_{rv}). \quad (2.36)$$

С помощью соотношений в последней строке (8) получим

$$m = n \frac{L_m}{L_r} (y_{ru} i_{sn} - y_{rn} i_{su}). \quad (2.37)$$

В частности, в проекциях на оси статорной и синхронной систем координат с учетом (20) и (26) выражение (37) примет следующие виды:

$$m = n \frac{L_m}{L_r} (y_a i_b - y_b i_a) = n \frac{L_m}{L_r} i^T J y, \quad (2.38)$$

$$m = n \frac{L_m}{L_r} y_d i_q. \quad (2.39)$$

При получении (39) учитывалось, что $y_q \equiv 0$. Простое выражение электромагнитного момента получается также при использовании вращающейся системы координат, связанной с вектором статорного тока, так как $i_{su} \equiv 0$. Тогда из (37)

$$m = n \frac{L_m}{L_r} y_{ru} i_{sn}. \quad (2.40)$$

Следует обратить внимание на то, что во многих работах в выражениях, аналогичных выражениям (36)–(40), в правых частях стоит множитель 3/2. Это связано с выбором коэффициента эквивалентности между трехфазным и эквивалентным двухфазным АД. В данной работе, как и в работе [1], коэффициент выбран из условия равенства мощностей трехфазного и двухфазного АД с эквивалентными токами и напряжениями.

2.1.2. Уравнения относительно потокоцепления статора

В некоторых случаях удобнее представить уравнение работы АД не относительно потокоцепления ротора, а относительно потокоцепления статора. Для этого из уравнений (10) с помощью соотношений (2.11')

$$\begin{aligned} i_r &= L_m^{-1}(y_s - L_s i_s), \\ y_r &= \frac{L_r}{L_m}(y_s - s L_s i_s) \end{aligned} \quad (2.41)$$

необходимо исключить i_r и y_r . Тогда

$$p y_s = -R_s i_s - w_k J y_s + u, \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} p y_s &= s p(L_s i_s) - \frac{1}{T_r} y_s - \\ &- (w_k - n w) J (y_s - s L_s i_s) + \frac{L_s}{T_r} i_s. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Приравнявая правые части в (42), (43), получим

$$\begin{aligned} s p(L_s i_s) &= - \left(R_s + R_r \frac{L_s}{L_r} \right) i_s - (w_k - n w) s L_s J i_s + \\ &+ \left(\frac{E}{T_r} - n w J \right) y_s + u. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Выражение противоЭДС (18) остается справедливым и для данного случая.

В дальнейшем потребуются уравнения работы АД, записанные в статорной системе координат (a, b) и синхронной системе координат (k, \mathbf{l}) , связанной с вектором потокоцепления \bar{y}_s . Для получения уравнений в системе координат (a, b) в уравнениях (42)–(44) следует положить

$$w_k = 0, \quad u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix}, \quad i_s = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix}, \quad y_s = \begin{bmatrix} y_{sa} \\ y_{sb} \end{bmatrix}, \quad (2.45)$$

в результате чего будем иметь

$$p y_s = u - R_s i_s = e_s, \quad (2.46)$$

где e_s – ЭДС статора.

$$p y_s = s p(L_s i_s) + \frac{L_s}{T_r} i_s - \frac{1}{T_r} y_s + n w J(y_s - s L_s i_s), \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} s p(L_s i_s) = & - \left(R_s + R_r \frac{L_s}{L_r} \right) i_s + n w s L_s J i_s + \\ & + \left(\frac{E}{T_r} - n w J \right) y_s + u. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Для получения уравнений работы АД в синхронной системе координат $(k, \mathbf{1})$, связанной с вектором потокоцепления \bar{y}_s , вращающимся со скоростью w_s , в уравнениях (42)–(44) следует положить

$$w_k = \mathbf{\bar{w}}_s := w_s, \quad u = \begin{bmatrix} u_k \\ u_1 \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_{sk} \\ i_{s1} \end{bmatrix}, \quad y_s = \begin{bmatrix} y_{sk} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

(предполагается, что ось k совпадает с вектором потокоцепления \bar{y}_s , вследствие чего $y_{s1} \equiv 0$). В результате будем иметь

$$p \begin{bmatrix} y_{sk} \\ 0 \end{bmatrix} = u - R_s i_s - w_s \begin{bmatrix} 0 \\ y_{sk} \end{bmatrix}, \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} p \begin{bmatrix} y_{sk} \\ 0 \end{bmatrix} = & s p(L_s i_s) - \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} y_{sk} \\ 0 \end{bmatrix} - (w_s - n w) \times \\ & \times \left(\begin{bmatrix} 0 \\ y_{sk} \end{bmatrix} - s L_s \begin{bmatrix} -i_{s1} \\ i_{sk} \end{bmatrix} \right) + \frac{L_s}{T_r} i_s, \end{aligned} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} s p(L_s i_s) = & - \left(R_s + R_r \frac{L_s}{L_r} \right) i_s - (w_s - n w) s L_s J i_s + \\ & + \left(\frac{E}{T_r} - n w J \right) y_s + u. \end{aligned} \quad (2.52)$$

Уравнение (50) дает

$$y_{sk} = \frac{1}{p} (u_k - R_s i_{sk}) = \frac{1}{w_s} (u_1 - R_s i_{s1}),$$

откуда

$$w_s = (u_1 - R_s i_{s1}) y_{sk}^{-1}. \quad (2.52')$$

Уравнение (51) позволяет записать

$$w_s - n w = \frac{L_s (s T_r p + 1) i_{s1}}{T_r (y_{sk} - s L_s i_{sk})}. \quad (2.52'')$$

Подставляя второе выражение из (41) во второе равенство в (38), можно записать

$$m = n (y_{sa} i_b - y_{sb} i_a) = n i^T J y_s. \quad (2.53)$$

Из второго равенства в (53) с учетом (49) следует

$$m = n y_{sk} i_1. \quad (2.54)$$

Для прямого управления моментом и потокосцеплением представляет интерес следующее выражение электромагнитного момента:

$$m = n \frac{L_m}{s L_s L_r} \bar{y}_r \times \bar{y}_s.$$

2.2. Учет влияния переменности температуры и магнитного насыщения

В процессе работы АД его параметры могут претерпевать существенные изменения. Так, сопротивления R_s , R_r могут на $\pm 50\%$ меняться относительно их номинальных

значений. В работах [10, 11] использована физически понятная гипотеза о равенстве температуры всех обмоток, вследствие чего принято

$$R_s = R_{s0}(1 + b\Delta T), \quad R_r = R_{r0}(1 + b\Delta T),$$

$$\frac{R_s}{R_r} = \frac{R_{s0}}{R_{r0}} = \text{const}, \quad (2.55)$$

где R_{s0} , R_{r0} – номинальные значения сопротивлений при температуре $T_0 = 25^\circ\text{C}$, b – температурный коэффициент сопротивления, ΔT – отклонение температуры от ее значения T_0 .

Помимо сопротивлений, сильным изменениям вследствие эффекта насыщения магнитной цепи АД подвержены его индуктивности. Существуют несколько методов описания насыщения магнитной цепи: кусочная линеаризация [3, 4, 12], табличное описание [2], использование зависимости $y = A \arctg(Bi_m)$ [13–15], где y – потокосцепление, i_m – ток намагничивания, A и B – константы [16, с. 637]. Кусочная линеаризация дает простые зависимости, но годится только в случае работы АД в стационарном режиме. Табличное описание можно использовать как в стационарных, так и переходных режимах, но оно не позволяет получить аналитические зависимости. Использование функции $\arctg x$ позволяет достаточно точно воспроизводить процесс магнитного насыщения как в стационарных, так и нестационарных режимах, но вследствие сложности функции $\arctg x$ не позволяет без аппроксимации этого выражения получить аналитические результаты оптимизации. Аппроксимация же приводит к потере точности. Кроме того, последний метод позволяет получить зависимость индуктивностей от потокосцепления, а не от тока намагничивания, что создает дополнительные трудности в получении аналитических результатов.

В соответствии с [17] ток намагничивания $i_m = y_m L_m$, $y_m \equiv y_d$. Тогда согласно (32) и [15] имеем

$T_{r_m} = -i_m + i_d$. Поэтому при постоянном i_d (постоянном намагничивании) будем полагать $i_m \equiv i_d$.

Известно [3–5], что

$$L_m = L_m(i_m) = \frac{Y_m(i_m)}{i_m}, \quad (2.56)$$

или

$$L_m = \frac{Y_d(i_m)}{i_m}. \quad (2.57)$$

Насыщение магнитной цепи предлагается учитывать выражением

$$Y_m = L_{m1} \frac{i_m}{\sqrt{1 + (ai_m)^2}} + L_{m2} i_m. \quad (2.58)$$

Здесь L_{m1}, L_{m2}, a – положительные константы, подбираемые из условия наилучшей аппроксимации кривой намагничивания, причем $L_{m1} + L_{m2} = L_{m0}$ – значение взаимной индуктивности ротора и статора на линейном участке кривой намагничивания. Из (57), (58)

$$L_m = \frac{L_{m1}}{\sqrt{1 + (ai_m)^2}} + L_{m2}. \quad (2.59)$$

Выражение (59) более простое, чем выражение

$$L_m = B Y_m \operatorname{ctg} \left(\frac{Y_m}{A} \right)$$

полученное в [13–15] из (2.59) при аппроксимации $Y_d = A \operatorname{arctg}(Bi_m)$.

На рис. 2.1 представлена кривая намагничивания асинхронных двигателей А-114 6М y_{m0} и ее аппроксимации с помощью зависимостей

$$y_{m1}(i_m) = L_1 \frac{i_m}{\sqrt{1 + a^2 i_m^2}} \text{ при } a = 0.847, L_1 = 1.302,$$

$$y_{m2}(i_m) = L_1 \frac{i_m}{\sqrt{1 + a^2 i_m^2}} + L_2 i_m \text{ при } L_1 = 1.322, L_2 = 0.051, a = 0.847.$$

Здесь все коэффициенты и переменные даны в относительных единицах. Как следует из рис. 2.1, обе зависимости очень точно аппроксимируют заданную кривую намагничивания. Поэтому в дальнейшем будем пользоваться аппроксимацией (58) при $L_{m2} = 0$. Согласно [3]

$$\begin{aligned} L_s &= (1 + S_s) L_m, \\ L_r &= (1 + S_r) L_m, \end{aligned} \quad (2.60)$$

где S_s, S_r – коэффициенты рассеяния статора и ротора, причем

$$S_s \approx S_r \approx 0.5 S \leq 0.1. \quad (2.61)$$

В соответствии с (12), (15) и (61)

$$S = 1 - [(1 + S_s)(1 + S_r)]^{-1} \leq 0.2. \quad (2.62)$$

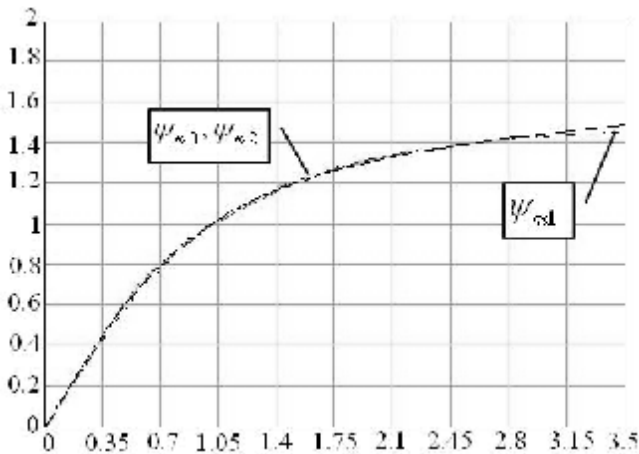


Рисунок 2.1

Следует обратить внимание на то, что S_s , S_r , S можно считать такими, что не зависят от тока намагничивания. Из выражений (60)–(62) следуют соотношения (12), откуда

$$\frac{L_m(i_m)}{L_r(i_m)} = \frac{L_{m0}}{L_{r0}}; \quad \frac{L_m(i_m)}{L_s(i_m)} = \frac{L_{m0}}{L_{s0}}; \quad \frac{L_r(i_m)}{L_s(i_m)} = \frac{L_{r0}}{L_{s0}}, \quad (2.63)$$

где L_{m0} , L_{s0} , L_{r0} номинальные значения индуктивностей, соответствующие линейному участку намагничивания.

Ток намагничивания в соответствии с (32), (57), (15) определяется уравнением

$$\frac{\partial L_m(i_m)}{\partial i_m} i_m = -\frac{R_r L_m(i_m)}{L_r(i_m)} i_m + \frac{L_m(i_m)}{L_r(i_m)} R_r i_d$$

или с учетом (63)

$$[L_m(i_m) + i_m \frac{\partial L_m(i_m)}{\partial i_m}] \frac{\partial i_m}{\partial i_m} = R_r \frac{L_{m0}}{L_{r0}} (i_d - i_m). \quad (2.64)$$

Уравнение (32) можно представить в виде структурной схемы на рис. 2.2, которая с учетом (15), (63) преобразуется к виду, приведенному на рис. 2.3.

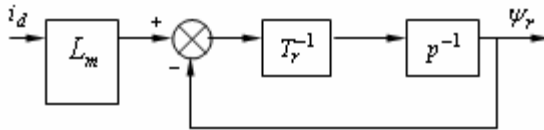


Рисунок 2.2

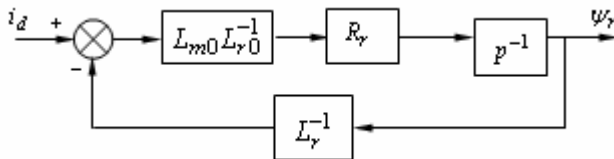


Рисунок 2.3

Таким образом, уравнению (64) соответствует структурная схема представленная, на рис. 2.3. Для удобства на рис. 2.3 звено L_r^{-1} следует заменить на звено $i_m = i_m(y_r)$. В частности, из (58) и (56) при $L_{m2} = 0$, $y_d \equiv y_r$

$$i_m = \frac{y_r}{\sqrt{L_{m1}^2 - (ay_r)^2}}, \quad L_m = \frac{y_r}{i_m} = \sqrt{L_{m1}^2 - (ay_r)^2},$$

$$y_r^2 = y_{ra}^2 + y_{rb}^2. \quad (2.65)$$

Схема на рис. 2.3 близка к схеме модели, предложенной Heinemann и Leonhard [17], которая успешно применена в работе [3].

В соответствии с [16, с. 638]

$$|i_m| = \left\{ i_d^2 + \left[i_q^2 s_r / (1 + s_r) \right]^2 \right\}^{1/2}. \quad (2.66)$$

Как будет показано в разделе 4, в оптимизированной системе i_d и i_q одного порядка. Поэтому с учетом (61) в этом случае с достаточной точностью можно полагать $i_m = i_d$. Кроме того, в оптимизированной системе токи i_d и $|i_q|$ пропорциональны, т. е. $|i_q| = m i_d$. Тогда из (66) следует точное равенство

$$i_m = i_d \left\{ 1 + \left[m s_r / (1 + s_r) \right]^2 \right\}. \quad (2.67)$$

Таким образом, во всех ситуациях с достаточной точностью можно полагать $i_m \equiv i_d$.

Для связи со статорной системой координат следует воспользоваться выражениями

$$i_d = i_a \cos r + i_b \sin r,$$

$$y_{ra} = y_r \cos r, \quad y_{rb} = y_r \sin r. \quad (2.68)$$

В соответствии с (60) и (59), (66), (67)

$$\begin{aligned} L_s &= (1 + s_s) L_m = (1 + s_s) \left(\frac{L_{m1}}{\sqrt{1 + (ai_d)^2}} + L_{m2} \right) = \\ &= \frac{L_{s1}}{\sqrt{1 + (ai_d)^2}} + L_{s2}, \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$L_r = \frac{L_{r1}}{\sqrt{1 + (ai_d)^2}} + L_{r2}, \quad (2.70)$$

причем при $L_{s2} = 0$, $L_{s1} = L_{s0}$, а при $L_{r2} = 0$, $L_{r1} = L_{r0}$.

2.3. Выводы из раздела 2

1. Составлены уравнения АД относительно как потокоцепления ротора, так и потокоцепления статора в проекциях на оси различных систем координат.

2. Получены уравнения, описывающие работу АД при учете переменности индуктивностей, обусловленной насыщением магнитной цепи.

3. Составлены две математические модели кривой намагничивания и проведена численная аппроксимация реальной кривой намагничивания математическими моделями, показавшая их высокую точность.

4. На основании математических моделей кривой намагничивания получены выражения индуктивностей, учитывающие эффект магнитного насыщения.

5. Составлена структурная схема формирования потокоцепления, которая учитывает магнитное насыщение.

Список литературы 2

1. Чиликин М. Г. Теория автоматизированного электропривода / Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. – М. : Энергия, 1979. – 616 с.

2. Torque Control of Induction Machine by Vector Approximation with Parameter Adaptation Based on MRAS / Kozo Ide, Zhi-Guo Bai, Zi-Jiang Yang and Teruo Tsuji // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept., 1994. – 1994. – V. 1 – P. 281–286.
3. Novotnak R. T. High-Performance Motion Control of an Induction Motor with Magnetic Saturation / Novotnak R. T., Chiasson J. and Bodson M. // IEEE Trans. on Control Systems Technology. – 1999. – V. 7, № 3. – P. 315–327.
4. Попович Н. Г. Исследование процессов векторного управления асинхронной машиной с учетом насыщения магнитной цепи / Попович Н. Г., Пересада С. М., Коломиец Д. Н. // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. – Харьков : ХГПУ, 1998. – С. 125–127.
5. Stephan J. Real-Time Estimation of Induction Motor Parameters / Stephan J., Bodson M. And Chiasson J. // IEEE Trans. on Industry Applications. – 1994. – V. 30, № 3. – P. 746–759.
6. Zhang L. Vector Controlled VSI-Fed AC Drive Using a Predictive Space Vector Current Regulation Scheme / L. Zhang, F. Hardan // Proc. IECON'94, Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 1. – P. 61–66.
7. Kanokvate Tungpimolrut. A Robust Rotor Time Constant Estimation Method for Vector Control of Induction Motor Under Any Operating Conditions / Kanokvate Tungpimolrut, Fang-Zheng Peng and Tadashi Fukao // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept. 1994. – 1994. – V. 1. – P. 275–280.
8. Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives / [C. Ilaş, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo] // Proc. IECON '94, Italy, Bologna, Sept., 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1579–1588.
9. ASIC-Based Tachometer Without Mechanical Transducer for Induction Machines / [J. L. Mora, J. N. Tombs, R. Pachon, A. Torralba, M. Barranco and L. G.]. – Franquelo // Proc. IECON'99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – SP-2.
10. Franceschini G. A Genetic Algorithm Approach to Design Flux Observer for Induction Servo Motors / Franceschini G., Piazzini A., Tassoni C. // Proc. IECON'94, Italy, Bologna, Sept., 1994. – 1994. – V. 3. – P. 2132–2136.

11. An extended model of induction machine for failure detection / [S. Ploix, O. Adrot, F. Kratz, C. Iung, J. Ragot] // Preprints of IFIP / IFAC / IMACS Conf. On Control of Industrial Systems. – 1997. – V. 3/3. – P. 55–62.

12. Исследование момента асинхронного двигателя в электроприводе с косвенной ориентацией вектора потокосцепления ротора / Л. А. Шпиглер, В. А. Войтенко, В. М. Ситниченко, А. Н. Николаенко // Электротехника. – 1998. – № 2. – С. 54–57.

13. Шубенко В. А. Оптимизация частотно-управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока / Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т. и Мищенко В. А. // Электричество. – 1970. – № 9. – С. 23–26.

14. Шрейнер Р. Т. Оптимальное по минимуму потерь управление частотно-регулируемым асинхронным электроприводом в механическом переходном процессе / Р. Т. Шрейнер, М. Я. Кривицкий // Изв. Вуз. Электромеханика. – 1972. – № 8. – С. 881–886.

15. Иванович Дж. Сопоставление способов управления асинхронными электроприводами в переходных режимах / Иванович Дж. // Электричество. – 1975. – № 1. – С. 56–58.

16. Vas P. Sensorless. Vector and Direct Torque Control / Vas P. Sensorless. – Oxford : Oxford University Press, 1998. – 729 p.

17. Leonhard W. Control of Electrical Drives / Leonhard W. – Berlin : Springer, 1996. – 420 p.

18. Шрейнер Р. Т. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р. Т. Шрейнер, Ю. А. Дмитриенко. – Кишинев : Штиинца, 1982. – 224 с.

19. Novotny D. W. Vector Control and Dynamics of AC Drives / D. W. Novotny and T. A Lipo. – Oxford : Oxford University Press, 1996. – 440 p.

Раздел 3

ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ (ЗАИМСТВОВАННЫЕ МЕТОДЫ)

Общепромышленные АД, широко используемые в различных отраслях хозяйства, не были предназначены для регулирования скорости. Поэтому в них не предусмотрены не только датчики скорости, а и места для их установки. Помимо того, что установка датчиков скорости требует доработки АД, наличие датчиков скорости снижает надежность электропривода и повышает его стоимость. Кроме скорости ротора для прямого векторного управления необходимо иметь информацию о потокоцеплении ротора или статора. Датчики для определения потокоцеплений также требуют доработки АД. Поэтому последние 15 лет уделяется большое внимание разработке алгоритмов управления без датчиков скорости (к которым будем относить и импульсные датчики угла поворота ротора АД) и датчиков потокоцеплений, а исключительно только по клеммным измерениям тока и напряжения АД.

Существуют 3 способа определения скорости по клеммным измерениям: с использованием главных гармоник противоЭДС АД, путем выделения пазовых пульсаций в токе статора АД и путем «впрыскивания» высокочастотных составляющих в ток статора. В данном разделе будут рассмотрены только методы, использующие противоЭДС АД.

Для векторного управления в настоящее время практически всегда применяются преобразователи частоты, ис-

пользующие ШИМ-инверторы, дающие в среднем синусоидально изменяющиеся токи (главные гармоники) с амплитудой шумов, составляющей десятки процентов от амплитуды полезной составляющей тока. В выходном напряжении ШИМ-инверторов амплитуда шумов в десятки раз может превышать амплитуду главной гармоники напряжения. Для вычисления вектора состояния и параметров АД необходимо снизить отношение шум/полезный сигнал в напряжении и токе до уровней единиц процентов без искажений амплитуды и фазы полезных сигналов.

3.1. Методы вычисления вектора состояния без обратной связи

При векторном управлении процессы рассматриваются в системах координат, связанных с потокоцеплениями ротора или статора. Поэтому оценка потокоцепления – одна из основных задач, стоящих при проектировании векторного управления.

3.1.1. Вычисление потокоцеплений ротора и статора

Оценку потокоцепления ротора можно получить путем интегрирования следующих уравнений:

«токового» (см. (2.22), (2.25))

$$pY = \left(nWJ - \frac{E}{T_r} \right) Y + \frac{L_m}{T_r} i = L_{rm} e, \quad (3.1.1)$$

«вольтового» (см. (2.21), (2.24))

$$pY = (u - R_s i - s L_s p i) L_{rm} = L_{rm} e, \quad (3.1.2)$$

$$e = e_s - s L_s p i, \quad (3.1.3)$$

$$e_s = u - R_s i, \quad (3.1.4)$$

где p – оператор дифференцирования, w – угловая скорость вращения ротора АД, n – количество пар полюсов e , e_s – противоЭДС ротора и статора. Недостатком уравнения (1) является необходимость знания труднодоступной переменной w . Недостаток уравнения (2) заключается в том, что для получения y необходимо использовать чистое интегрирование. При чистом интегрировании возникают ошибки из-за неизвестности начальных условий, а также появляются ошибки из-за интегрирования постоянных неизвестных смещений нулей, возникающих при измерении токов и напряжений.

Одним из методов устранения чистого интегрирования является замена интегратора в выражении (2) инерционным звеном первого порядка с постоянной времени T_d [1]. Оценка потокосцепления осуществляется по зависимости

$$T_d \dot{\hat{y}} + \hat{y} = T_d (u - R_s i - s L_s p i) L_{rm} = T_d L_{rm} e. \quad (3.1.5)$$

При такой оценке возникают ошибки амплитуды и фазы, особенно когда двигатель работает на частоте, ниже частоты сопряжения T_d^{-1} инерционного звена. Привода, использующие инерционные звенья, имеют ограниченный диапазон регулирования (не более 1:10).

В работе [2] описан ряд известных методов оценки потокосцепления ротора и предложен новый метод. Структурная схема этого метода представлена на рис. 3.1.1.

На рис. 3.1.1 инерционные звенья должны иметь большие постоянные времени T_1 и T_2 , для того чтобы выделить в сигналах $\hat{e}_{\alpha\beta}$ и \hat{y}_{ab} постоянные составляющие для их по-

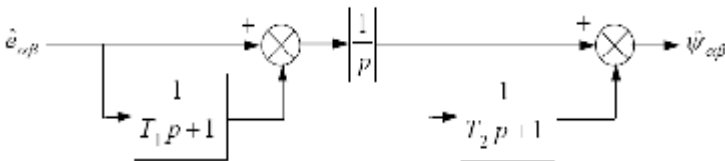


Рисунок 3.1.1. Структурная схема оценки потокосцепления

следующей компенсации. Включение в систему инерционных звеньев приводит к искажениям фазы и амплитуды и к появлению затяжных переходных процессов.

В работе [3] описан метод, где вместо интегратора используется звено с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{Tp}{T^2 p^2 + 2dTp + 1}.$$

Такой метод интегрирования также неработоспособен при частотах T^{-1} и ниже.

В работах [4–6] описан трехкаскадный фильтр для оценки потокосцепления статора по ЭДС статора. Первый каскад представляет собой аналоговое инерционное звено первого порядка с нерегулируемыми параметрами. Второй и третий каскады – дискретные аналоги инерционных звеньев первого порядка с регулируемыми в зависимости от частоты коэффициентами передачи и постоянными времени. Регулирование осуществляется таким образом, чтобы суммарный сдвиг фазы всех трех каскадов составлял -90° , что эквивалентно интегрированию. Выбор постоянных времени и коэффициентов передачи осуществляется с помощью предварительно рассчитанных таблиц или нейронных сетей, что делает весь алгоритм громоздким, а из-за количества звеньев – сложным.

3.1.2. Вычисление скорости и постоянной времени ротора

Умножим в (2.7) третье уравнение на i_{rm} , четвертое – на i_{ru} и вычтем из первого второе. Получим

$$(w_k - nw) = \frac{y_{ru} i_{rv} - y_{rv} i_{ru}}{i_{rv} y_m + i_{ru} y_{ru}}. \quad (3.1.6)$$

В соответствии с (2.8)

$$i_{ru} = \frac{1}{L_r} (y_{ru} - L_m i_{su}), \quad i_{rv} = \frac{1}{L_r} (y_{rv} - L_m i_{sv}). \quad (3.1.7)$$

Рассмотрим выражения (6), (7) в статорной системе координат, приняв что $u = a$, $v = b$, $w_k \equiv 0$. Тогда скорость ротора определится выражениями

$$w = \frac{1}{n} \cdot \frac{\mathbf{y}_{rb}^* i_{ra} - \mathbf{y}_{ra}^* i_{rb}}{i_{ra} \mathbf{y}_{ra} + i_{rb} \mathbf{y}_{rb}} = \frac{1}{n} \cdot \frac{\mathbf{y}_{rb}^* (\mathbf{y}_{ra} - L_m i_a) - \mathbf{y}_{ra}^* (\mathbf{y}_{rb} - L_m i_b)}{\mathbf{y}_{ra} (\mathbf{y}_{ra} - L_m i_a) + \mathbf{y}_{rb} (\mathbf{y}_{rb} - L_m i_b)}. \quad (3.1.8)$$

С помощью (2.24) из (8) можно получить

$$w = \frac{L_r}{n L_m} \frac{e_{rb} (\mathbf{y}_{ra} - L_m i_a) - e_{ra} (\mathbf{y}_{rb} - L_m i_b)}{\mathbf{y}_{ra} (\mathbf{y}_{ra} - L_m i_a) + \mathbf{y}_{rb} (\mathbf{y}_{rb} - L_m i_b)}. \quad (3.1.9)$$

Подстановка i_{ru}, i_{rv} из (7) в первую строку системы (2.8) дает

$$\mathbf{y}_{su} = L_s i_{su} + \frac{L_m}{L_r} (\mathbf{y}_{ru} - L_m i_{su}), \mathbf{y}_{sv} = L_s i_{sv} + \frac{L_m}{L_r} (\mathbf{y}_{rv} - L_m i_{sv}),$$

откуда для статорной системы координат

$$\mathbf{y}_{ra} = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{y}_{sa} - S L_s i_a), \mathbf{y}_{rb} = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{y}_{sb} - S L_s i_b), \quad (3.1.10)$$

или в матричном виде

$$\mathbf{y}_r = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{y}_s - S L_s \mathbf{i}). \quad (3.1.11)$$

Подстановка i_{ra}, i_{rb} из первого равенства в (2.11) в первое равенство в (8) дает

$$w = \frac{1}{n} \cdot \frac{(\mathbf{y}_{sa} - L_s i_a) \mathbf{y}_{rb}^* - (\mathbf{y}_{sb} - L_s i_b) \mathbf{y}_{ra}^*}{(\mathbf{y}_{sa} - L_s i_a) \mathbf{y}_{ra} + (\mathbf{y}_{sb} - L_s i_b) \mathbf{y}_{rb}} \stackrel{(2.24)}{=} = \frac{L_r}{n L_m} \frac{(\mathbf{y}_{sa} - L_s i_a) e_{rb} - (\mathbf{y}_{sb} - L_s i_b) e_{ra}}{(\mathbf{y}_{sa} - L_s i_a) \mathbf{y}_{ra} + (\mathbf{y}_{sb} - L_s i_b) \mathbf{y}_{rb}}. \quad (3.1.12)$$

Следует отметить, что на холостом ходу АД выполняются равенства $i_{ra} \equiv i_{rb} \equiv 0$. Поэтому, в соответствии с первым равенством в (8), числители и знаменатели в (8) и (12) обращаются в ноль, вследствие чего алгоритмы (8), (12) теряют работоспособность.

Определим скорости вращения относительно статора векторов потокосцеплений ротора и статора. Примем $r, s := i$. Тогда

$$\operatorname{tg} r_i = \frac{y_{ib}}{y_{ia}} \Rightarrow r_i = \operatorname{arctg} \frac{y_{ib}}{y_{ia}}, \quad (3.1.13)$$

где r_i – угол между вектором соответствующего потокосцепления и осью α статорной системы координат. Тогда

$$\begin{aligned} w_0 = \dot{\alpha}_i &= \frac{y_{ia} \dot{y}_{ib} - y_{ib} \dot{y}_{ia}}{y_{ia}^2 + y_{ib}^2} = \frac{\dot{y}_i^T J y_i}{|y_i|^2} = \\ &= -\frac{y_i^T J \dot{y}_i}{|y_i|^2} \stackrel{(2.24)}{=} -\frac{L_r y_i^T J e_i}{L_m |y_i|^2}. \end{aligned} \quad (3.1.14)$$

В дискретном случае

$$\begin{aligned} r_i(k) - r_i(k-1) &= \\ &= \frac{y_{ib}(k) y_{ia}(k-1) - y_{ia}(k) y_{ib}(k-1)}{y_{ia}^2(k) + y_{ib}^2(k)}, \end{aligned} \quad (3.1.15)$$

где k – дискретное время. При $i = s$

$$\begin{aligned} w_s = \dot{\alpha}_s &= \frac{y_{sa} \dot{y}_{sb} - y_{sb} \dot{y}_{sa}}{y_{sa}^2 + y_{sb}^2} = \frac{\dot{y}_s^T J y_s}{|y_s|^2} = \\ &= -\frac{y_s^T J \dot{y}_s}{|y_s|^2} = -\frac{y_s^T J e_s}{|y_s|^2}. \end{aligned} \quad (3.1.16)$$

С учетом (2.46)

$$w_s = \mathbf{\hat{x}}_s = \frac{y_{sa}(u_b - R_s i_b) - y_{sb}(u_a - R_s i_a)}{y_{sa}^2 + y_{sb}^2}. \quad (3.1.17)$$

При $i = r$

$$\begin{aligned} \mathbf{\hat{x}}_r &= \frac{y_{ra}\mathbf{\hat{x}}_{rb} - y_{rb}\mathbf{\hat{x}}_{ra}}{y_{ra}^2 + y_{rb}^2} = \frac{\mathbf{\hat{x}}_r^T J y_r}{|y_r|^2} := \\ &= w_0 = -\frac{y_r^T J y_r \mathbf{\hat{x}}_r}{|y_r|^2} = -\frac{y_r^T J e_r}{|y_r|^2} \frac{L_r}{L_m}. \end{aligned} \quad (3.1.18)$$

С учетом (2.21)

$$\begin{aligned} \mathbf{\hat{x}}_r &= \frac{y_{ra}(u_b - R_s i_b - s p(L_s i_b))}{y_{ra}^2 + y_{rb}^2} - \\ &- \frac{y_{rb}(u_a - R_s i_a - s p(L_s i_a))}{y_{ra}^2 + y_{rb}^2}. \end{aligned} \quad (3.1.19)$$

Следует обратить внимание на то, что в общем случае $\mathbf{\hat{x}}_s \neq \mathbf{\hat{x}}_r$.

Определим скольжение ротора относительно потокоцеплений ротора и статора. Уравнение (2.22) в скалярной форме имеет вид

$$\begin{aligned} \mathbf{\hat{x}}_{ra} &= -\frac{1}{T_r} y_{ra} - n w y_{rb} + \frac{L_m}{T_r} i_a, \\ \mathbf{\hat{x}}_{rb} &= -\frac{1}{T_r} y_{rb} + n w y_{ra} + \frac{L_m}{T_r} i_b. \end{aligned} \quad (3.1.20)$$

Подстановка (20) в (18) дает

$$\mathbf{\hat{x}}_r = n w + \frac{L_m}{T_r} \frac{y_{ra} i_b - y_{rb} i_a}{y_{ra}^2 + y_{rb}^2} = n w + \frac{L_m}{T_r} \frac{i^T J y_r}{|y_r|^2}. \quad (3.1.21)$$

Нетрудно убедиться, что второе слагаемое в правой части (21) представляет собой абсолютное скольжение ротора относительно потокоцепления ротора, т. е.

$$w_{sl} = \frac{L_m y_{ra} i_b - y_{rb} i_a}{T_r y_{ra}^2 + y_{rb}^2} = \frac{L_m i^T J y_r}{T_r |y_r|^2}. \quad (3.1.22)$$

Выразим w_{sl} через противоЭДС e . В соответствии с (2.24) в предположении, что модуль вектора потокоцепления меняется гораздо медленнее, чем его направление, можно записать

$$\begin{aligned} \frac{L_r}{L_m} e &= \frac{dy_r}{dt} = \frac{\partial y_r}{\partial t} + \mathfrak{L}_r^T J y_r \approx \mathfrak{L}_r^T J y_r \Rightarrow J y_r = \mathfrak{L}_r^{-1} \frac{L_r}{L_m} e \Rightarrow \\ &\Rightarrow y^T J^T J y_r = \left(\mathfrak{L}_r^{-1} \frac{L_r}{L_m} \right)^2 e^T e \Rightarrow |y_r|^2 = \mathfrak{L}_r^{-2} \left(\frac{L_r}{L_m} \right)^2 |e|^2. \end{aligned}$$

С учетом полученных соотношений выражение (22) принимает вид

$$w_{sl} = \mathfrak{L}_r R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \frac{i^T e}{|e|^2}. \quad (3.1.23)$$

В синхронной системе координат это же скольжение определяется выражениями (2.32), (2.33).

Из второй строки уравнения (2.51) можно записать

$$w_{sls} = \mathfrak{L}_s - n w = \frac{(1 + s T_r p) L_s i_{s1}}{T_r (y_{sk} - s L_s i_{sk})}, \quad (3.1.24)$$

Скорость ротора определится выражениями

$$n w = \mathfrak{L}_s - w_{sls} = \mathfrak{L}_r - w_{sl} \approx \mathfrak{L}_r - w_{slp}, \quad (3.1.25)$$

где w_{slp} при алгоритмах формирования токов по (4.2.14), (4.2.15) определяется выражением (4.2.16).

Точность вычислений по полученным зависимостям существенно зависит от знания сопротивлений R_s и R_r (T_r).

Оценим T_r . Умножая в (20) первое уравнение на y_{ra} , второе – на y_{rb} и затем складывая их, с учетом (7), получаем

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_r} &= \frac{y_{ra} \mathbf{y}_{ra}^T + y_{rb} \mathbf{y}_{rb}^T}{L_m (i_a y_{ra} + i_b y_{rb}) - (y_{ra}^2 + y_{rb}^2)} = \\ &= \frac{\mathbf{y}_r^T \mathbf{y}_r}{L_m \mathbf{y}_r^T \mathbf{i} - |\mathbf{y}_r|^2} = - \frac{\mathbf{y}_r^T \mathbf{y}_r}{L_r i_r^T \mathbf{y}_r}. \end{aligned} \quad (3.1.26)$$

Поскольку $\mathbf{y}_r^T \mathbf{y}_r = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} |\mathbf{y}_r|^2$, то при $|\mathbf{y}_r| = \text{const}$ числитель в (26) тождественно равен нулю. В свою очередь, поскольку в установившемся режиме $\bar{\mathbf{i}}_r \perp \bar{\mathbf{y}}_r$, то $\bar{\mathbf{i}}_r^T \bar{\mathbf{y}}_r = 0$, следовательно, и знаменатель в (26) также равен нулю. Поэтому оценку T_r можно проводить только при $|\mathbf{y}_r| = \text{var}$.

С другой стороны, из уравнения (2.32)

$$T_r = \frac{L_m i_d - \mathbf{y}_d}{\mathbf{y}_d^T}, \quad (3.1.27)$$

где i_d, \mathbf{y}_d можно определить с помощью соотношений (2.34), в котором

$$\begin{aligned} \cos r_r &= \frac{y_{ra}}{\sqrt{y_{ra}^2 + y_{rb}^2}}, \\ \sin r_r &= \frac{y_{rb}}{\sqrt{y_{ra}^2 + y_{rb}^2}}, \\ \mathbf{y}_d &= \sqrt{y_{ra}^2 + y_{rb}^2}, \quad i_d = i_a \cos r_r + i_b \sin r_r. \end{aligned} \quad (3.1.28)$$

Как следует из (27), T_r можно определить только при

$$|\mathbf{y}_r| = \mathbf{y}_d = \text{var}.$$

3.2. Методы оценки вектора состояния АД с обратной связью

3.2.1. Оценка потокосцеплений ротора и статора

К настоящему времени предложено много методов оценки потокосцеплений. Большая часть из них не работоспособна при малых скоростях ротора. Рассмотрим наиболее перспективные методы оценки потокосцепления с точки зрения их работоспособности в окрестности нулевой скорости ротора.

3.2.1.1. Метод Ну, Wu [7]. В соответствии с этим методом потокосцепление ротора или статора определяется выражением

$$y = \frac{1}{p + w_c} e + \frac{w_c}{p + w_c} z(l), \quad (3.2.1)$$

где e – противоЭДС, z – компенсационный сигнал, w_c – частота среза фильтра, l – параметр, определяющий величину ограничения. Структурная схема интегратора (1) представлена на рис. 3.2.1.

При $z = 0$ выражение (1) переходит в инерционное звено первого порядка, которым на практике часто заменяют интегратор. С другой стороны, при $z = \psi$ получается чистый интегратор. Как видно из приведенного выше анализа, модифицированный интегратор должен совмещать достоинства чистого интегратора и инерционного звена (3.1.5) при отсутствии их недостатков. Тем не менее, описанный интегратор имеет свой недостаток: необходимость знания точной информации об амплитуде вектора потокосцепления,

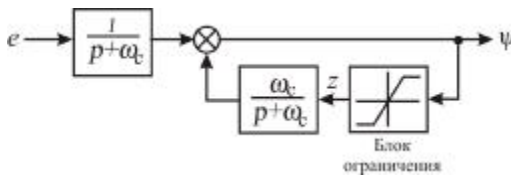


Рисунок 3.2.1

которой должно соответствовать ограничение l . Это необходимо для исключения дрейфа интегратора из-за наличия постоянной составляющей. Если $l > |y|$, выход модифицированного интегратора будет иметь постоянную и переменную составляющие. Причем чем больше l относительно амплитуды потока, тем больше постоянное смещение выхода модифицированного интегратора относительно нуля. Если $l < |y|$, то постоянного смещения не будет, но сигнал на выходе будет иметь искаженную форму. Для устранения этого недостатка разработан интегратор, представленный на рис. 3.3.2. В контуре обратной связи осуществляются преобразование потокосцепления в полярные координаты, ограничение амплитуды потокосцепления, преобразование в декартову систему координат (a, b) и фильтрация посредством инерционных звеньев. Ограничение базируется на перпендикулярности фактических значений потокосцепления и противоЭДС.

Предложенный квадратурный детектор определяет ортогональность между оценкой потокосцепления и противоЭДС. ПИ-регулятор используется для формирования уровня компенсации

$$y_{cmp} = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) \frac{\hat{y}_a e_a + \hat{y}_b e_b}{|\hat{y}_a^2 + \hat{y}_b^2|},$$

$$\begin{bmatrix} \hat{y}_a \\ \hat{y}_b \end{bmatrix} = \frac{1}{p + w_c} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \end{bmatrix} + \frac{w_c}{p + w_c} y_{cmp} \begin{bmatrix} \cos g \\ \sin g \end{bmatrix},$$

$$g = \arctg \left(\frac{\hat{y}_b}{\hat{y}_a} \right), \quad (3.2.2)$$

где y_{cmp} – необходимая величина модуля потокосцепления, k_p, k_i – коэффициенты ПИ-регулятора, w_c – частота среза фильтров.

Таким образом, ограничение является переменным. Принцип работы адаптивной схемы проиллюстрирован на рис. 3.2.3.

Оценка вектора y состоит из суммы двух векторов: вектора прямой цепи (выход инерционного звена) и вектора обратной связи. В идеале вектор потокосцепления перпендикулярен противоЭДС и выход квадратурного детектора равен нулю. Если существуют начальные условия или имеется постоянное смещение, то ортогональность теряется и вектор y отклоняется на угол Δg (рис. 3.2.3)

$$\Delta err = \frac{y^T e}{|y|} = \frac{y_a e_a + y_b e_b}{|y|} = e \cdot \cos g ,$$

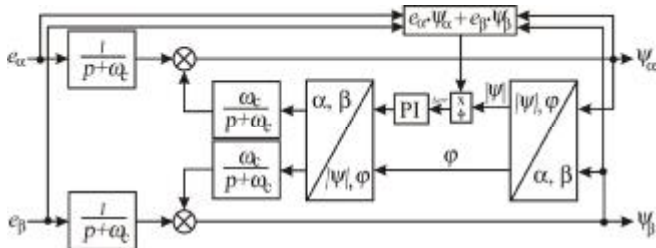


Рисунок 3.2.2

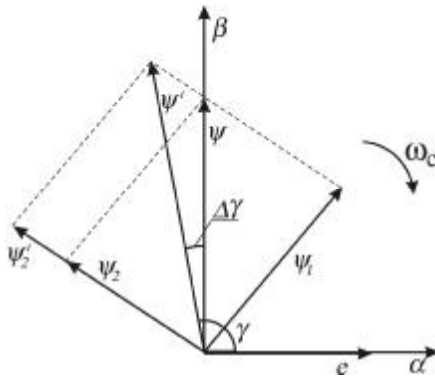


Рисунок 3.2.3

где g – угол поворота вектора потокосцепления относительно статорной системы координат (a, b) . Величина амплитуды вектора обратной связи y_2 при наличии постоянного смещения или начальных условий увеличивается до y_2' , при этом угол g становится равным 90° . Квадратурный детектор генерирует отрицательную ошибку сигнала. Выход ПИ-регулятора U_{cmp} уменьшается, поворачивая вектор y до положения, перпендикулярного противоЭДС. Аналогично схема работает и при $g < 90^\circ$. В этом случае детектор дает положительную ошибку сигнала и поворачивает вектор потокосцепления в сторону увеличения угла g . Таким образом, интегратор с адаптивным управлением автоматически подстраивает уровень компенсации потока y_{cmp} к необходимой величине, осуществляя практически чистое интегрирование.

3.2.1.2. Метод Ohtani, Tacada, Tanaka [8]. ПротивоЭДС статора двигателя вычисляется по выражению

$$e_s = u - R_s i. \quad (3.2.3)$$

Предлагаемый метод вычисления потокосцепления статора представлен формулой (4) и показан на рис. 3.2.4.

$$\hat{y}_s = \frac{T_L}{1 + T_L p} e_s + \frac{1}{1 + T_L p} y_s^*, \quad (3.2.4)$$

где y_s^* – программное значение модуля потокосцепления статора. Уравнение (4) можно представить в виде наблюдателя с измерением y_s^* и коэффициентом усиления T_L^{-1}

$$p\hat{y}_s = e_s + \frac{1}{T_L} (y_s^* - \hat{y}_s). \quad (3.2.5)$$

В идеальном случае ($\hat{y}_s = y_s^*$) уравнение (5) принимает вид $p\hat{y}_s = e_s$, соответствующий чистому интегрированию.

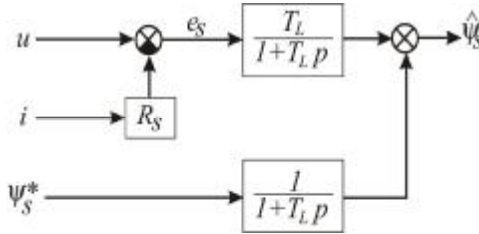


Рисунок 3.2.4

По утверждению авторов, метод без датчика скорости работоспособен на низких скоростях. Диапазон регулирования не менее 1:100, стабильность управления скоростью $\pm 0,1$ % номинальной.

3.2.1.3. Метод Akatsu, Kawamura [9]. Этот метод напоминает предыдущий, но предназначен для оценки потоко- сцепления ротора

$$p\hat{y}_r = \frac{1}{T_1}(\mathbf{y}_r^* - \hat{\mathbf{y}}_r) + \frac{L_r}{L_m} e_r, \quad (3.2.6)$$

где $e_r = u_s - R_s i_s - s L_s p i_s$. В идеальном случае ($\hat{\mathbf{y}}_r = \mathbf{y}_r^*$) уравнение (6) переходит в уравнение

$$p\mathbf{y}_r = \frac{L_r}{L_m} e_r,$$

соответствующее идеальному интегратору.

3.2.1.4. Метод Holtz [10]. Метод вычисления потоко- сцепления статора описывается уравнениями

$$\hat{\mathbf{y}}_s = \int (u - R_s i + \hat{u}_{off}) dt, \quad (3.2.7)$$

$$\hat{u}_{off} = k_1 (\mathbf{y}_s^* - \hat{\mathbf{y}}_s) e^{j\hat{g}}, \quad (3.2.8)$$

$$\hat{g}_s = \arctg \left(\frac{\hat{\mathbf{y}}_{sb}}{\hat{\mathbf{y}}_{sa}} \right), \quad (3.2.9)$$

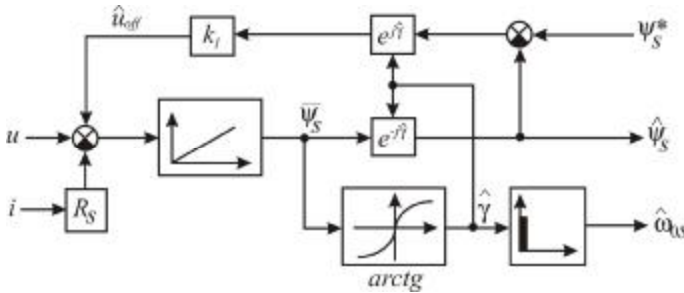


Рисунок 3.2.5

где y_s^* – программное значение потокосцепления статора, \hat{g}_s – оценка угла поворота вектора потокосцепления статора относительно статорной системы координат (a , b), $k_1 = 0.4 \div 0.8$ – коэффициент, выбранный таким образом, чтобы компенсировать переменные возмущения, вносимые постоянными смещениями и дисбалансом коэффициентов усиления в каналах измерения токов статора.

Угловую скорость вращения вектора потокосцепления статора можно вычислить по зависимости

$$\hat{\omega}_{0s} = \frac{d\hat{g}}{dt}. \quad (3.2.10)$$

Структурная схема, соответствующая уравнениям (7)–(10), представлена на рис. 3.2.5.

3.2.1.5. Метод Casadei, Serra, Tani, Zarri, Profumo [11]. Метод вычисления описывается выражениями

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{y}_s}{dt} &= u - R_s i + G(y_r^* e^{j\hat{g}} - \hat{y}_r), \\ \hat{y}_r &= \frac{L_r}{L_m} \hat{y}_s - \frac{s L_s L_r}{L_m} i, \quad \hat{g} = \arctg \left(\frac{\hat{y}_b}{\hat{y}_a} \right) \end{aligned}$$

где G – коэффициент усиления наблюдателя. Схема вычисления потокосцепления ротора [11] показана на рис. 3.2.6.

метод так же, как и (11), базируется на инерционном звене, но с переменной постоянной времени. Для увеличения диапазона рабочих скоростей с уменьшением синхронной скорости должна возрастать постоянная времени. Поэтому принимается $T = (e |w_{0s}|)^{-1}$, где w_{0s} – синхронная статорная скорость, e – малый положительный скаляр. С учетом сказанного для оценки потокосцепления статора уравнение (11) примет вид

$$\dot{\mathbf{y}}_s + e |w_{0s}| \hat{\mathbf{y}}_s = \mathbf{e}_s. \quad (3.2.12)$$

В работе [27] по проекциям вектора $\hat{\mathbf{y}}_s$ находится угол J между вектором $\hat{\mathbf{y}}_s$ и осью \mathbf{a} статорного базиса, а затем дифференцированием находится оценка \hat{w}_{0s} синхронной скорости w_{0s} . Для точного воспроизведения интегрирования необходимо e делать как можно меньше. С другой стороны, для быстрого устранения начальных условий и уменьшения накопления ошибки за счет интегрирования возможного постоянного смещения в сигнале \mathbf{e}_s надо увеличивать e . Для смягчения этого противоречия в работе [27] предлагается приблизить динамические свойства звена (12) к динамическим свойствам интегратора за счет коррекции вектора \mathbf{e}_s . Это достигается следующим образом.

Передаточные функции интегрирующего и инерционного звеньев соответственно равны

$$\frac{1}{s}, \frac{1}{s + T^{-1}},$$

где постоянная времени T определяется уравнением

$$T^{-1} = e |w_{0s}|. \quad (3.2.13)$$

Тогда АФЧХ указанных звеньев определяются выражениями

$$\frac{1}{jw_{0s}}, \quad \frac{1}{jw_{0s} + e |w_{0s}|}.$$

АФЧХ инерционного звена представим в виде

$$W(jw) = \frac{1}{jw + e|w|} = \frac{1}{jw(1 - je \operatorname{sign} w)}. \quad (3.2.14)$$

С учетом вида АФЧХ (14) будем подавать на вход инерционного звена сигнал

$$\begin{aligned} e_a^* + je_b^* &= (e_a + je_b)(1 - je \operatorname{sign} w) = \\ &= (e_a + e_b e \operatorname{sign} w) + j(e_b - e_a e \operatorname{sign} w). \end{aligned} \quad (3.2.15)$$

Тогда с учетом (14) и (15) будем иметь

$$\begin{aligned} &(e_a^* + je_b^*) \frac{1}{jw + e|w|} = \\ &= (e_a + je_b)(1 - je \operatorname{sign} w) \frac{1}{(1 - je \operatorname{sign} w)jw} = (e_a + je_b) \frac{1}{jw}. \end{aligned}$$

Пусть сигналы e_a , e_b содержат постоянные составляющие e_a^0 , e_b^0 . Тогда при $\operatorname{sign} w = \operatorname{const}$ постоянные сигналы будут пропускаться через инерционное звено.

$$\hat{y} + e|w|\hat{y} = e^0.$$

В этом случае оценка потокосцепления будет иметь постоянную ошибку

$$\hat{y}_0 = \frac{e^0}{e|w|},$$

которая при $w \neq 0$ будет ограниченной.

Для того чтобы выходной сигнал инерционного звена совпадал с выходным сигналом интегрирующего звена, скорректируем в соответствии с (15) входной сигнал инерционного звена $e^* = (e_a^*, e_b^*)^T$ следующим образом:

$$e^* = (E - Je \operatorname{sign} w_{0s})e = \begin{bmatrix} e_a + e_b e \operatorname{sign} w_{0s} \\ e_b - e_a e \operatorname{sign} w_{0s} \end{bmatrix}, \quad (3.2.16)$$

3.3. Оценка вектора состояния АД с помощью MRAS

Model Reference Adaptive System (MRAS) буквальный перевод: адаптивная система с эталонной моделью. MRAS содержит эталонную и настраиваемую модели, а также блок адаптации, который производит оценку скорости. Эта оценка скорости заводится в настраиваемую модель.

3.3.1. Метод MRAS-у

В соответствии с работами [12–14] роль эталонной и настраиваемой моделей исполняют уравнения (2.21) и (2.22) соответственно, т. е. эталонная модель («модель напряжения»)

$$p\hat{y}_u = \left[u - R_{s0}i - s p(L_{s0}i) \right] \frac{L_{r0}}{L_{m0}}, \quad (3.3.1)$$

настраиваемая модель («токовая модель»)

$$p\hat{y}_i = \left(n\hat{w}J - \frac{E}{T_{r0}} \right) \hat{y}_i + \frac{L_{m0}}{T_{r0}}i, \quad (3.3.2)$$

где символ « $\hat{}$ » означает оценку соответствующей переменной, а индекс «0» указывает на то, что в моделях принимают участие номинальные значения параметров. Если параметры моделей (1), (2) совпадают с реальными параметрами двигателя, то оценки \hat{y}_u, \hat{y}_i будут совпадать только в том случае, когда \hat{w} будет совпадать с истинным значением w . Таким образом, сигналом степени соответствия моделей (1) и (2) могут служить выражения

$$\begin{aligned} e &= \hat{y}_u \times \hat{y}_i = |\hat{y}_u| \cdot |\hat{y}_i| \sin \angle(\hat{y}_u, \hat{y}_i) = \\ &= \hat{y}_{ua} \hat{y}_{ib} - \hat{y}_{ub} \hat{y}_{ia} = \hat{y}_i^T J \hat{y}_u. \end{aligned} \quad (3.3.3)$$

Система считается настроенной, когда $\sin \angle(\hat{y}_u, \hat{y}_i) = 0$, т. е. когда векторы \hat{y}_u и \hat{y}_i параллельны. Однако, вследст-

вие того, что равенство $e = 0$ может быть и при $|\hat{y}_u| \neq |\hat{y}_i|$, эта система модули не подстраивает. На рис. 3.3.1 представлена структурная схема MRAS для оценки скорости и потокосцепления ротора. На рис. 3.3.1 изотропное звено представляет собой блок адаптации, $W_r(p)$, $W_a(p)$ – векторные передаточные функции эталонной и настраиваемой моделей, соответственно. Сигналы \hat{y}_u и \hat{y}_i могут быть использованы для организации прямого векторного управления, а \hat{W} – для управления скоростью ротора АД.

Рассмотрим модернизированную структурную схему, которая соответствует схеме на рис. 3.3.1. Для этого уравнение (1) перепишем в виде

$$\hat{y}_u = \left[\frac{1}{p} (u - R_{s0} i) - s L_s i \right] \frac{L_{r0}}{L_{m0}}. \quad (3.3.4)$$

Чистое интегрирование в (4) обуславливает появление ошибок, связанных, во-первых, с накоплением ошибки за счет сдвигов нуля клеммных датчиков, во-вторых, при чистом интегрировании появляется неизвестный сдвиг в виде начальных условий интегрирования.

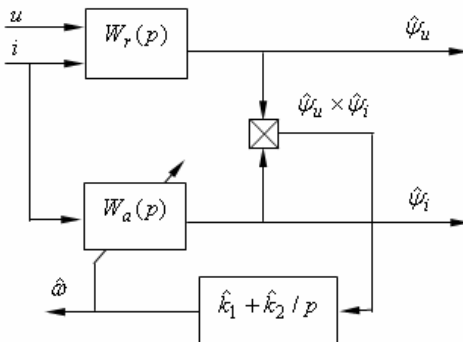


Рисунок 3.3.1. Структурная схема MRAS-у

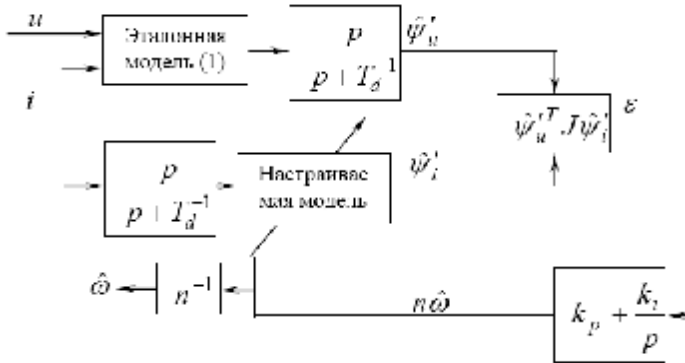


Рисунок 3.3.2. Модифицированная структурная схема MRAS-у

Для устранения недостатков, связанных с «чистым» интегрированием, С. Schauder [15] предложил схему, представленную на рис. 3.3.2. Данная схема, хотя и устраняет нежелательные эффекты «чистого» интегрирования, вносит дополнительное запаздывание за счет инерционных звеньев, вследствие чего нижняя граница диапазона регулирования скорости ротора ограничена снизу. Тем не менее, система сохраняет робастность в режиме реверса с прохождением через точку, где $w=0$.

3.3.2. Метод MRAS-e

Для устранения нежелательных эффектов «чистого» интегрирования без внесения запаздывания F.-Z. Peng и Т. Fukao предложили [16] схему, использующую для сравнения не потокосцепления, а противоЭДС e_u , e_i , представленные соответственно выражениями (2.24), (2.25), а именно

$$\hat{e}_u = u - R_{s0}i - s p(L_s i), \quad (3.3.5)$$

$$\hat{e}_i = \frac{L_{m0}}{L_{r0}} \left[\left(n\hat{w}J - \frac{E}{T_{r0}} \right) \hat{y}_i + \frac{L_{m0}}{T_{r0}} i \right], \quad (3.3.6)$$

$$\hat{e}_i = \frac{L_{m0}}{L_{r0}} p \hat{y}_i. \quad (3.3.7)$$

Кроме того, в структурной схеме участвует уравнение, аналогичное (2.22), а именно,

$$p \hat{y}_i = \left(n\hat{w}J - \frac{E}{T_{r0}} \right) \hat{y}_i + \frac{L_{m0}}{T_{r0}} i. \quad (3.3.8)$$

В уравнениях (5)–(8), как и ранее, через «^» обозначены оценки соответствующих переменных, а индекс «0» указывает на то, что берется номинальное значение соответствующего коэффициента. Структурная схема представлена на рис. 3.

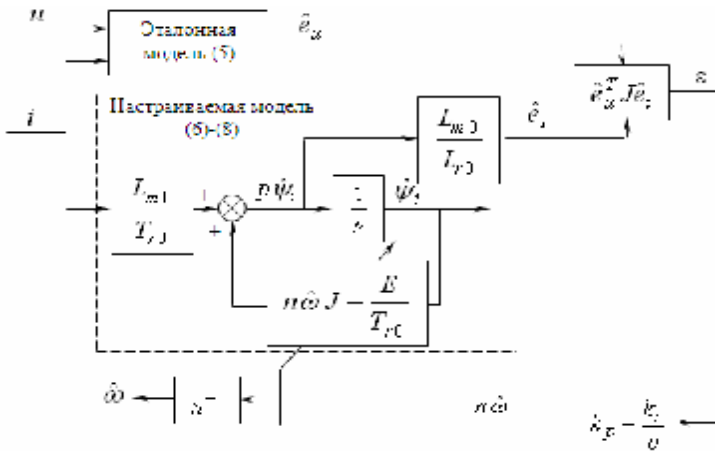


Рисунок 3.3.3. Структурная схема MRAS-e

к неточности знания T_r . Однако само значение T_r не определяется. В качестве аргумента блока адаптации авторы предложили использовать функцию $(\hat{e}_u - \hat{e}_i) J i$. Структурная схема системы представлена на рис. 3.3.4.

3.3.4. Определение скорости и потокосцепления ротора с помощью наблюдателя Луэнбергера

Для уменьшения нижней границы диапазона регулирования скорости ротора АД Н. Kubota и К. Matsuse предложили [17–21] наблюдатель типа наблюдателя Луэнбергера, в котором в качестве объекта наблюдения рассматривается система уравнений (2.23), (2.22). Наблюдатель строится по уравнениям

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}} &= -(s L_{s0})^{-1} [R_{s0} + R_{r0} (L_{m0} L_{r0}^{-1})^2] \hat{i} + \\ &+ L_{m0} (s L_{s0} L_{r0})^{-1} (E T_{r0}^{-1} - n \hat{w} J) \hat{y} + u + G_1(\hat{w}) \hat{i}, \\ \dot{\hat{y}} &= (n \hat{w} J - E T_{r0}^{-1}) \hat{y} + L_{m0} T_{r0}^{-1} \hat{i} + G_2(\hat{w}) \hat{i}, \end{aligned} \quad (3.3.9)$$

где $G_1(\hat{w})$, $G_2(\hat{w})$ – матрицы коэффициентов усиления наблюдателей, методика выбора которых дана в работах [17, 18, 20],

$$\tilde{i} = \hat{i} - i. \quad (3.3.10)$$

Блок адаптации и оценки скорости описывается уравнением

$$n \hat{w} = k_p \hat{i} + k_i \int_0^t \hat{i} J \hat{y} dt. \quad (3.3.11)$$

Структурная схема адаптивного наблюдателя представлена на рис. 3.3.5.

В работах [18–21] даны следующие алгоритмы, позволяющие параллельно с оценкой потокосцепления и скорости



Рисунок 3.3.5. Структурная схема адаптивного наблюдателя

и скорости ротора оценивать сопротивления статора и ротора:

$$\hat{R}_s = I_1 \% \hat{i}, \quad \hat{R}_r = I_2 \% \hat{i}_{dd}, \quad (3.3.12)$$

где I_1 , I_2 – скалярные коэффициенты, i_{dd} – гармоническая составляющая, накладываемая на намагничивающую составляющую статорного тока.

3.4. Определение напряжения статора

При использовании преобразователя частоты (ПЧ) с нерегулируемым выпрямителем и инвертором с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) напряжение представляет собой последовательность импульсов. Это существенно осложняет определение главных гармоник напряжений. В этом случае используется следующий метод вычисления главных гармоник.

Связь между фазным напряжением u_s ($s = a, b, c$) и шириной импульса ΔT при длительности такта срабатывания инвертора T определяется зависимостью [22]

$$u_s = u_{dc} \frac{\Delta T}{T},$$

где u_{dc} – напряжение цепи постоянного тока ПЧ, а ΔT определяется с помощью треугольной синусоиды. Для точного замера ΔT требуется очень маленький такт счета.

Второй метод базируется на измерении напряжения цепи постоянного тока ПЧ и таблицы переключений ключей инвертора. На рис. 3.4.1 дано схематическое представление ключей инвертора, а таблица их переключений – в табл. 3.1. Фазные напряжения вычисляются по зависимостям

$$u_a = \frac{1}{3} u_{dc} (2S_A - S_B - S_C), \quad u_b = \frac{1}{3} u_{dc} (-S_A + 2S_B - S_C),$$

$$u_c = \frac{1}{3} u_{dc} (-S_A - S_B + 2S_C).$$

Этот метод также требует очень маленького такта счета микропроцессора.

Третий метод предусматривает сглаживание напряжения на выходе ПЧ с помощью фильтра. Постоянная времени фильтра выбирается на основании тактовой частоты ПЧ. Сглаженное напряжение может быть замерено с помощью известных измерителей напряжения. При этом достаточно измерить напряжение только двух фаз, по которым можно вычислить напряжение третьей фазы (см. (2.1), (2.2)). Недостатками этого метода являются сдвиг фаз и искажение амплитуд замеренных сигналов по отношению к истинному напряжению.

Четвертый метод предлагает вместо истинного напряжения использовать программные значения напряжения u_{ap} , u_{bp} , u_{cp} , которые являются аргументом управления

инвертором. Этот метод не учитывает влияние возможных изменений напряжения питающей сети. Для учета этих изменений амплитуды программных значений корректируются по напряжению в цепи постоянного тока ПЧ, которое пропорционально напряжению питающей цепи.

Перечисленные методы являются косвенными и не учитывают такие эффекты как падение напряжения, запаздывания при открытии и закрытии в коммутируемых элементах, а также за счет «мертвого» времени.

Фазные статорные напряжения эквивалентного двухфазного двигателя определяются по зависимостям (2.2).

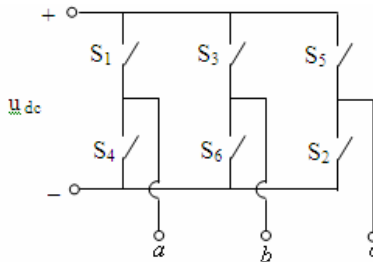


Рисунок 3.4.1. Алгоритм переключения ключей:

«+» – включен, «-» – выключен

Таблица 3.1

$S_A = 1$	S_{1+}	S_{4-}
$S_A = 0$	S_{1-}	S_{4+}
$S_B = 1$	S_{3+}	S_{6-}
$S_B = 0$	S_{3-}	S_{6+}
$S_C = 1$	S_{5+}	S_{2-}
$S_C = 0$	S_{5-}	S_{2+}

3.5. Асимптотическое дифференцирование с помощью наблюдателей [23]

В разработанных в данной книге алгоритмах часто присутствуют производные от сигналов, состоящих из полезных составляющих и высокочастотных помех. Примером таких сигналов служат токи и напряжения, искаженные за счет работы ШИМ преобразователя частоты. Дифференцирование таких сигналов приводит к недопустимому увеличению уровня шумов. Для этого случая разработаны асимптотические дифференциаторы, выполненные в виде наблюдателей. Идея асимптотического дифференцирования заключается в следующем.

Пусть измеряется перемещение J с выходным сигналом

$$y = J + v, \quad (3.5.1)$$

где v – высокочастотный шум. Необходимо оценить J , \dot{J} , \ddot{J} . Если с J отождествить перемещение, то \dot{J} , \ddot{J} будут соответственно скоростью и ускорением. Введем обозначения

$$J = x_1, \dot{J} = x_2, \ddot{J} = x_3. \quad (3.5.2)$$

Примем, что $x_3 = \text{const}$ или $\dot{x}_3 = 0$. Обозначениям (2) соответствует система

$$\dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_2 = x_3, \dot{x}_3 = 0. \quad (3.5.3)$$

С помощью обозначений

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (3.5.4)$$

запишем систему (1), (3) в векторно-матричной форме

$$\dot{x} = Ax, \quad y = Cx + v. \quad (3.5.5)$$

Для системы (5) запишем наблюдатель в стандартной форме

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C\hat{x} - y). \quad (5.8.6)$$

Подстановка y из (5) в (6) дает

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C(\hat{x} - x) - n). \quad (3.5.7)$$

Введем в рассмотрение ошибку наблюдателя $\hat{e} = \hat{x} - x$ и вычтем из уравнения (6) первое уравнение в (5), в результате чего получим уравнение ошибок

$$\dot{\hat{e}} = A\hat{e} + L(C\hat{e} - n). \quad (3.5.8)$$

Как видно из (8), ошибка дифференциатора находится путем интегрирования, вследствие чего роль шума уменьшается.

Наблюдатель (6) позволяет оценить вектор x , в состав которого входят перемещение, скорость и ускорение. Поскольку оценка вектора x осуществляется путем интегрирования уравнения (6), то искомые переменные отфильтровываются от высокочастотных помех, входящих в y . Интересно отметить то, что скорость и ускорение получаются не путем дифференцирования перемещения, а путем его интегрирования.

3.6. Выводы из раздела 3

Как видно из (3.1.26), для оценки сопротивления ротора R_r или постоянной времени ротора T_r в реальном времени необходимо изменение модуля вектора потокоцепления ротора. С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжектируют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой. При этом в потокоцеплении появляется переменная гармоническая составляющая, которая участвует в идентификации. Это накладывает дополнительное требование к методам оценки y ,

а именно, достаточно точное воспроизведение инжектированной составляющей в оценке $|\hat{y}|$.

Существующие разомкнутые методы оценки синхронной скорости, скорости скольжения, скорости и сопротивления ротора просты, но требуют знания потокосцепления ротора или статора. Потокосцепления можно легко определить путем интегрирования ЭДС, однако при этом появляются постоянные ошибки, равные неизвестным начальным условиям интегрирования, и линейно нарастающие ошибки, обусловленные постоянными ошибками измерения или оценки токов и напряжений, входящих в ЭДС. Эти ошибки ограничивают путем замены интеграторов на инерционные звенья. Вследствие этого, рабочий диапазон оценки потокосцеплений ограничивается снизу синхронной скоростью порядка T^{-1} , где T – постоянная времени инерционных звеньев. По этой причине были разработаны замкнутые методы оценки потокосцеплений, построенные по принципу наблюдателей, в которых роль измерения выполняют программные потокосцепления [7–11]. Эти методы имеют следующие недостатки:

- они требуют достаточно точного знания начальных условий для наблюдателя,
- с уменьшением синхронной скорости коэффициенты наблюдателей должны уменьшаться по модулю, что влечет за собой уменьшение быстродействия наблюдателей,
- эти наблюдатели плохо восстанавливают искусственно вносимую гармоническую составляющую потокосцепления, необходимую для оценки сопротивления ротора.

Указанных недостатков лишены замкнутые методы одновременной оценки скорости и потокосцепления ротора, использующие принцип работы адаптивных систем (MRAS) [12–16]. В свою очередь, работоспособность этих систем зависит от точности знания сопротивлений ротора и статора (работоспособность метода MRAS – $(\hat{i} \times \hat{e})$ не зави-

сит от сопротивления статора). Кроме того, эти методы довольно сложны.

Дальнейшим совершенствованием методов оценки вектора состояния и параметров АД является применение адаптивного наблюдателя [17–21], который дает оценку не только скорости и потокосцепления ротора, а и сопротивлений статора и ротора. Недостатками этого метода являются сложность и отсутствие аналитического доказательства его работоспособности.

Общим недостатком рассмотренных в разделе методов является ухудшение их точности при наличии смещений в измерениях тока и напряжения.

Таким образом, в настоящее время отсутствуют простые методы оценки вектора состояния и параметров АД. Разработке таких методов будут посвящены последующие разделы.

Список литературы 3

1. Xu X. Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weakening Region / Xu X., De Doncker R. and Novotny D. W. – IEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec. – 1988. – P. 437–443.
2. Yousfi D. Position and Speed Estimation with Improved Integrator for Synchronous Motor / Yousfi D., Azizi M., Saad A. – In Proc. IECON'99. Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – PE-16.
3. Современное состояние и тенденции в частотно-регулируемом электроприводе (Краткий аналитический обзор) / [Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, Б. И. Абрамов, Б. И. Моцохейн, С. П. Жижин]. – Электротехника. – 1996. – № 10. – С. 18–28.
4. Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive / [B. K. Bose, M. G. Simoes et al.]. – Sensorless Control of AC Motor Drives / Editor by K. Rajashekara,

A. Kawamura, K. Matsuse. – New York : IEEE Press, 1996. – Pp. 119–125.

5. Pinto J. O. P. A Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive with Space-Vector PWM and Flux-Vector Synthesis by Neural Networks / Pinto J. O. P., Bose B. K. and Borges da Silva L. E. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 2001. – Vol. 37, № 5. – Pp. 1308–1317.

6. Sung-Don Wee. Stator-Flux-Oriented Control of Induction Motor Considering Iron Loss / Sung-Don Wee, Myoung-Ho Shin and Dong-Seok – IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2001. – Vol. 48, № 3. – Pp. 602–608.

7. Hu J. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range / J. Hu, B. Wu. – IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – V. 13, № 5. – P. 969–977.

8. Ohtani T. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder / Ohtani T., Tacada N. and Tanaka K. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 1992. – V. 28, № 1. – P. 157–164.

9. Akatsu K. Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimation with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without Signal Injection / K. Akatsu, A. Kawamura. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 2000. – V. 36, № 3. – P. 764–771.

10. Holtz J. Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification / J. Holtz, J. Quan. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 2002. – V. 38, № 4. – P. 1087–1095.

11. Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme / [D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo]. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 2003. – V. 39, № 2. – P. 476–483.

12. Schroder D. Neural-Net Based Observers for Sensorless Drives / Schroder D., Schaffner C. and Lenz U. – In Proc.

IECON '94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1599–1610.

13. Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives / [C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo]. – In Proc. IECON '94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1579–1588.

14. Tung-Hai Chin. Approaches for Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor / Tung-Hai Chin. – In Proc. IECON '94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1616–1620.

15. Schauder C. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers / Schauder C. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 1992. – V. 28, № 5. – P. 1054–1061.

16. Peng F.-Z. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors / F.-Z. Peng and T. Fukao. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 1994. – V. 30, № 5. – P. 1234–1240.

17. Kubota H. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer / H. Kubota and K. Matsuse – In Proc. IECON '94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 3. – P. 1611–1615.

18. Young Ahn Kwo. A Novel MRAS Based Speed Sensor Less Control of Induction Motor / Young Ahn Kwon and Dae Won Jin. – In Proc. IECON '99. Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – PE – 15.

19. Kubota H. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor / Kubota H., Matsuse K. and Nakano T. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 1993. – V. 29, № 2. – P. 344–348.

20. Kubota H. Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation / H. Kubota and K. Matsuse. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 1994. – V. 30, № 5. – P. 1219–1224.

21. Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Operating at High Efficiency Taking Core Loss into Account / K. Matsuse, Sh. Taniguchi, T. Yoshizumi and K. Namiki. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 2001. – V. 37, № 2. – P. 548–557.

22. Leonhard W. Control of Electrical Drives. / Leonhard W. – Berlin : Springer, 1996. – 420 p.

23. Дылевский А. В. Применение метода пространства состояний для синтеза дифференциаторов / А. В. Дылевский, Г. И. Лозгачев – Автоматика и телемеханика. – 1999. – № 9. – С. 13–20.

24. Робастный алгоритм идентификации частоты синусоидального сигнала / [Арановский С. В., Бобцов А. А., Кремлев А. С., Лукьянова Г. В.]. – Известия РАН. Теория и системы управления. – 2007. – № 3. – С. 39–44.

25. Hou M. Amplitude and frequency estimator of a sinusoid / Hou M. – IEEE Trans. on Automatic Control. – 2005. – Vol. 50, № 6. – Pp. 854–858.

26. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions / [Xiaoming Yuan, Merr W., Stemmler H., Allmeling J.]. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 2002. – V. 38, № 2. – P. 523–531.

27. Hinkkanen M. Modified Integrator for voltage model flux estimation of induction motors / M. Hinkkanen, J. Luomi. – IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2003. – V. 50, № 4. – P. 818–820.

28. Comanescu M. An improved flux observer based on PLL frequency estimator for sensorless vector control of induction motors / M. Comanescu and L. Hu. – IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2006. – V. 53, № 1. – P. 50–56.

Раздел 4

СИНТЕЗ РОБАСТНЫХ ОПТИМАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ

В связи с неопределенностью момента инерции вращающихся частей привода, нагрузки, помех, сопротивлений электрических цепей, наличием насыщения и инерционности магнитной цепи, электромагнитными процессами в стали привод с АД является существенно неопределенным объектом управления. Магнитная цепь АД имеет большую неизвестную постоянную времени. Магнитные переходные процессы можно было бы форсировать, но для этого необходимо было бы установить в АД датчик потокоцепления, что нежелательно. Поэтому обычно при векторном управлении стабилизируют намагничивающую составляющую статорного тока, что устраняет переходные процессы в магнитной цепи [1] и влияние неопределенности ее постоянной времени. Однако это при малых электромагнитных моментах ведет к увеличенному электропотреблению. Поэтому заманчиво попытаться обеспечить форсирование переходных процессов в магнитной цепи без датчика потокоцепления и минимизировать электропотребление за счет согласованного изменения намагничивающей и моментной составляющих тока статора в соответствии с величиной и знаком требуемого электромагнитного момента, а также обеспечить робастность системы управления электроприводом по отношению к перечисленным выше неопределенностям.

4.1. Синтез робастных алгоритмов формирования электромагнитного момента

Неопределенности требуют применения робастных методов управления. Широко распространенные ПИ-регуляторы [2–4] чувствительны к изменению момента инерции и к ограничениям, накладываемым на управляющий момент. Среди робастных методов управления электроприводом наиболее часто рассматриваются адаптивные системы управления (АСУ) [5–7] и системы с переменной структурой (СПС) [8–10]. АСУ с настраиваемой моделью требуют большого объема вычислений, обычно имеют малое быстродействие и плохо поддаются аналитическим исследованиям. АСУ с идентификацией параметров предъявляют специфические требования к характеру движения ротора, часто отличающиеся от требований технологического процесса.

Характерной особенностью СПС является наличие в системе управления скользящих режимов, которые, помимо обеспечения робастности, приносят и недостатки, такие как:

- наличие вибраций, снижающих надежность механических частей привода;
- потеря работоспособности в присутствии в системе управления паразитной динамики;
- плохая помехоустойчивость по отношению к высокочастотным помехам;
- отсутствие робастности на участке достижения поверхности переключения;
- наличие пульсаций скорости.

В работах [11–14] предлагается ряд мероприятий по устранению отдельных из перечисленных недостатков. Однако ни одно из предлагаемых мероприятий не устраняет сразу все недостатки. Перечисленных недостатков лишены робастные комбинированные системы управления с наблюдателями неопределенности. Кроме того, они обладают

более простой настройкой. Система такого типа впервые была предложена и исследована В. Д. Фурасовым [15]. Позднее Е. М. Потапенко был предложен и исследован ряд систем данного класса, как для линейных, так и для нелинейных нестационарных объектов управления [16–22].

4.1.1. Управление скоростью ротора двигателя

Уравнения движения ротора АД и электромагнитного момента в соответствии с (2.32), (2.39) и [23] определяется выражениями

$$I\ddot{\alpha} = m + m_l + m_i, \quad (4.1.1)$$

$$m = n \frac{L_m}{L_r} y_d i_q, \quad (4.1.2)$$

$$T_\kappa \ddot{\alpha}_d + y_d = L_m i_d, \quad (4.1.3)$$

где m_l – момент нагрузки, m_i – момент, обусловленный электромагнитными процессами в стали [23], I – момент инерции.

Будет полагаться, что m_l , m_i не известны, а параметры системы неточно известны, причем

$$I = I_0 + I_d, m = m_0 + m_d, \\ L_m = L_{m0} + L_{md}, L_r = L_{r0} + L_{rd}. \quad (4.1.4)$$

Здесь I_0 , m_0 , L_{m0} , L_{r0} – детерминированные части (номинальные значения), причем, для L_{m0} , L_{r0} за номинальные значения принимаются значения индуктивностей на линейном участке кривой намагничивания, J_δ , m_δ , $L_{m\delta}$, $L_{r\delta}$ – кусочно дифференцируемые неизвестные погрешности. В соответствии с (2), (3)

$$m = n L_m L_r^{-1} (L_m i_d - T_\kappa \ddot{\alpha}_d) i_q. \quad (4.1.5)$$

Основной проблемой, стоящей на пути оптимизации системы в динамических режимах, является большая постоянная времени T_r в (3) и (5). С целью ее компенсации,

а также компенсации влияния неопределенностей, за номинальный электромагнитный момент примем

$$m_0 = nL_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d i_q. \quad (4.1.6)$$

В этом случае с учетом (4)–(6) уравнению (1) можно придать вид

$$I_0 \dot{\mathbf{x}} = m_0 + f, \quad (4.1.7)$$

где

$$f := m_l + m_i + m_d - I_d \dot{\mathbf{x}} + f_1(L_{md}, L_{rd}, T_r, \mathbf{y}, i_d, i_q). \quad (4.1.8)$$

Уравнение (7) представляет собой уравнение полностью детерминированного объекта с номинальными параметрами, подверженного действию суммарной неопределенности f . В соответствии с [16–22] задача состоит в оценке неопределенности f и компенсации ее с помощью специального слагаемого в законе управления. Полагая, что f – кусочно-дифференцируемая функция, примем

$$f := x_1, \dot{f} := x_2, \dots, f^{(k-1)} := x_k, f^{(k)} := \mathbf{x}. \quad (4.1.9)$$

Тогда f можно описать системой уравнений

$$x = [x_1, \dots, x_k]^T, \quad \dot{x} = Dx, \quad \mathbf{x} = Fx + Nf^{(k)}, \quad (4.1.10)$$

где

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0_{1 \times (k-1)} \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \mathbf{K} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \mathbf{K} & 0 \\ \mathbf{K} & \mathbf{K} & \mathbf{K} & \mathbf{K} & \mathbf{K} \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{K} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{K} & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.1.11)$$

$$N = \begin{bmatrix} 0_{1 \times (k-1)} & 1 \end{bmatrix}^T,$$

Будем рассматривать уравнение (7) как измерение вектора неопределенности f . Представим уравнение (7) в виде системы

$$y = f = Dx, \quad \dot{y} := I_0 \dot{\mathbf{x}} - m_0. \quad (4.1.12)$$

Система уравнений (10)–(12) является полностью наблюдаемой. Наблюдатель для этой системы имеет вид [16–22]

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= F \hat{x} + L(D \hat{x} - y) = \\ &= F \hat{x} + L(D \hat{x} - I_0 \hat{x} + m_0), \quad L \in R^{k \times l},\end{aligned}\quad (4.1.13)$$

где L – матрица коэффициентов усиления наблюдателя. Для устранения необходимости получения \hat{x} вводится обозначение

$$z := \hat{x} + LI_0 w \Rightarrow \hat{x} = z - LI_0 w, \quad (4.1.14)$$

с помощью которого второе уравнение в (13) принимает вид

$$\dot{\hat{x}} = (F + LD)z - (F + LD)LI_0 w + Lm_0. \quad (4.1.15)$$

В (15), в отличие от (13), отсутствует \hat{x} . Вследствие полной наблюдаемости системы (10)–(12) спектр матрицы $(F + LD)$ можно задать любым желаемым образом и тем самым обеспечить робастность наблюдателя (15), (14) [16–22]. Оценка неопределенности f переменной \hat{f} производится по зависимостям

$$\hat{f} = D \hat{x} = D(z - LI_0 w). \quad (4.1.16)$$

Зная \hat{f} , в соответствии с (7) закону управления следует придать вид

$$m_0 = m_{00} - \hat{f}. \quad (4.1.17)$$

Подстановка (17) в (7) дает уравнение

$$I_0 \dot{\hat{x}} = m_{00} + (f - \hat{f}). \quad (4.1.18)$$

При точной работе наблюдателя, что достигается увеличением нормы матрицы L , $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{f}$ при $t \rightarrow \infty$ равен f . В этом случае уравнение (18) принимает вид

$$I_0 \dot{\hat{x}} = m_{00}. \quad (4.1.19)$$

Пусть требуется отслеживать заданную (программную) траекторию w_p . Пусть также

$$m_{00} = -k_0(w - w_p) + I_0 \dot{w}_p. \quad (4.1.20)$$

Подстановка (20) в (19) порождает уравнение

$$I_0(\ddot{w} - \ddot{w}_p) + k_0(w - w_p) = 0. \quad (4.1.21)$$

При $k_0 > 0$ (I_0 всегда больше нуля) имеет место асимптотическая устойчивость нулевого решения уравнения (21), следовательно, при $t \rightarrow \infty$ $w \rightarrow w_p$. Качество переходного процесса определяется параметрами I_0 и k . Решение уравнения (21) имеет вид

$$w - w_p = [w(0) - w_p(0)] \exp(-k_0 t / I_0).$$

Подстановка (16) в (17), а (17) в (15) дает уравнение

$$\ddot{z} = Fz + Lm_{00} - FL I_0 \dot{w}. \quad (4.1.22)$$

Система (22), (16) дает оценку неопределенности f , а выражения (17), (20) – закон управления.

Следует обратить внимание на то, что переходный процесс в (21) не зависит ни от одной из перечисленных выше неопределенностей, включенных в (8), в том числе и от инерционности процессов в магнитной цепи. Если в L_{m0} , L_{r0} не учтены эффекты магнитного насыщения, то управление оказывается робастным также к магнитному насыщению.

Запишем уравнение ошибки наблюдателя. Пусть ошибка наблюдателя определяется выражением $\% = \hat{x} - x$. Подстановка первого равенства из (12) в первое уравнение из (13) и вычитание из полученного последнего уравнения в (10) дает уравнение ошибки

$$\dot{\%} = (F + LD)\% - Nf^{(k)}.$$

Установившаяся ошибка зависит только от $f^{(k)}$, что свидетельствует об астатизме системы k -го порядка. Как следует из второго уравнения в системе (14) и системы (9), наблюдатель позволяет оценить не только неопределенность f , а и k ее производных, что позволяет улучшить управление за счет включения в закон управления (17) производных от \hat{f} . Это будет способствовать уменьшению отклонения скорости от программного значения при включении и снятии нагрузки. Указанное отклонение особенно существенно при малых программных скоростях. При $k = 1$ уравнения (22), (16), (17) принимают вид

$$\dot{z} = l m_0, \quad \dot{\hat{f}} = z - l I_0 w, \quad m_0 = m_{00} - \hat{f}, \quad (4.1.23)$$

где l – скалярный коэффициент усиления наблюдателя, а m_0 , как и ранее, определяется выражением (20). Пусть p – оператор дифференцирования. Последовательно подставляя в системе (23) z из первого уравнения во второе, а затем \hat{f} из второго уравнения в третье, получим

$$m_0 = m_{00} - l \left(\frac{m_{00}}{p} - I_0 w \right).$$

По данному выражению с учетом (20) можно заключить, что при $k = 1$ синтезированный закон управления (23) эквивалентен ПИ-регулятору. Однако, в отличие от классического ПИ-регулятора, при выборе параметров синтезированного регулятора исследуются два независимых уравнения первого порядка, а не одно уравнение второго порядка. Это позволяет независимо формировать вид переходных процессов, с одной стороны, и компенсировать неопределенность, с другой стороны. Преимущества еще больше возрастают при позиционном управлении электроприводом или увеличении порядка астатизма системы, так как в этом случае система управления с ПИ-регулятором может поте-

рять устойчивость при увеличении момента инерции или из-за ограничений управляющего момента. Комбинированное же управление ни при ограничениях, ни при увеличении момента инерции не теряет устойчивости.

Поскольку при комбинированном управлении неопределенность оценивается и компенсируется, синтезированные алгоритмы управления без перенастройки одинаково эффективно работают при различных видах нагрузки и помехи (постоянные, линейно, квадратично и т. д., зависящие от времени).

4.1.2. Управление положением ротора двигателя

В этом случае необходимо измерять само положение ротора. Скорость ротора, необходимую для управления, можно получить многими способами:

- 1) вычислением по электромагнитным процессам в двигателе, чему посвящена большая часть этой книги,
- 2) путем обработки последовательности импульсов в статорном токе, вызванных магнитной неоднородностью электродвигателя,
- 3) с помощью расширенного наблюдателя, одновременно оценивающего скорость и неопределенность [16–21],
- 4) путем обработки информации позиционного датчика.

В случае датчика с непрерывным выходным сигналом скорость можно вычислить с помощью асимптотического дифференциатора, описанного в подразделе 3.5. При использовании инкрементного датчика – с помощью экстраполятора нулевого, первого или второго порядка (в зависимости от точности датчика). Рассмотрим применение экстраполятора второго порядка.

Выходной сигнал инкрементного датчика представляет собой последовательность равных импульсов, поступающих через равные углы поворота ротора, но не обязательно через равные промежутки времени. Пусть $t_{n-2}, t_{n-1}, t_n, t_{n+1}$ – последовательность ближайших друг к другу моментов

времени поступления импульсов, причем, t_n – текущий момент времени. Угол поворота ротора J можно определить путем суммирования импульсов (рис. 4.1). Требуется спрогнозировать угол поворота, скорость и ускорение на промежуток времени между t_n и t_{n+1} . По аналогии с разложением в ряд Тейлора можно записать прогноз перемещения J_p в виде

$$J_p \approx J_n + \mathfrak{J}_n(t - t_n) + \frac{1}{2} \mathfrak{J}_n'(t - t_n)^2, \quad (4.1.24)$$

где скорость и ускорение в момент t_n определяются соотношениями

$$\mathfrak{J}_n = \frac{dJ}{dt} \text{ at } t=t_n \approx \frac{1}{t_n - t_{n-1}} (J_n - J_{n-1}), \quad (4.1.25)$$

$$\begin{aligned} \mathfrak{J}_n' &= \frac{d}{dt} \frac{dJ}{dt} \text{ at } t=t_n \approx \frac{1}{t_n - t_{n-1}} (\mathfrak{J}_n - \mathfrak{J}_{n-1}) \approx \frac{1}{t_n - t_{n-1}} \times \\ &\times \left[\frac{1}{t_n - t_{n-1}} (J_n - J_{n-1}) - \frac{1}{t_{n-1} - t_{n-2}} (J_{n-1} - J_{n-2}) \right]. \end{aligned} \quad (4.1.26)$$

С учетом того, что импульсы следуют через постоянное угловое расстояние J_d , равенства (25), (26) можно представить в виде

$$\mathfrak{J}_n = \frac{J_d}{t_n - t_{n-1}}, \quad \mathfrak{J}_n' \approx \frac{J_d}{t_n - t_{n-1}} \left(\frac{1}{t_n - t_{n-1}} - \frac{1}{t_{n-1} - t_{n-2}} \right). \quad (4.1.27)$$

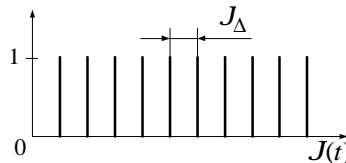


Рисунок 4.1. Импульсы приращений сигналов, которые вырабатывает инкрементный датчик

Выражение (24) дает прогноз угла поворота на промежуток времени между t_n и t_{n+1} . Прогноз скорости на этот же промежуток времени можно получить, продифференцировав выражение (24). Тогда

$$\dot{\mathcal{J}}_p \approx \dot{\mathcal{J}}_n + \ddot{\mathcal{J}}_n(t - t_n). \quad (4.1.28)$$

Предсказание ускорения получается путем дифференцирования выражения (28) в виде

$$\ddot{\mathcal{J}}_p \approx \ddot{\mathcal{J}}_n. \quad (4.1.29)$$

Итак, будем считать, что известны J и $\dot{\mathcal{J}}$. При позиционном управлении вместо уравнения (1) следует использовать уравнение

$$I\ddot{\mathcal{J}} = m + m_l + m_i, \quad (4.1.30)$$

а уравнения (2)–(19) остаются в силе. Пусть требуется отслеживать заданную траекторию $J_p, \dot{\mathcal{J}}_p, \ddot{\mathcal{J}}_p$. Вместо уравнений (19)–(20) для позиционного управления запишем

$$I_0\ddot{\mathcal{J}} = m_{00}, \quad (4.1.31)$$

$$m_{00} = -k_0(J - J_p) - k_1(\dot{\mathcal{J}} - \dot{\mathcal{J}}_p) + I_0\ddot{\mathcal{J}}_p. \quad (4.1.32)$$

Подстановка (32) в (31) приводит к уравнению

$$I_0(\ddot{\mathcal{J}} - \ddot{\mathcal{J}}_p) + k_1(\dot{\mathcal{J}} - \dot{\mathcal{J}}_p) + k_0(J - J_p) = 0$$

с характеристическим уравнением

$$I_0 p^2 + k_1 p + k_0 = 0. \quad (4.1.33)$$

Корни уравнения (33) имеют вид

$$p_{1,2} = \frac{-k_1 \pm \sqrt{k_1^2 - 4I_0 k_0}}{2I_0}. \quad (4.1.34)$$

Из (34) следует, что неопределенность (8) не влияет на показатели качества переходных процессов в системе и на

ее точность. Сопоставим полученный результат с традиционным ПИД-регулятором.

При регулировании перемещения с помощью ПИД-регулятора будем иметь

$$m_{00} = -k_0(J - J_p) - k_1(\dot{J} - \dot{J}_p) - k_2 \int_0^t (J - J_p) dt + I \ddot{J}_p, \quad (4.1.35)$$

Характеристическое уравнение, соответствующее уравнениям (31), (35), имеет вид

$$Ip^3 + k_1p^2 + k_0p + k_2 = 0. \quad (4.1.36)$$

Необходимыми и достаточными условиями асимптотической устойчивости системы третьего порядка будут положительность коэффициентов характеристического уравнения (36) и соотношение

$$k_1k_0 - Ik_2 > 0. \quad (4.1.37)$$

Как видно из соотношения (37), в отличие от синтезированного робастного алгоритма управления, система с ПИД-регулятором при увеличении момента инерции I может потерять устойчивость.

Работоспособность синтезированных робастных алгоритмов управления подтверждена численным моделированием в разделах 6–9.

4.2. Синтез локально оптимального управления без учета магнитного насыщения

Алгоритмы управления должны быть такими, чтобы электропотребление АД было минимальным. Оптимизацию электропотребления можно проводить путем формирования фазовой траектории и реализующего ее управления, при перемещении по которой между двумя точками минимизируется потребляемая электроэнергия. Такой подход для неопределенных систем малоэффективен. Другим путем оптимизации является минимизация потребляемой

мощности или какой-либо ее составляющей в каждой точке фазовой траектории (в каждый момент времени). Такое субоптимальное управление называется локально оптимальным [24]. Второй подход оказывается единственно возможным при задании фазовой траектории, исходя, например, из технологических требований.

Локально оптимальное управление при конкретной нагрузке в стационарных режимах работы при непосредственном управлении частотой и напряжением статора (скалярное управление) хорошо изучено [25–27]. Перенести результаты этих работ на векторное управление с неопределенной нагрузкой не представляется возможным.

При синтезе локально оптимальных алгоритмов в данном подразделе воспользуемся уравнениями (2.32), (2.33), (2.29) в предположении, что $L_s, L_m, L_r = \text{const}$. Это соответствует пренебрежению эффектом магнитного насыщения, или работе на линейном участке кривой намагничивания. Указанные уравнения принимают вид

$$T_\kappa \dot{\mathbf{y}}_d + \mathbf{y}_d = L_m \dot{\mathbf{i}}_d, \quad (4.2.1)$$

$$\mathbf{w}_{sl} = \mathbf{w}_0 - n\mathbf{w} = \frac{L_m \dot{\mathbf{i}}_q}{T_\kappa \mathbf{y}_d}, \quad (4.2.2)$$

$$\begin{aligned} u = & \mathbf{s} L_s \dot{\mathbf{i}}_d + (R_s + R_r L_{mr}^2) \mathbf{i} + \mathbf{w}_0 \mathbf{s} L_s \mathbf{j} i - \\ & - L_{mr} (E T_r^{-1} - n\mathbf{w} \mathbf{J}) [\mathbf{y}_d \quad 0]^T, \end{aligned} \quad (4.2.3)$$

где введено обозначение $L_{mr} = L_m L_r^{-1}$.

Активную мощность (P_a), потребляемую АД, можно найти с помощью выражений (2.20), (2.26), (3) следующим образом:

$$\begin{aligned} P_a = & \dot{\mathbf{i}}^T \mathbf{u} = \dot{\mathbf{i}}_a^T \mathbf{u}_a + \dot{\mathbf{i}}_b^T \mathbf{u}_b = \dot{\mathbf{i}}_d^T \mathbf{u}_d + \dot{\mathbf{i}}_q^T \mathbf{u}_q = \\ = & \mathbf{s} L_s \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (\dot{\mathbf{i}}_d^2 + \dot{\mathbf{i}}_q^2) + (R_s + R_r L_{mr}^2) \times \\ \times & (\dot{\mathbf{i}}_d^2 + \dot{\mathbf{i}}_q^2) - L_{mr} T_r^{-1} \dot{\mathbf{i}}_d^T \mathbf{y}_d + n\mathbf{w} L_{mr} \mathbf{y}_d^T \dot{\mathbf{i}}_q. \end{aligned} \quad (4.2.4)$$

Подстановка в предпоследнее слагаемое в (4) y_d из (1) и учет выражения (4.1.2) в последнем слагаемом дают

$$P_a = S L_s \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (i_d^2 + i_q^2) + R_s (i_d^2 + i_q^2) + R_r L_{mr}^2 i_q^2 + w m + L_{mr} i_d y_d. \quad (4.2.5)$$

Первое слагаемое представляет собой потери рассеяния, второе и третье слагаемые – потери мощности на нагрев соответственно в обмотках статора и ротора, четвертое слагаемое является механической мощностью, пятое слагаемое – мощность магнитных полей машины [26, с. 53]. Сумма второго и третьего слагаемых представляет собой потери в меди (P_{Cu}).

Подстановка в последнее слагаемое в (4) $n w$ из (2) и использование (4.1.2) выражению (4) придают вид

$$P_a = S L_s \frac{1}{2} \frac{d}{dt} |i|^2 + R_s |i|^2 + R_r L_{mr}^2 i_d \left(i_d - \frac{y_d}{L_m} \right) + w_0 \frac{m}{n}. \quad (4.2.6)$$

В установившемся режиме с учетом (1) выражение (6) принимает виды

$$P_a = R_s |i|^2 + w_0 \frac{m}{n} = R_s |i|^2 + w_0 L_{mr} y_d i_q. \quad (4.2.7)$$

Таким образом, в установившемся режиме подводимая активная мощность расходуется на потери в меди статора и создание полезной мощности в зазоре.

Помимо активной мощности существенными являются также потери в стали (P_s). С учетом (1) [28, 27]

$$P_s = a (w_1) y_d^2 = a (w_1) (L_m^2 i_d^2 - 2 L_m T_r y_d i_d + T_r^2 y_d^2), \quad (4.2.8)$$

где w_1 – частота тока статора, $0 < a(w_1) = k_a |w_1|^{1.6}$ – эмпирическая зависимость, $0 < k_a = \text{const}$. При достаточно малом $|y_d|$ в (8) слагаемым с y_d^2 можно пренебречь. Кроме того, как будет принято в дальнейшем, $i_d \geq 0$, при этом при

разгоне (торможении) y_d знакопеременная, причем за время разгона (торможения) АД без нагрузки $\int_0^t y_d i_d dt \approx 0$ (это подтверждается моделированием). Вследствие этого в выражениях (5), (8) слагаемыми, зависящими явно от y_d , будем пренебрегать. Кроме того, с учетом соотношения $S \leq 0,2$ из (2.48) и того факта, что в начале и конце разгона (торможения) без нагрузки оптимизированной системы $i^2 = i_d^2 + i_q^2 = 0$, вследствие чего

$$\int_0^{t_k} \frac{d}{dt} (i_d^2 + i_q^2) dt = (i_d^2 + i_q^2) \Big|_0^{t_k} = 0.$$

Поэтому первым слагаемым в (5) будем пренебрегать.

Полная мощность потерь (P) определяется выражением

$$P = P_a + P_s. \quad (4.2.9)$$

С учетом сказанного и выражений (5), (8), (9) будем полагать

$$P \approx P_{em} + wm = R_s (i_d^2 + i_q^2) + R_r L_{mr}^2 i_q^2 + \\ + wm + a (w_1) L_m^2 i_d^2, \quad (4.2.10)$$

где P_{em} — электромагнитные потери [25, с. 21].

Как видно из (4.1.6), один и тот же момент m_0 можно создать бесконечным количеством сочетаний i_d и i_q . Осуществим синтез i_d , i_q , минимизирующих потребляемую мощность. Для этого выразим i_q из (4.1.6) и подставим в (10). Получим

$$P \approx wm + (R_s + a L_m^2) i_d^2 + \frac{(R_s + R_r L_{mr}^2) m_0^2 L_{r0}}{n^2 L_{m0}^4 i_d^2}. \quad (4.2.11)$$

В (11), как и ранее, через L_{m0}, L_{r0} обозначены индуктивности на линейном участке кривой намагничивания. Приравняв производную от (11) по i_d (или, что проще, по i_d^2) нулю, получим следующий закон формирования токов, минимизирующий потребляемую мощность:

$$|i_{dp}| = \sqrt[4]{\frac{R_s + R_r L_{mr}^2}{R_s + a L_{m0}^2}} \sqrt{\frac{|m_0|}{n L_{m0}}}, \quad |i_{qp}| = \sqrt[4]{\frac{R_s + a L_{m0}^2}{R_s + R_r L_{mr}^2}} \sqrt{\frac{|m_0|}{n L_{m0}}}. \quad (4.2.12)$$

В (12) индекс «р» означает «программное значение». Поскольку соотношения (12) дают только модули токов, то для определенности будет полагаться

$$i_{dp} = |i_{dp}|, \quad i_{qp} = |i_{qp}| \operatorname{sign} m_0. \quad (4.2.13)$$

По выражениям (12) складывается впечатление, что при синтезе совершенно не были учтены магнитные переходные процессы. Однако это не так. Динамика намагничивания через член с y_q входит в неопределенность f в (4.1.8). Следовательно, эффект y_q отражен и в оценке \hat{f} , которая в соответствии с (4.1.17) учитывается в m_0 . Таким образом, учет переходных процессов в магнитной цепи осуществляется в (12) за счет m_0 .

В подразделе 8.1 синтезирован робастный высокоточный компенсатор тока, обеспечивающий выполнение соотношений

$$i_d = i_{dp}, \quad i_q = i_{qp}. \quad (4.2.14)$$

Как видно из выражений (10), (12), к статору и ротору подводятся пропорциональные количества тепловой мощности. При принудительном охлаждении через воздушный зазор отвод тепловой мощности от статора и ротора также будет приблизительно пропорциональным. Сказанное подтверждает справедливость соотношений (2.55) для синтези-

рованных законов изменения составляющих тока статора. При традиционном независимом управлении потокосцеплением и моментом такая корреляция между подводимыми мощностями к статору и ротору не очевидна.

Сопротивления R_s и R_r , входящие в (12), не известны и могут меняться в широких пределах. Тогда с учетом соотношений (2.55) выражения (12) можно переписать в виде

$$|i_{dp}| = \sqrt[4]{\frac{R_{s0} + R_{r0}}{R_{s0} + a_0 L_{m0}^2}} \sqrt{\frac{|m_0|}{n L_{m0}}}, \quad |i_{qp}| = \sqrt[4]{\frac{R_{s0} + a_0 L_{m0}^2}{R_{s0} + R_{r0}}} \sqrt{\frac{|m_0|}{n L_{m0}}}, \quad (4.2.15)$$

где $a_0 = a(1+g)^{-1}$, а g определено в пояснении к формуле (2.55). Последовательная подстановка (15) в (13), (13) в (14), (14) в (4.1.6) с учетом достаточно точного равенства $L_{m0} = L_{r0}$ дает тривиальное тождество $m_0 \equiv m_0$. Это свидетельствует об инвариантности электромагнитного момента по отношению к вариациям сопротивлений ротора и статора. С учетом выявленной инвариантности, а также неопределенности сопротивлений R_s и R_r , вместо равенств (12) в дальнейшем будут использоваться выражения (15).

Достоинством выражений (15), (13) по сравнению с известным результатом [28] является то, что в (15), (13) непосредственно получены программные значения токов, по которым осуществляется управление, как в стационарных, так и переходных режимах. В работе [28] в результате оптимизации получено программное значение потокосцепления ротора Y_{dp} , из которого с точностью, определяемой точностью знания L_m , в стационарных режимах можно получить i_{dp} . Однако в переходных режимах i_{dp} сложным образом зависит от Y_{dp} через уравнение (1), в которое, помимо L_m , входит существенно неопределенный параметр T_r . Все это приводит к ухудшению точности результатов работы [28] по сравнению с полученными выше результатами.

С учетом (2), (1), (15), (13) программное значение абсолютного скольжения в установившемся режиме ($y_q \equiv 0$) примет вид

$$\begin{aligned} w_{slp} &= w_0 - n w = \frac{i_{qp}}{T_r i_{dp}} = \\ &= \frac{1}{T_r} \sqrt{\frac{R_{s0} + a_0 L_{m0}^2}{R_{s0} + R_{r0}}} \operatorname{sign} m_0 \approx \frac{1}{T_r} \operatorname{sign} m_0. \end{aligned} \quad (4.2.16)$$

Последнее равенство в (16) свидетельствует о том, что абсолютное скольжение при $T_r = \text{const}$ должно быть постоянным, причем оно справедливо и при $i_{dp} = 0$. Как следует из (16), оптимальное скольжение имеет порядок T_r^{-1} , то есть является малой величиной. В нестационарном случае для большей точности абсолютное скольжение следует считать по зависимостям (1), (2), куда вместо истинных токов i_d, i_q следует подставить их программные значения i_{dp}, i_{qp} .

Оценим максимально возможный электромагнитный момент при формировании токов в соответствии с (15), предполагая, что модуль тока статора ограничен величиной

$$i_{dp}^2 + i_{qp}^2 \leq i_{\max}^2. \quad (4.2.17)$$

С учетом (15) из (17) можно записать

$$|m_0| \leq i_{\max}^2 n L_{m0} \frac{\sqrt{(R_{s0} + R_{r0})(R_{s0} + a_0 L_{m0}^2)}}{2R_{s0} + R_{r0} + a_0 L_{m0}^2}. \quad (4.2.18)$$

Выражение (18) позволяет заключить, что максимально возможный момент мало зависит от температуры АД, которая проявляется через значения R_s, R_r .

Несколько изменим постановку задачи. Пусть требуется найти значения токов, создающих максимально возможный модуль электромагнитного момента при условии, что

$$i_{dp}^2 + i_{qp}^2 = i_{\max}^2. \quad (4.2.19)$$

Заменяя в (4.1.6) i_d, i_q на i_{dp}, i_{qp} и подставляя i_{qp} из (19) в (4.1.6), с учетом (2.12) будем иметь

$$i_{\max}^2 = \frac{m_0^2}{n^2 L_{m0}^2} + i_{dp}^2 \quad (4.2.20)$$

или

$$m_0^2 = n^2 L_{m0}^2 i_{dp}^2 (i_{\max}^2 - i_{dp}^2). \quad (4.2.21)$$

Взяв производную $\frac{\partial(m_0^2)}{\partial(i_{dp}^2)}$, найдем условия оптимальности

$$|i_{dp}| = |i_{qp}| = \frac{i_{\max}}{\sqrt{2}}, \quad (4.2.22)$$

которые дают

$$|m_0|_{\max} = n L_{m0} \frac{i_{\max}^2}{2}. \quad (4.2.23)$$

Рассмотрим еще одну задачу: для заданного электромагнитного момента m_0 найти составляющие тока статора, минимизирующие его модуль $i_{\max} = \sqrt{i_{dp}^2 + i_{qp}^2}$. В соответствии с (4.1.6) при $L_{r0} \approx L_{m0}$ имеем

$$i_{\max}^2 = i_{dp}^2 + \left(\frac{m_0}{n L_{m0}} \right)^2 i_{dp}^{-2}.$$

Максимальный ток i_{\max} будет минимальным при выполнении условия

$$\frac{\partial i_{\max}^2}{\partial i_{dp}} = 2i_{dp} - \left(\frac{m_0}{n L_{m0}} \right)^2 2i_{dp}^{-3} = 0,$$

откуда с учетом (4.1.6)

$$i_{dp} = \sqrt{\frac{|m_0|}{n L_{m0}}} = i_{qp} \operatorname{sign} m_0. \quad (4.2.24)$$

Тогда

$$i_{\max}^2 = i_{dp}^2 + i_{qp}^2 = 2 \frac{|m_0|}{nL_{m0}},$$

или

$$|m_0| = nL_{m0} \frac{i_{\max}^2}{2}. \quad (4.2.25)$$

Сравнение (23) с (25) свидетельствует об идентичности результатов в рассмотренных линейных задачах.

В соответствии с (10) определим потребляемую электромагнитную мощность при формировании токов по зависимостям (15) или, что практически то же, по (12).

$$P'_{em} = \frac{|m_0|}{nL_{m0}} \sqrt{\frac{1 + a L_m^2 R_s^{-1}}{1 + R_r R_s^{-1}}} (2R_s + R_r + R_r L_{mr}^2).$$

Так как $L_{mr}^2 \approx 1$, то

$$P'_{em} \approx \frac{2|m_0|R_s}{nL_{m0}} \sqrt{(1 + a L_m^2 R_s^{-1})(1 + R_r R_s^{-1})}, \quad (4.2.26)$$

то есть электромагнитные потери, в основном, пропорциональны $|m_0|R_s$ (зависят от электромагнитного момента и температуры).

Реактивная мощность (Q) определяется выражениями

$$Q = -i^T J u = i_d u_q - i_q u_d = i_a u_b - i_b u_a.$$

Подстановка в него выражения (3) в установившемся режиме дает

$$Q = w_0 S L_s |i|^2 + L_{mr} (T_r^{-1} i_q + n w i_d) y_d. \quad (4.2.27)$$

В установившемся режиме в соответствии с (1), (2.15)

$$Q = w_0 S L_s |i|^2 + L_s (1 - S) (T_r^{-1} i_q + n w i_d) i_d. \quad (4.2.28)$$

Из (2) следует $T_r^{-1}i_q = w_{sl} i_d$. Тогда с учетом соотношения $w_{sl} + nW = w_0$, следующего из (2),

$$Q = w_0 L_s \left(i_d^2 + S i_q^2 \right). \quad (4.2.29)$$

В соответствии с (12) и тем, что $S < 0,2$, $i_q < i_d$ для оптимизированной системы получим

$$Q \approx w_0 L_s i_d^2 = \sqrt{\frac{R_s + R_r}{R_s + a L_m^2}} \frac{L_s |m_0| w_0}{n L_{m0}}. \quad (4.2.30)$$

Таким образом, реактивная мощность (мощность намагничивания) пропорциональна модулю электромагнитного момента и скорости вращения вектора потокосцепления ротора (пропорциональна мощности $|m_0| w_0 n^{-1}$).

Коэффициент мощности $\cos j$ определяется по зависимости

$$\cos j = \frac{P_{em}}{\sqrt{P_a^2 + Q^2}}, \quad (4.2.31)$$

где составляющие выражения (31) даны в (7), (26), (30).

4.3. Сравнение локально оптимальных управлений и стандартного управления

При векторном управлении АД в настоящее время потокосцепление ротора y_d фиксируется заданием постоянной составляющей тока $i_d = i_*$ (стандартная система). При этом в соответствии с (4.1.6), (5), (2.12), (2.48)

$$m_0 = n L_{m0} i_* i_q, \Rightarrow i_q = \frac{m_0}{n L_{m0} i_*}. \quad (4.3.1)$$

$$\begin{aligned}
 P_{em}^* &= (R_s + a L_m^2) i_*^2 + (R_s + R_r) i_q^2 = \\
 &\stackrel{(1)}{=} (R_s + a L_m^2) i_*^2 + (R_s + R_r) \left(\frac{m_0}{n L_{m0} i_*} \right)^2. \quad (4.3.2)
 \end{aligned}$$

Потери в стали в номинальном режиме обычно не превышают 20% от общих электромагнитных потерь или 30% от потерь в статоре. Следовательно, можно полагать

$$a (w_1) L_m^2 R_s^{-1} := x, \quad 0 \leq x \leq 0,3. \quad (4.3.3)$$

Сравним стандартную систему по потребляемой электромагнитной мощности с локально оптимальной системой, минимизирующей общие электромагнитные потери, при создании одного и того же электромагнитного момента. Для этого подставим $(R_s + R_r) \left(\frac{m_0}{n L_{m0}} \right)^2$ из (4.2.26) в (2) и воспользуемся обозначением в (3). Тогда

$$P_{em}^* = R_s (1 + x) i_*^2 + \frac{(P'_{em})^2}{4 R_s (1 + x) i_*^2}. \quad (4.3.4)$$

Примем в (4) $P_{em}^* \equiv P'_{em}$. Тогда из (4) следует

$$P_{em}^* = 2 R_s (1 + x) i_*^2 = P'_{em}. \quad (4.3.5)$$

Найдем значение электромагнитного момента, при котором выполняются соотношения (5). Для этого подставим P'_{em} из (5) в (4.2.26), откуда

$$|m_0|^* = n L_{m0} i_*^2 \sqrt{\frac{1 + x}{1 + R_r R_s^{-1}}}. \quad (4.3.6)$$

$|m_0|^*$ соответствует номинальному значению электромагнитного момента.

Пусть теперь модуль электромагнитного момента отличается (больше или меньше) $|m_0|^*$, то есть

$$|m_0| = q|m_0|^*, \quad q > 0. \quad (4.3.7)$$

Тогда в соответствии с (4.2.26), (2), (6), (7)

$$P_{em}^* = R_s(1+x)i_*^2(1+q^2), \quad P'_{em} = 2R_s(1+x)i_*^2q. \quad (4.3.8)$$

На основании (8)

$$P_{em}^* - P'_{em} = R_s(1+x)i_*^2(1-q)^2 \geq 0, \quad \frac{P'_{em}}{P_{em}^*} = \frac{2q}{1+q^2}. \quad (4.3.9)$$

Как следует из (9), $P_{em}^* > P'_{em} \forall q \neq 1, P_{em}^* = P'_{em}$ при $q = 1$, что свидетельствует о большей экономичности синтезированного алгоритма по сравнению с традиционным алгоритмом при всех электромагнитных моментах, отличных от номинального $|m_0|^*$. Из (9) также следует, что при $q = 0,5$ ($q = 2$) (при электромагнитном моменте, в 2 раза меньшем (большем) номинального момента ($q = 1$)), потребляемая мощность в синтезированной нами системе на 20 % меньше потребляемой мощности традиционной системы. На рис. 4.3.1 построена вторая из (9) зависимость.

Рассмотрим теперь реактивные мощности сравниваемых систем. В установившемся режиме в соответствии с (2.33) и выражением $Y_d = L_m i_*$ имеем $T_r^{-1} i_q = (w_0 - nw)i_*$, вследствие чего выражениям (4.2.29), (4.2.30) сопоставляются выражения

$$Q^* = w_0 L_s \left[i_*^2 + s \left(\frac{m_0}{n L_{m0} i_*} \right)^2 \right] \approx w_0 L_s i_*^2. \quad (4.3.10)$$

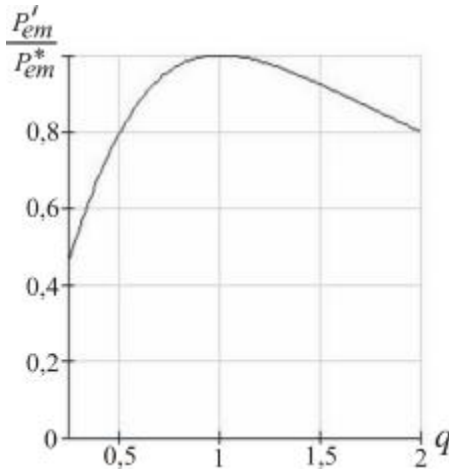


Рисунок 4.3.1

Значение i_* определяется из условия оптимальности управления при номинальной нагрузке, т. е. в соответствии с (4.2.12)

$$i_* = \sqrt[4]{\frac{R_s + R_r}{R_s + a L_m^2}} \sqrt{\frac{|m_{0nom}|}{n L_{m0}}}.$$

Тогда из (10)

$$Q^* = \frac{|m_{0nom}| w_0 L_s}{n L_{m0}} \sqrt{\frac{R_s + R_r}{R_s + a L_m^2}}. \quad (4.3.11)$$

С учетом (4.2.30), (11)

$$\frac{Q}{Q^*} = \frac{|m_0|}{|m_{0nom}|}. \quad (4.3.12)$$

Принимая во внимание (4.2.30), (10) можно записать

$$\frac{Q}{Q^*} = \frac{i_d^2}{i_*^2} = \frac{|m_0|}{i_*^2 n L_{m0}} \sqrt{\frac{R_s + R_r}{R_s + a L_m^2}}. \quad (4.3.13)$$

Поскольку $|m_0|^* \equiv |m_{0nom}|$, то в соответствии с (7) и (12) можно записать

$$\frac{Q}{Q^*} = \frac{|m_0|}{|m_0|^*} = q \text{ или } Q = q Q^*. \quad (4.3.14)$$

Таким образом, реактивная мощность стандартной системы постоянна, а предлагаемой оптимизированной системы при $|m_0| < |m_0|^*$ меньше Q^* , а при $|m_0| > |m_0|^*$ больше Q^* .

4.4. Синтез локально оптимальных алгоритмов управления с учетом нелинейности кривой намагничивания и ограничения тока

В подразделе 4.1 синтезирован робастный по отношению ко всем видам неопределенностей и нелинейностей, в том числе и по отношению к насыщению магнитной цепи АД, электромагнитный момент. Однако в подразделах 4.2, 4.3 рассматривалась оптимизация без учета этого насыщения. Если двигатель работает в недогруженном режиме, то полученные в подразделах 4.2, 4.3 алгоритмы для различных критериев оптимальности справедливы. В том же случае, когда АД должен создавать большие электромагнитные моменты, он будет работать в зоне насыщения магнитной цепи. В этом случае необходима максимизация модуля электромагнитного момента при ограничении тока и напряжения или при заданном электромагнитном моменте минимизация какой-либо составляющей потребляемой мощности с учетом насыщения магнитной цепи.

В связи с важностью вопроса учета насыщения магнитной цепи АД посвящено достаточно большое число работ. Однако эти публикации относятся, в основном, к скалярному управлению. Авторам известны лишь работы [28, 29, 1, 31–33] с локальной оптимизацией применительно к векторному управлению АД, причем в [28, 1, 31, 32] не учтено

магнитное насыщение, в работах [1, 33] отсутствуют аналитические результаты, а в работе [34] не учтены ни магнитное насыщение, ни ограничения тока и напряжения.

Целью данного подраздела является разработка векторных алгоритмов управления, максимизирующих модуль электромагнитного момента при заданном токе статора (при работе на ограничении тока) и минимизирующих ток статора (потери в меди статора) при заданном электромагнитном моменте с учетом насыщения магнитной цепи АД.

Синтез будет осуществляться по уравнениям (2.39), (2.32), (2.33), (2.59), (2.69), (2.70) при $L_{m2} = L_{s2} = L_{r2} = 0$ и $i_m \equiv i_d$, а именно

$$m = nL_m L_r^{-1} y_d i_q, \quad (4.4.1)$$

$$T_y y_d = -y_d + L_m i_d, \quad T_r = L_r R_r^{-1}, \quad (4.4.2)$$

$$w_{sl} = w_0 - n w = L_m i_q (y_d T_r)^{-1}. \quad (4.4.3)$$

В установившемся режиме ($y_d = L_m i_d$)

$$w_{sl} = \frac{R_r i_q}{L_r i_d}. \quad (4.4.3')$$

В соответствии с (2.59), (2.69), (2.70) при $L_{m2} = L_{s2} = L_{r2} = 0$ примем

$$L_m = \frac{L_{m0}}{\sqrt{1 + (a i_d)^2}}, L_s = \frac{L_{s0}}{\sqrt{1 + (a i_d)^2}}, L_r = \frac{L_{r0}}{\sqrt{1 + (a i_d)^2}}. \quad (4.4.4)$$

С учетом (2.12), (2.63), (4) из (1) следует

$$m = \frac{n L_{m0}^2}{L_{r0}} i_d i_q \left(1 + (a i_d)^2 \right)^{-1/2}. \quad (4.4.5)$$

Сопоставление (5) с (4.1.6)–(4.1.8) свидетельствует о том, что при формировании электромагнитного момента эффект магнитного насыщения учтен в неопределенности f .

4.4.1. Максимизация модуля электромагнитного момента при ограниченном токе статора

Пусть ток статора ограничен величинами $\pm i_{\max}$, то есть

$$i_{\max}^2 = i_d^2 + i_q^2. \quad (4.4.6)$$

Подстановка i_q^2 из (6) в возведенное в квадрат равенство (5) с учетом (2.12) дает

$$m^2 = (nL_{m0}i_d)^2 (i_{\max}^2 - i_d^2) (1 + a^2 i_d^2)^{-1}. \quad (4.4.7)$$

$|m|$ будет иметь максимальное значение при $\partial(m^2)/\partial(i_d^2) = 0$, т. е. при

$$a^2 i_d^4 + 2i_d^2 - i_{\max}^2 = 0, \quad (4.4.8)$$

откуда

$$i_d^2 = \frac{-1 + \sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2}}{a^2}. \quad (4.4.9)$$

В (9) перед корнем оставлен только знак плюс, т. к. при знаке минус оказалось бы, что $i_d^2 < 0$, чего не может быть. Из (6), (9)

$$i_q^2 = \frac{1 + a^2 i_{\max}^2 - \sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2}}{a^2}. \quad (4.4.10)$$

Из (9), (10) получаются следующие значения токов, максимизирующие модуль электромагнитного момента:

$$\begin{aligned} |i_d| &= \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2}}}{a}, \\ |i_q| &= \frac{\sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2} - \sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2}}{a}. \end{aligned} \quad (4.4.11)$$

По аналогии с (4.2.13) примем

$$i_d = |i_d|, \quad i_q = |i_q| \text{sign } m. \quad (4.4.12)$$

Из выражений (8) и (6) при $a = 0$ ($L_m = L_{m0}$) следует

$$|i_d| = |i_q| = \frac{i_{\max}}{\sqrt{2}}, \quad (4.4.13)$$

что совпадает с (4.2.22). Из (11) при малых i_{\max} соотношения (13) выполняются приближенно с повышением точности при $i_{\max} \rightarrow 0$. На основании (9), (10)

$$i_q^2 - i_d^2 = \frac{2 + a^2 i_{\max}^2 - 2\sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2}}{a^2}, \quad (4.4.14)$$

откуда

$$\frac{\partial (i_q^2 - i_d^2)}{\partial (i_{\max}^2)} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2}} > 0. \quad (4.4.15)$$

Из (14), (15) следует, что при $i_{\max} = 0$ выполняется равенство $|i_q| = |i_d|$, а с ростом i_{\max} разность $|i_q| - |i_d|$ возрастает, что соответствует физическим представлениям.

Подстановка (11) в (5) позволяет получить выражение максимизированного модуля электромагнитного момента

$$|m|_{\max} = \frac{n}{a^2} \frac{L_{m0}}{\sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2}} \times \\ \times \sqrt{(a^2 i_{\max}^2 + 2)(\sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2} - 1) - a^2 i_{\max}^2}. \quad (4.4.16)$$

В том же случае, когда магнитное насыщение не учитывается, $|m|_{\max}$ дано выражением (4.2.23).

Подстановка в (3') выражений (4), (11), (12) дает скольжение. Подстановка вышеперечисленных выражений в (4.2.10) позволяет определить полную и электромагнитную мощности в рассматриваемом режиме работы.

$$P = P_{em} + Wm = Wm + R_y i_{\max}^2 + \frac{R_r}{a^2} \left(1 + a^2 i_{\max}^2 - \sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2} \right) + \\ + a \left(w_1 \right) \frac{L_{m0}^2}{1 + a^2 i_{\max}^2} \frac{-1 + \sqrt{1 + a^2 i_{\max}^2}}{a^2}. \quad (4.4.17)$$

Следует обратить внимание на то, что, хотя выражения индуктивностей (4), учитывающие магнитное насыщение, зависят от $i_d < i_{\max}$, эффект магнитного насыщения в выражениях (11), (16), (17) зависит от i_{\max} .

4.4.2. Минимизация тока статора при заданном электромагнитном моменте

Рассмотрим равенство $i^2 = i_d^2 + i_q^2$, которое совместно с (5), (2.12) дает уравнение

$$i^2 = i_d^2 + \frac{m^2(1 + a^2 i_d^2)}{n^2 L_{m0}^2 i_d^2}. \quad (4.4.18)$$

Ток будет минимальным при заданном электромагнитном моменте при выполнении условия $\partial(i^2)/\partial(i_d^2) = 0$. Это условие выполняется при

$$i_d = \sqrt{\frac{|m|}{n L_{m0}}}. \quad (4.4.19)$$

Как и в подразделе 4.2, примем $i_d = |i_d|$. Тогда с учетом (19) из (5)

$$i_q = \sqrt{\frac{|m|}{n L_{m0}}} \left(1 + \frac{a^2 |m|}{n L_{m0}} \right)^{1/2} \text{sign } m = i_d \sqrt{1 + (a i_d)^2} \text{sign } m. \quad (4.4.20)$$

Интересным является то, что ток i_d совершенно не зависит от характера кривой намагничивания и определяется только индуктивностью на линейном участке. Из (20) следует, что

при $|m|=0$ $|i_q|=|i_d|$, а с увеличением $|m|$ $|i_q|$ растет быстрее, чем i_d . Это физически вполне понятно.

Подстановка (4), (19), (20), $T_r = L_r R_r^{-1}$, $L_r = L_m$ в (4.4.3') позволяет получить выражение абсолютного скольжения в виде

$$w_{sl} = w_0 - nw = \frac{1}{T_{r0}} \left(1 + \frac{a^2 |m|}{nL_{m0}} \right) \text{sign } m, \quad T_{r0} = L_{r0} R_r^{-1}, \quad (4.4.21)$$

т. е., на нелинейном участке ($a > 0$) оптимальное скольжение по модулю будет возрастать с увеличением $|m|$, а на линейном участке ($a = 0$) скольжение по модулю остается неизменным.

Подстановка (19), (20), $L_r = L_m$, (4) в (4.2.10) дает зависимости полной и электромагнитной мощностей потерь от электромагнитного момента с учетом эффекта насыщения магнитной цепи в виде

$$P = P_{em} + wm = wm + \frac{|m|}{nL_{m0}} \times \\ \times \left[R_s \left(2 + \frac{a^2 |m|}{nL_{m0}} \right) + R_r \left(1 + \frac{a^2 |m|}{nL_{m0}} \right) \right] + \frac{a(w_1) |m| L_{m0}}{n \left(1 + \frac{a^2 |m|}{nL_{m0}} \right)},$$

или

$$P = P_{em} + wm = wm + \frac{|m|(2R_s + R_r)}{nL_{m0}} + \\ + (R_s + R_r) \left(\frac{am}{nL_{m0}} \right)^2 + \frac{a(w_1) |m| L_{m0}}{n \left(1 + \frac{a^2 |m|}{nL_{m0}} \right)}. \quad (4.4.22)$$

В соответствии с (19), (20) минимизированный ток определяется зависимостями

$$i^2 = i_d^2 + i_q^2 = \frac{|m|}{nL_{m0}} \left(2 + a^2 \frac{|m|}{nL_{m0}} \right) \quad (4.4.23)$$

Из (23) можно записать

$$a^2 x^2 + 2x - i^2 = 0, \quad x = \frac{|m|}{nL_{m0}},$$

откуда

$$|m| = \frac{nL_{m0}}{a^2} \left(-1 + \sqrt{1 + a^2 i^2} \right). \quad (4.4.24)$$

Сопоставление (24) с (16) показывает, что сравниваемые методы оптимизации дают различные результаты. Поэтому в случае перехода с одного алгоритма на другой возникнут нежелательные переходные процессы. Подстановка (24) в (19), (20) дает

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{1}{a} \sqrt{-1 + \sqrt{1 + a^2 i^2}}, \\ i_q &= i_d \sqrt[4]{1 + a^2 i^2} \operatorname{sign} m_0. \end{aligned} \quad (4.4.25)$$

При $a = 0$ или малых i выражения (24), (25) с помощью правила Лопиталя упрощаются до вида

$$\begin{aligned} |m| &= \frac{nL_{m0} i^2}{2}, \\ i_d &= \frac{|i|}{\sqrt{2}}, \quad i_q = \frac{|i|}{\sqrt{2}} \operatorname{sign} m. \end{aligned}$$

На рис. 4.4.1 изображены фазовые траектории на плоскости (i_d, i_q) при изменении $m > 0$. Случай $m < 0$ симметричен относительно оси $0i_d$. На рис. 4.4.1 $i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$.

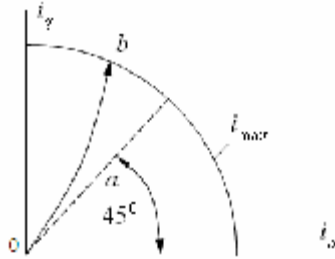


Рисунок 4.4.1

Стрелки показывают направление увеличения $|m|$. Пунктирные линии – при отсутствии магнитного насыщения, сплошные – с учетом магнитного насыщения. Точки a и b соответствуют одному и тому же электромагнитному моменту.

4.4.3. Влияние насыщения магнитной цепи на характеристики двигателя при фиксированном модуле потокосцепления ротора

При стандартном векторном управлении модуль потокосцепления ротора фиксируется, то есть

$$y_d = y_* = L_m^* i_* = \text{const}, \quad (4.4.26)$$

где индекс «*» указывает на номинальное значение соответствующих величин. Параметры из (26) естественно выбрать исходя из оптимизации при номинальном электромагнитном моменте m_* . В этом случае из (19)

$$|i_*| = \sqrt{\frac{|m_*|}{nL_{m0}}}. \quad (4.4.27)$$

В соответствии, с (5)

$$m = nL_{m0} i_* i_q (1 + a^2 i_*^2)^{-1/2}, \quad (4.4.28)$$

откуда

$$i_q = \frac{m(1+a^2 i_*^2)^{1/2}}{nL_{m0} i_*}. \quad (4.4.29)$$

Полная и электромагнитная мощности АД в соответствии с (27), (29), (4.2.10), (4) при $L_r = L_m$ определяется выражением

$$P^* = P_{em}^* + wm = wm + \frac{R_s |m_*|}{nL_{m0}} + (R_s + R_r) \frac{m^2}{nL_{m0} |m_*|} \times \\ \times \left(1 + a^2 \frac{|m_*|}{nL_{m0}} \right) + \frac{a(w_1) |m_*| L_{m0}}{n} \frac{1}{1 + a^2 i_*^2}$$

или

$$P^* = P_{em}^* + wm = wm + (nL_{m0})^{-1} \left[R_s |m_*| + (R_s + R_r) \frac{m^2}{|m_*|} + \right. \\ \left. + (R_s + R_r) \frac{(am)^2}{nL_{m0}} \right] + \frac{a(w_1) |m_*| L_{m0}}{n} \frac{1}{1 + a^2 i_*^2}. \quad (4.4.30)$$

Интересно, что эффект магнитного насыщения при $a(w_1) \equiv 0$ дает одну и ту же прибавку потребляемой мощности в обоих законах управления (см. предпоследние слагаемые в (22) и (30)).

Пусть теперь АД работает на ограничении статорного тока

$$i_{\max}^2 = i_*^2 + i_q^2 \Rightarrow |i_q| = \sqrt{i_{\max}^2 - i_*^2}. \quad (4.4.31)$$

Тогда потребляемая двигателем резистивная мощность определится выражением

$$P_r = R_s (i_*^2 + i_q^2) + R_r i_q^2 = R_s i_{\max}^2 + R_r (i_{\max}^2 - i_*^2), \quad (4.4.32)$$

а выражение модуля электромагнитного момента согласно (28), (31) примет вид

$$|m|_{\max} = nL_{\text{то}} i_* \sqrt{\frac{i_{\max}^2 - i_*^2}{1 + a^2 i_*^2}}. \quad (4.4.33)$$

4.5. Оптимизация алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем при больших скоростях с учетом ограничений напряжения

Требование регулирования скорости АД в широком диапазоне приводит к необходимости введения ограничений тока и напряжения статора. Ограничение модуля тока работает при больших по модулю электромагнитных моментах и малых по модулю скоростях. (В дальнейшем для краткости слово «модуль» там, где не могут возникнуть недоразумения, будет опускаться). Ограничение напряжения проявляется при больших скоростях, когда сильно влияние противоЭДС, вследствие чего ток статора мал. Поэтому при больших скоростях ротора АД падением напряжения на активном сопротивлении статора можно пренебречь по сравнению с противоЭДС. При малых токах статора, во-первых, имеет место малый электромагнитный момент, во-вторых, невозможно косвенно оценить скорость АД, что не позволяет исключить датчик скорости из привода. Для устранения этих недостатков предлагается ввести дополнительный режим работы, заключающийся во введении ограничения тока статора снизу. Ограничения тока и напряжения статора оказывают существенное влияние на динамические и статические характеристики АД. Имеются работы [1, 31–33], где проведены аналитические исследования режимов векторного управления АД, когда напряжения находятся на ограничениях сверху. Однако эти исследования сводятся только к максимизации электромагнитного момента.

4.5.1. Оптимизация системы при работе с большими скоростями

Целью данного пункта является получение зависимостей между различными координатами и энергетическими показателями оптимизированной системы при наличии ограничений напряжения в режиме больших скоростей ротора АД.

При больших скоростях ротора падением напряжения на активном сопротивлении статора можно пренебречь по сравнению с противоЭДС. Тогда в стационарном режиме можно полагать, что проекции напряжения (u) и тока (i) статора АД в синхронной системе координат (d, q) связаны соотношениями [1, 31–33]

$$u_d = -w_0 S L_s i_q, \quad u_q = w_0 L_s i_d, \quad (4.5.1)$$

а электромагнитный момент (m) определяется выражением (4.1.6)

$$m = n L_{mr} L_m i_d i_q. \quad (4.5.2)$$

В (1) и (2) w_0 – синхронная скорость вращения вектора потокоцепления ротора в статорной системе координат; n – количество пар полюсов; S – коэффициент рассеяния всего АД; i_d, i_q – намагничивающая и моментная составляющие тока; L_m, L_s, L_r – взаимная индуктивность статора и ротора и индуктивности статора и ротора; $L_{mr} = L_m L_r^{-1}$.

Ограничение напряжения зададим в виде

$$u_d^2 + u_q^2 = u^2 \leq u_{\max}^2. \quad (4.5.3)$$

Подстановка (1) в (3) дает уравнение

$$(S i_q)^2 + i_d^2 = \left(\frac{u}{w_0 L_s} \right)^2. \quad (4.5.4)$$

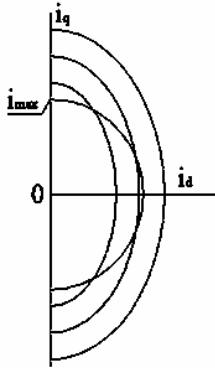


Рисунок 4.5.1

При фиксированном u уравнение (4) на плоскости (i_d, i_q) описывает набор эллипсов, вытянутых из-за соотношения $s < 0,2$ вдоль оси $0i_q$ (рис. 4.5.1). Каждый из эллипсов соответствует определенному значению w_0 . Эллипсы, соответствующие большим значениям $|w_0|$, лежат внутри эллипсов с меньшими значениями $|w_0|$. Так как $i_d \geq 0$, то рабочей зоной является правая полуплоскость.

С помощью (2) исключим i_q из (4). Тогда

$$|m| = c \frac{i_d}{s} \sqrt{\left(\frac{u}{w_0 L_s} \right)^2 - i_d^2}, \quad c = n L_m r L_m. \quad (4.5.5)$$

Поскольку дискриминант в (5) не должен быть отрицательным, то должно выполняться соотношение

$$\left(\frac{u}{w_0 L_s} \right)^2 \geq i_d^2. \quad (4.5.6)$$

Максимальное значение $|m|$ в зависимости от i_d можно найти из выражения $\frac{\partial |m|}{\partial i_d} = 0$ для уравнения (5) или, что то же самое, из выражения $\frac{\partial (m)^2}{\partial (i_d^2)} = 0$. Второе равенство дает выражение тока i_d , максимизирующее модуль электромагнитного момента.

$$i_d = \frac{1}{\sqrt{2}} \left| \frac{u}{w_0 L_s} \right|. \quad (4.5.7)$$

Из (4) и (7) можно получить

$$i_q = \frac{1}{s\sqrt{2}} \left| \frac{u}{w_0 L_s} \right| \text{sign } m. \quad (4.5.8)$$

Сравнение (7) и (8) позволяет записать

$$i_q = s^{-1} i_d \text{sign } m. \quad (4.5.9)$$

Подстановка (7), (8) в (2) дает зависимость экстремальных значений электромагнитного момента от напряжения статора и синхронной скорости w_0 в виде

$$|m| = \frac{c}{2s} \left(\frac{u}{w_0 L_s} \right)^2, \quad (4.5.10)$$

где $c = nL_{mr}L_m$.

Из (10) видно, что за счет ограничения напряжения соотношением (3) электромагнитный момент также будет ограничен, причем максимальное значение $|m|$ будет тем меньше, чем больше будет $|w_0|$.

Потребляемые полную (P) и электромагнитную (P_{em}) мощности можно определить с помощью выражений (4.2.10), (7), (8) (10) в виде

$$P = P_{em} + wm = \left(\frac{u}{\sqrt{2}w_0L_s} \right)^2 \left[(R_s + R_r L_{rr}^2) s^{-2} + R_s + a(w_0)L_n + \frac{c}{s} w \text{sign} m \right], \quad (4.5.11)$$

где w – механическая угловая скорость ротора. Поскольку $nw \approx w_0$, то развиваемая механическая мощность

$$P_m = wm = \frac{c}{2sn|w_0|} \left(\frac{u}{L_s} \right)^2 \text{sign}(wm). \quad (4.5.12)$$

Как видно из (7)–(12), электромагнитные момент и мощность (с точностью до потерь в железе) обратно пропорциональны квадрату, а механическая мощность и токи – первой степени синхронной скорости. Подстановка в выражения (7)–(12) значения $|u| = u_{\max}$ позволяет определить предельные значения соответствующих переменных. Следует отметить на основании (11), что без учета потерь в стали мощности, рассеиваемые в статоре и роторе, пропорциональны между собой.

Выражения проекций тока (7), (8) зависят от статорного напряжения u . Для осуществления управления АД необходимо иметь их зависимости от потребного электромагнитного момента m . Для установления связи между u и m можно воспользоваться равенством (4.5.10), откуда

$$i_d = \sqrt{\frac{s|m|}{c}}, \quad i_q = \sqrt{\frac{|m|}{sc}} \text{sign} m. \quad (4.5.13)$$

В (13), m – нужное значение электромагнитного момента, ограниченное соотношением

$$|m| = \frac{c}{2s} \left(\frac{u_{\max}}{w_0 L_s} \right)^2, \quad (4.5.14)$$

а сами выражения (13) обеспечивают минимум модуля напряжения при заданном электромагнитном моменте.

Выражения (10), (11) позволяют выразить мощности через электромагнитный момент следующим образом:

$$P = P_{em} + w_m = \frac{S|m|}{C} \left[(R_s + R_r L_{hr}^2) S^{-2} + R_s + a(w_0) L_m + \frac{C}{S} w \operatorname{sign} m \right]. \quad (4.5.15)$$

Таким образом, электромагнитная, механическая и полная мощности пропорциональны модулю электромагнитного момента.

В соответствии с (4.2.16) и (13) для установившегося режима абсолютное скольжение

$$w_{sl} = \frac{i_q}{T_r i_d} = \frac{1}{T_r S} \operatorname{sign} m. \quad (4.5.16)$$

С учетом того, что $S \leq 0.2$, сравнение (16) с (4.2.16) показывает, что при больших $|w_0|$ модуль оптимального скольжения во много раз больше, чем модуль оптимального скольжения при умеренных значениях $|w_0|$.

4.5.2. Работа системы при ограничениях тока и напряжения

Синтезированные в подразделах 4.2, 4.4 оптимальные алгоритмы, к сожалению, обладают двумя недостатками: 1) большой постоянной времени формирования электромагнитного момента, 2) невозможностью при малых токах оценить скорость АД без ее датчика, что не позволяет исключить их из привода. Для устранения этих недостатков введем дополнительное условие

$$i_d^2 + i_q^2 = i^2 \geq i_{\min}^2. \quad (4.5.17)$$

Подстановка (9) в (17) дает $i_d^2 + S^{-2} i_d^2 = i^2$, откуда с помощью (9) можно получить

$$i_d = \frac{S|i|}{\sqrt{1+S^2}}, i_q = \frac{|i|}{\sqrt{1+S^2}} \operatorname{sign} m. \quad (4.5.18)$$

Положив в (18) $i = i_{\min}$, получим минимальные по модулю составляющие тока статора. Приравнявая в (18) и (7), (8) соответствующие переменные, найдем

$$|w_0| = \frac{\sqrt{1+S^2}|u|}{\sqrt{2}S L_s |i|}. \quad (4.5.19)$$

Положив в (19) $u = u_{\max}$, $i = i_{\min}$, найдем максимально возможную синхронную скорость

$$|w_0| = \frac{\sqrt{1+S^2}|u_{\max}|}{\sqrt{2}S L_s |i_{\min}|}. \quad (4.5.20)$$

Приравнявая в (18) и (13) соответствующие переменные, найдем

$$|m| = \frac{S C i^2}{1+S^2}, |m|_{\min} = \frac{S C i_{\min}^2}{1+S^2}. \quad (4.5.21)$$

Легко убедиться в том, что соотношения (16) для скольжения остаются в силе и при соотношениях токов (18). Подстановка $i_d, i_q, w_1 = w_0$ из (18), (19) в (4.2.10) позволяет получить выражение потребляемой мощности в рассматриваемом режиме.

Уравнения (1) не учитывают падения напряжения на активных сопротивлениях. С учетом этого падения напряжения уравнения (1) принимают вид

$$u'_d = R_s i_d - w_0 S L_s i_q, u'_q = R_s i_q + w_0 L_s i_d. \quad (4.5.22)$$

С помощью обозначений $u_d = u'_d - R_s i_d$, $u_q = u'_q - R_s i_q$ уравнения (22) приводятся к виду (1), что позволяет решить задачи этого пункта для уточненной системы.

4.6. Выводы из раздела 4

1. Синтезирован обобщенный наблюдатель неопределенности произвольного порядка. В неопределенность включено влияние неопределенностей момента инерции, нагрузки, помехи, индуктивностей, влияния постоянной времени процесса и кривой намагничивания.

2. Синтезированы алгоритмы регулятора, обеспечивающие компенсацию неопределенностей и заданный вид переходного процесса разгона и торможения ротора АД при управлении положением и скоростью.

3. Синтезированы выражения составляющих в синхронной системе координат программных токов, минимизирующих электромагнитные потери АД. Для синтезированных программных токов получены выражения электромагнитных потерь (активных и реактивных), электромагнитных моментов и абсолютных скольжений. Проведено сравнение различных алгоритмов по перечисленным выше показателям. Особо следует отметить, что формирование токов статора по зависимостям (4.2.12), (4.2.13) или (4.2.15), (4.2.13) делает электромагнитный момент инвариантным по отношению к сопротивлениям ротора и статора.

4. Проведено сравнение системы, минимизирующей электромагнитные потери, с классической системой с фиксированным током намагничивания. Показано, что эти системы при номинальной нагрузке идентичны. Однако, при изменении нагрузки в большую или меньшую сторону от номинального значения синтезированная нами система более экономична. В частности, при нагрузке в 2 раза большей или меньшей номинальной потребляемая мощность на 20 % меньше, чем у стандартной системы. Показано, что, чем меньше (больше) электромагнитный момент его номинального значения, то тем меньше (больше) реактивная мощность оптимизированной системы по сравнению с реактивной мощностью классической системы, которая постоянна.

5. С учетом кривой намагничивания синтезированы выражения составляющих тока статора, которые максимизируют модуль электромагнитного момента при ограничении тока статора. Полученные выражения позволяют легко найти аналитические зависимости абсолютного скольжения, электромагнитного момента и потребляемой мощности в зависимости от вида кривой намагничивания и предельного значения тока статора.

6. Синтезированы выражения составляющих тока статора, которые минимизируют модуль тока статора при заданных электромагнитном моменте и кривой намагничивания, а также получены выражения соответствующих им тока статора, абсолютного скольжения и потребляемой электромагнитной мощности.

7. Получены выражения составляющих тока статора, электромагнитного момента и резистивной мощности АД при фиксированном модуле потокосцепления ротора с учетом ограничения на модуль статорного тока и насыщения магнитной цепи АД.

8. Показано, что эффект магнитного насыщения (без учета потерь в железе) дает одинаковое увеличение потребляемой мощности как в стандартном, так и в предложенных законах управления.

9. Для случая больших скоростей синтезированы простые выражения (4.5.13), (4.5.14), позволяющие формировать заданный электромагнитный момент с минимальным по модулю статорным напряжением.

10. Получены выражения (4.5.18), (4.5.20), (4.5.21) для токов, синхронной скорости и электромагнитного момента, с учетом ограничений тока и напряжения.

11. Следует отметить, что в разделе 4 синтезировались алгоритмы для стационарных режимов. Тем не менее, они работоспособны и для нестационарных режимов работы. Указанное свойство объясняется тем, что влияние нестационарностей учитывается неопределенностью, которая

компенсируется за счет комбинированного принципа действия регулятора механических переменных.

Содержание данного раздела изложено в работах [35–40].

Список литературы 4

1. Novotnak R. T. High-Performance Motion Control of an Induction Motor with Magnetic Saturation / Novotnak R. T., Chiasson J. and Bodson M. – IEEE Trans. on Control Systems Technology. – 1999. – V. 7, № 3. – P. 315–327.
2. Исследование момента асинхронного двигателя в электроприводе с косвенной ориентацией вектора потокосцепления ротора / Л. А. Шпиглер, В. А. Войтенко, В. М. Ситниченко, А. Н. Николаенко. – Электротехника. – 1998. – № 2. – С. 54–57.
3. Field Oriented Control of an Induction Machine by a Transporter Based Digital Controller / G. Diana, D. R. Woodward, R. G. Harley, B. Hao. – In Proc. IECON '94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 1. – P. 56–60.
4. Jinhwan Jung. A Dynamic Decupling Control Scheme for High-Speed Operation of Induction Motors / Jinhwan Jung and Kwanghee Nam. – IEEE Trans on Industrial Electronics. – 1999. – V. 46, № 1. – P. 100–110.
5. Borzov Y. A. Adaptive Control in Electrical Drives / Borzov Y. A., Polyakov N. D., Sokolov P. V. – In Proc. IECON '98. Germany, Sept. – 1998. – P. 1980–1985.
6. Cipolla Ficarra M. Adaptive Predictive Speed Controller for Induction Motor Drives / Cipolla Ficarra M., Griva G., Profumo F. – In Proc. IECON'99. Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – Paper № PE-10.
7. Шрейнер Р. Т. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора / Р. Т. Шрейнер, В. А. Поляков. – Электротехника. – 1998. – № 2. – С. 23–29.
8. Современное состояние и тенденции в частотно-регулируемом электроприводе (Краткий аналитический

обзор) / [Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, Б. И. Абрамов, Б. И. Моцохейн, С. П. Жижин]. – Электротехника. – 1996. – № 10. – С. 18–28.

9. Изосимов Д. Б. Многосвязный нелинейный идентификатор состояния асинхронного двигателя на скользящих режимах / Изосимов Д. Б. – Проблемы управления многосвязными системами. – М.: Наука, 1983. – С. 133–139.

10. Изосимов Д. Б. Новые подходы к синтезу цифрового управления в электроприводах переменного тока / Изосимов Д. Б. – Приводная техника. – 1997. – № 4. – С. 8–14; № 5. – С. 14–19.

11. Chen T. C. A Fuzzy Sliding Mode Control for Induction Motor Position Control / T. C. Chen, J. U Hsu. – In Proc. IECON '94, Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V.1. – P. 44–49.

12. Variable Structure Approach for Induction Motor Control. Practical Implementation of DSP / [Moon-Ho Kang, Nam-Jeong Kim, Ji-Yoon Yoo, Gwi-Tae Park and Sang-Yeop Yu]. – In Proc. IECON '94, Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 1. – P. 50–55.

13. Nasab T. M. Robust Performance for Induction Motor Using VSC Systems with Free Chattering / T. M. Nasab and M. M. Negm. – Belfort, France, 1997. – 1997. – V. 1. – P. 223–229. – (Preprints of Conference on «Control of Industrial Systems»).

14. Sliding-Mode Controlled Induction Motor Drive Using Gain-Adaptive Phase-Locked Loop Speed Control / C. C. Chan, Xue Feng, Wu Jie, W. C. Lo. – In Proc. IECON '99, Slovenia, Bled, Sept. – 1999. – Paper № PE-10.

15. Фурасов В. Д. Устойчивость движения, оценки и стабилизация / Фурасов В. Д. – М: Наука, 1997. – 248 с.

16. Потапенко Е. М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей / Потапенко Е. М. – Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – №1. – С. 109–117.

17. Потапенко Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями / Потапенко Е. М. – Проблемы управления и информатики. – 1995. – №2. – С. 36–44.
18. Потапенко Е. М. Исследование робастности систем управления с наблюдателями / Потапенко Е. М. – Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1996. – № 2. – С. 104–108.
19. Потапенко Е. М. Синтез и анализ системы управления с переменной структурой / Потапенко Е. М. – Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1996. – № 3. – С. 47–50.
20. Потапенко Е. М. Робастные системы управления с наблюдателями второго порядка / Потапенко Е. М. – Автоматика и телемеханика. – 1996. – № 2. – С. 100–108.
21. Потапенко Е. М. Синтез и сравнительный анализ робастных компенсаторов пониженного порядка / Потапенко Е. М. – Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1998. – № 4. – С. 65–74.
22. Бичай В. Г. Об общности альтернативных робастных систем управления / В. Г. Бичай, Е. М. Потапенко – Проблемы управления и информатики. – 1998. – №5. – С. 27–30.
23. Garcia G. O. Iron Losses Influence on a Field-Oriented Controller / Garcia G. O., Santisteban J.A. and Brignone S. D. – In Proc. IECON '94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 1. – P. 633–638.
24. Кальманс Г. К. В. Локально-оптимальное управление объектами с неизвестными параметрами / Кальманс Г. К., Позняк А. С., Черницер А. – Автоматика и телемеханика. – 1982. – №10. – С. 80–93.
25. Сандлер А. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
26. Шрейнер Р. Т. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р. Т. Шрейнер, Ю. А. Дмитриенко. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
27. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / Булгаков А. А. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.

28. A Determining Method of Flux Level for Deadbeat Flux Level Controlled Direct-Field-Oriented Induction Motors Using Adaptive Flux Observer / Tetsuo Yamada, Kouki Matsuse, Masahiko Tsukakoshi and Li-pei Huang. – In Proc. IECON '94. Italy, Bologna. Sept. 1994. – 1994. – P. 287–292.
29. Sang-Hoon Kim. Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an Induction Machine in the Field Weakening Region / Sang-Hoon Kim, Seung-Ki Sul. – In Proc. IECON'94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 1. – P. 599–604.
30. Novotnak R. T. High-Performance Motion Control of an Induction Motor with Magnetic Saturation / Novotnak R. T., Chiasson J. and Bodson M. – IEEE Trans. on Control Systems Technology. – 1999. – V. 7, № 3. – P. 315–327.
31. Vas P. Sensorless Vector and Direct Torque Control / Vas P. – Oxford: Oxford University Press, 1998. – 729 p.
32. Novotny D. W. Vector Control and Dynamics of AC Drives / D. W. Novotny and T. A. Lipo. – Oxford: Oxford University Press, 1996. – 440 p.
33. Jul-Ki Seok. Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux-Weakening Region / Jul-Ki Seok and Seung Ki-Sul. – IEEE Trans on Power Electronics. – 1999. – V. 14, № 4. – P. 700–708.
34. Браславский И. Я. О возможностях энергосбережения при использовании регулируемых регулируемых асинхронных электроприводов / Браславский И. Я. – Электротехника. – 1998. – № 8. – С. 2–6.
35. Потапенко Е. Е. Энергосберегающее робастное управление асинхронными приводами / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко. – Механіка та машинобудування. – 1999. – № 1. – С. 106–111.
36. Потапенко Е. Е. Синтез экстремального робастного управления асинхронным приводом / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко – Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. – 2000. – Ч. 6. – С. 34–37.

37. Бичай В. Г. Робастное экстремальное управление асинхронным приводом / В. Г. Бичай, Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко. – Автоматика–2000. Міжнародна конференція з автоматичного управління: Праці у 7-ми томах. – Т. 5. – Львів: ДНДІП, 2000. – С. 27–31.

38. Потапенко Е. Е. Синтез оптимальных алгоритмов управления асинхронным приводом с учетом нелинейностей / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко. – Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Вестник НТУ «ХПИ». Сер. «Электротехника, электроника и электропривод». Вып. 10. – Харьков, 2001. – С. 107–110.

39. Потапенко Е. М. Оптимизация алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем при больших скоростях с учетом нелинейностей / Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е., Кулинич Э. М. – Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету (Кременчук). – 2002. – Вип. 1. – С. 50–53.

40. Пиза Д. М. Оптимальное векторное управление АД с учетом нелинейностей / Пиза Д. М., Потапенко Е. Е., Потапенко Е. М. – Матеріали міжнарод. конф. з автоматичного управління «Автоматика–2002». – Донецьк, ДНТУ. – 2002. – Т. 1. – С. 148–151.

Раздел 5

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ МЕТОДОВ ФИЛЬТРАЦИИ МНОГОФАЗНЫХ НЕОПРЕДЕЛЕННЫХ СИГНАЛОВ

Современные электроприводы переменного тока, в том числе и АД, содержат преобразователи частоты (ПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Питание АД осуществляется, в большинстве случаев, от трехфазного ПЧ с выпрямителем и инвертором напряжения с ШИМ. Выходные напряжения ПЧ с ШИМ представляют собой последовательность прямоугольных импульсов малой длительности. На рис. 5.0 показаны сигнал u_p , соответствующий программному (желаемому) значению главной гармоники одной из фаз выходного сигнала ПЧ, и вид напряжения $u_{пч}$ той же фазы на выходе ПЧ. Как видно на рис. 5.0, на необходимую для управления главную гармонику выходного напряжения наложены высокочастотные шумы

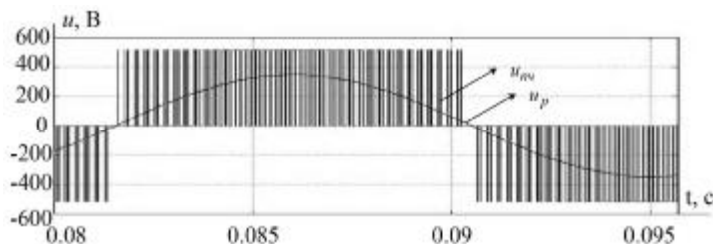


Рисунок 5.0. Эффекты широтно-импульсной модуляции (ШИМ)

большой амплитуды. Такая форма выходных напряжений не позволяет путем числовой обработки достаточно точно выделить главные гармоники. Выходные напряжения можно приближенно представить как суммы полезных сигналов (главных гармоник) и высокочастотных помех, причем, амплитуды помех могут в десятки раз превышать амплитуды полезных сигналов. Полосовые фильтры, предназначенные для выделения главных гармоник в рассматриваемом случае, слишком сложны. В них входит большое количество сопротивлений с не стабильными параметрами, что приводит к большим погрешностям в отфильтрованных сигналах. Постановка простых аналоговых фильтров приводит к недопустимому искажению главных гармоник. Более того, если ПЧ питают электродвигатели переменного тока с векторным управлением, то в силу специфики алгоритмов векторного управления частота главных гармоник выходных сигналов ПЧ может быть неизвестной. Вследствие сказанного, в реализованных ЭП главные гармоники выходных напряжений ПЧ с ШИМ отождествляют с управляющими сигналами, подаваемыми на блок ШИМ. Однако такой подход приводит к погрешностям за счет изменения питающего напряжения сети, падения напряжения на транзисторах, запаздываний при открытии и закрытии транзисторов блока ШИМ, а также за счет «мертвого» времени. Помимо этого, цепи электроприводов, состоящие из датчиков сигналов, аналоговых фильтров и аналого-цифровых преобразователей (АЦП), могут привносить в измеряемые сигналы неизвестные постоянные ошибки (смещения нулей).

Авторами данной работы получено достаточно много результатов по выделению главных гармоник в описанных выше условиях. Эти результаты опубликованы в большом количестве журналов различных наименований, что затрудняет их анализ и использование.

Целью данного раздела является обобщение ранее полученных, а также изложение новых результатов по выде-

лению главных гармоник многофазных сигналов в условиях существенной неопределенности.

5.1. Кинематика вращающихся векторов [5]

В производстве наибольшее распространение получили трехфазные ЭД. По двум фазам трехфазного сигнала ЭД можно получить его двухфазную математическую модель, которая и используется в дальнейшем.

Рассматривается плоское вращение вектора i , заданного его двумя проекциями i_a, i_b в общем случае на оси неортогональной системы координат (a, b)

$$i_a = |i| \cos r, \quad (5.1.1)$$

$$i_b = |i| \sin(r - j) = |i|(\cos j \sin r - \sin j \cos r), \quad (5.1.2)$$

где r – угол между вектором i и осью a , j – угол, характеризующий неортогональность осей a и b . Например, в электротехнике j – угол сдвига фазы b переменного тока относительно направления, ортогонального фазе a .

Из (1) и (2) можно записать

$$\sin r = \frac{i_b + i_a \sin j}{|i| \cos j}. \quad (5.1.3)$$

Введем обозначения

$$i_a = x_1, \quad \frac{i_b + i_a \sin j}{\cos j} = x_2, \quad i = x. \quad (5.1.4)$$

С учетом этих обозначений уравнения (1) и (3) представят в виде

$$x_1 = |x| \cos r, \quad x_2 = |x| \sin r, \quad (5.1.5)$$

где $|x| = \sqrt{x_1^2 + x_2^2}$. Продифференцируем по времени выражения (5)

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= |x| \cos r - x |x| \sin r, \\ \dot{x}_2 &= |x| \sin r + x |x| \cos r.\end{aligned}\quad (5.1.6)$$

С учетом (5) выражения (6) можно представить в виде

$$\dot{x}_1 = \frac{|x|}{|x|} x_1 - x_2, \quad \dot{x}_2 = \frac{|x|}{|x|} x_2 + x_1. \quad (5.1.7)$$

Умножая в (7) первое уравнение на x_2 , второе – на x_1 и, затем, вычитая из второго первое, получим скорость вращения вектора x в виде

$$w := \dot{x} = (x_1 \dot{x}_2 - x_2 \dot{x}_1) |x|^{-2}. \quad (5.1.8)$$

Таким образом, скорость изменения модуля вектора не влияет на точность определения скорости его вращения по зависимости (8).

Пусть теперь проекции x_1 и x_2 измеряются с погрешностями J_1 и J_2 , так что измерения x_{1m} , x_{2m} имеют вид

$$x_{1m} = x_1 + J_1, \quad x_{2m} = x_2 + J_2, \quad (5.1.9)$$

причем J_1 и J_2 представляют собой высокочастотные, по сравнению с w , гармонические функции. При подстановке x_{1m} , x_{2m} из (9) в (8) влияние помех за счет дифференцирования существенно усиливается, в результате чего алгоритм (8) может потерять работоспособность. Для уменьшения влияния помех пропустим сигналы x_{1m} , x_{2m} через одинаковые фильтры. В результате этого получаются сигналы x_{1mf} , x_{2mf} , такие что

$$\begin{aligned}x_{1mf} &= |x_f| \cos(r + y) + J_{1f}, \\x_{2mf} &= |x_f| \sin(r + y) + J_{2f},\end{aligned}\quad (5.1.10)$$

где $|x_f|$ – модуль вектора x_f , получающегося в результате пропускания через фильтр вектора x ; $y = y(w)$ – сдвиг по фазе сигналов (проекций) x_{1f} , x_{2f} относительно соответственно сигналов x_1 , x_2 ; J_{1f} , J_{2f} – помехи, пропущенные через фильтры. По аналогии с (5)–(7) для проекций (10) можно записать

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{mf} &= \frac{|x_f|}{|x_f|} x_{1f} - (\mathbf{x} + \mathbf{y}) x_{2f} + \mathbf{J}_{1f}, \\ \mathbf{x}_{2mf} &= \frac{|x_f|}{|x_f|} x_{2f} + (\mathbf{x} + \mathbf{y}) x_{1f} + \mathbf{J}_{2f},\end{aligned}$$

откуда по аналогии с (7), (8) получается

$$\begin{aligned}w = \mathbf{x} = -\mathbf{y} + (x_{1f} \cdot \mathbf{x}_{2mf} - x_{2f} \cdot \mathbf{x}_{1mf}) |x_f|^{-2} - \\ - (x_{1f} \cdot \mathbf{J}_{2f} - x_{2f} \cdot \mathbf{J}_{1f}) |x_f|^{-2}.\end{aligned}\quad (5.1.11)$$

Поскольку в (11) присутствуют производные помех \mathbf{J}_{1f} , \mathbf{J}_{2f} , то для уменьшения их влияния фильтры должны быть не ниже второго порядка или оценка сигнала w должна быть пропущена через дополнительный фильтр. Поскольку сигналы x_{1f} , x_{2f} , \mathbf{J}_{1f} , \mathbf{J}_{2f} неизвестны, то оценку скорости w можно получить по выражению

$$w = -\mathbf{y} + (x_{1mf} \cdot \mathbf{x}_{2mf} - x_{2mf} \cdot \mathbf{x}_{1mf}) |x_{mf}|^{-2}, \quad (5.1.12)$$

где

$$|x_{mf}|^2 = x_{1mf}^2 + x_{2mf}^2. \quad (5.1.13)$$

В случае позиционных, интегрирующих или дифференцирующих звеньев $y(w) = \text{const}$, следовательно, $\dot{y} = 0$. В общем же случае $\dot{y} = \left(\frac{\partial y}{\partial w} \right) \dot{w}$. Поскольку для оптимально демпфированных звеньев $\left| \frac{\partial y}{\partial w} \right|$ – малые величины, то в общем случае можно положить

$$\hat{w} = (x_{1mf} \dot{x}_{2mf} - x_{2mf} \dot{x}_{1mf}) |x_{mf}|^{-2}. \quad (5.1.14)$$

Заменяя в (14) производные конечными разностями с таким счёта T_0 , получим дискретную реализацию алгоритма (14) в виде

$$\hat{w} = \frac{x_{2mf}[k]x_{1mf}[k-1] - x_{1mf}[k]x_{2mf}[k-1]}{T_0 |x_{mf}[k]|^2}. \quad (5.1.15)$$

Предполагая медленность изменения $|x|$, из (7), (8) можно записать выражения, соответствующие операции интегрирования

$$x_1 = w^{-1} \dot{x}_2, \quad x_2 = -w^{-1} \dot{x}_1. \quad (5.1.16)$$

При этих же условиях операции дифференцирования соответствует система

$$\dot{x}_1 = -w x_2, \quad \dot{x}_2 = w x_1. \quad (5.1.17)$$

5.2. Нелинейные фильтры-наблюдатели двухфазных сигналов [3, 4]

Оценим проекции x_1, x_2 вектора x по измерениям (5.1.9) в предположении, что $|x|$ меняется медленно. Тогда в соответствии с (5.1.17) будем полагать

$$\dot{x}_1 = -w x_2, \quad \dot{x}_2 = w x_1. \quad (5.2.1)$$

Будем рассматривать (1) как динамическую систему с измерениями (5.1.9). Поскольку при $J_1 \equiv J_2 \equiv x_{1m} \equiv x_{2m} \equiv 0$ из системы (1), (5.1.9) следует $x_1 \equiv x_2 \equiv 0$, то система (1), (5.1.9) является полностью наблюдаемой [1]. С учетом этого, предполагая, что имеется оценка частоты \hat{w} , для системы (1), (5.1.9) можно построить наблюдатель Луэнбергера в виде [1, 2]

$$\dot{\hat{x}}_1 = -\hat{w} \hat{x}_2 + \mathbf{l}_{11}(\hat{x}_1 - x_{1m}) + \mathbf{l}_{12}(\hat{x}_2 - x_{2m}), \quad (5.2.2)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = \hat{w} \hat{x}_1 + \mathbf{l}_{21}(\hat{x}_1 - x_{1m}) + \mathbf{l}_{22}(\hat{x}_2 - x_{2m}), \quad (5.2.3)$$

где \mathbf{l}_{ij} ($i, j = 1, 2$) – коэффициенты усиления наблюдателя.

Ошибки оценок, полученных с помощью наблюдателя, определяются выражениями

$$\tilde{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1, \quad \tilde{x}_2 = \hat{x}_2 - x_2. \quad (5.2.4)$$

Полагая, что $\hat{w} \equiv w$, и вычитая из уравнения (2) первое уравнение в (1), а из (3) – второе уравнение системы (1), с учетом (5.1.9) получим систему уравнений ошибок

$$\dot{\tilde{x}}_1 = \mathbf{l}_{11}\tilde{x}_1 - (w - \mathbf{l}_{12})\tilde{x}_2 - \mathbf{l}_{11}J_1 - \mathbf{l}_{12}J_2, \quad (5.2.5)$$

$$\dot{\tilde{x}}_2 = (w + \mathbf{l}_{21})\tilde{x}_1 + \mathbf{l}_{22}\tilde{x}_2 - \mathbf{l}_{21}J_1 - \mathbf{l}_{22}J_2. \quad (5.2.6)$$

Решение этой системы состоит из частного решения, обусловленного помехами J_1, J_2 , и общего решения соответствующего однородного уравнения с характеристическим полиномом

$$p^2 - (\mathbf{l}_{11} + \mathbf{l}_{22})p + \mathbf{l}_{11}\mathbf{l}_{22} + (\mathbf{l}_{21} + w)(w - \mathbf{l}_{12}), \quad (5.2.7)$$

где p – оператор дифференцирования. С помощью модального управления [2] можно назначить коэффициенты \mathbf{l}_{ij} , обеспечивающие асимптотическую устойчивость решения системы (5), (6) с желаемым видом реакций на сту-

пенчатые воздействия. Вызывают интерес два случая: 1) $\mathbf{l}_{12} = \mathbf{l}_{21} = 0$, 2) $\mathbf{l}_{12} = \hat{\mathbf{w}} = -\mathbf{l}_{21}$. В первом случае в каждом уравнении уменьшается номенклатура возмущающих воздействий, во втором случае уравнения (5) и (6) становятся независимыми, а характеристическое уравнение (7) – с постоянными коэффициентами. Как показывает анализ полинома (7), для асимптотической устойчивости необходимо и достаточно, чтобы выполнялись условия

$$\mathbf{l}_{11} + \mathbf{l}_{22} < 0, \mathbf{l}_{11}\mathbf{l}_{22} + (\mathbf{l}_{21} + \mathbf{w})(\mathbf{w} - \mathbf{l}_{12}) > 0.$$

Вследствие аналогичности уравнений (5), (6), не ограничивая возможностей системы, можно положить $\mathbf{l}_{11} = \mathbf{l}_{22} = \mathbf{l} < 0$.

Для определения $\hat{\mathbf{w}}$ умножим (2) на \hat{x}_1 и вычтем из полученного уравнение (3), умноженное на \hat{x}_2 . В результате получим

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}} = & \frac{\hat{x}_1 \hat{x}_2 - \hat{x}_2 \hat{x}_1 + (\mathbf{l}_{21}\hat{x}_1 - \mathbf{l}_{11}\hat{x}_2)(\hat{x}_1 - x_{1m})}{\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2} + \\ & + \frac{(\mathbf{l}_{22}\hat{x}_1 - \mathbf{l}_{12}\hat{x}_2)(\hat{x}_2 - x_{2m})}{\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2}. \end{aligned} \quad (5.2.8)$$

Так как наблюдатель (2), (3) дает соотношения $\hat{x}_1 \approx x_1$, $\hat{x}_2 \approx x_2$, то на основании (5.1.9) выражение (8) можно переписать в виде

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{\hat{x}_1 \hat{x}_2 - \hat{x}_2 \hat{x}_1 - (\mathbf{l}_{21}\hat{x}_1 - \mathbf{l}_{11}\hat{x}_2)J_1 - (\mathbf{l}_{22}\hat{x}_1 - \mathbf{l}_{12}\hat{x}_2)J_2}{\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2}. \quad (5.2.9)$$

Для повышения точности оценки \mathbf{w} выход выражения (9) надо пропустить через низкочастотный фильтр, уменьшающий влияние высокочастотных помех J_1 и J_2 . В результате при наличии указанного фильтра можно полагать

$$\hat{w} = \frac{\hat{x}_1 \hat{x}_2 - \hat{x}_2 \hat{x}_1}{\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2}. \quad (5.2.10)$$

При точной работе наблюдателя $\hat{x}_1 \approx x_1$, $\hat{x}_2 \approx x_2$. Тогда на основании (9) и (5.1.8) будем иметь $\hat{w} \approx w$.

Для упрощения структурной схемы наблюдателя примем $\mathbf{l}_{12} = \hat{w} = -\mathbf{l}_{21}$. Тогда при обозначении $\mathbf{l}_{11} = \mathbf{l}_{22} = \mathbf{l}_1$ наблюдатель примет вид

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \mathbf{l}_1 (\hat{x}_1 - x_{1m}) - \hat{w} x_{2m}, \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \mathbf{l}_1 (\hat{x}_2 - x_{2m}) + \hat{w} x_{1m}. \end{aligned} \quad (5.2.11)$$

Структурную схему системы (11), (10) можно представить в виде рис. 5.2.1

Фильтр, представленный на рис. 5.2.1, с точки зрения аналоговой вычислительной техники довольно сложен. Поэтому он должен быть реализован с использованием микропроцессорной техники (МПТ). Помехи, входящие в x_{1m} , x_{2m} (см. (5.1.9)), могут представлять собой узкие прямоугольные импульсы (например, выходное напряжение преобразователя частоты с ШИМ), которые требуют очень малого

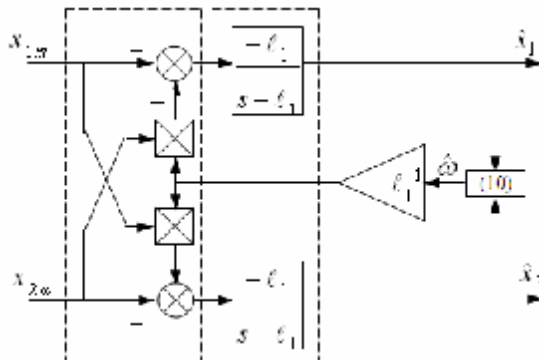


Рисунок 5.2.1. Промежуточная структурная схема однокаскадного фильтра

такта счета, что сильно загружает МПТ. Поэтому фильтр необходимо выполнять с помощью аналого-цифровых средств. Причем аналоговая часть должна содержать собственно фильтры, а дискретная часть – алгебраические операции. Поменяв местами в линейной схеме на рис. 5.2.1 выделенные пунктиром звенья, придем к схеме на рис. 5.2.2.

Покажем аналитически, что схемы на рис. 5.2.1 и 5.2.2 эквивалентны. Составим систему уравнений, соответствующую рис. 5.2.2:

$$x_m \frac{-\mathbf{1}_1}{s - \mathbf{1}_1} = f_{mf}, \quad \hat{x} = x_{mf} - \mathbf{1}_1^{-1} \hat{w} J x_{mf},$$

где

$$x_m = \begin{bmatrix} x_{1m} \\ x_{2m} \end{bmatrix}, \quad x_{mf} = \begin{bmatrix} x_{1mf} \\ x_{2mf} \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Этой системе соответствует уравнение

$$s\hat{x} - \mathbf{1}_1 \hat{x} = -\mathbf{1}_1 x_m + \hat{w} J x_m,$$

которое, в свою очередь, эквивалентно системе (11) и соответствует схеме на рис. 5.2.1.

В схеме на рис. 5.2.2 аналоговые инерционные звенья устраняют высокочастотные помехи, а дискретная часть устраняет сдвиги по фазе и искажения амплитуды полезных составляющих сигналов, возникающие при прохождении сигналов через инерционные звенья. Устранение высокочастотных помех позволяет существенно увеличить такт счета микропроцессорной техники (МПТ) и тем самым удешевить ее. При необходимости улучшения фильтрующих свойств фильтр можно сделать состоящим из двух и более каскадов.

Двухкаскадный фильтр представлен на рис. 5.2.3. Для улучшения фильтрующих свойств и уменьшения такта счета МПТ структурная схема преобразуется к виду рис. 5.2.4.

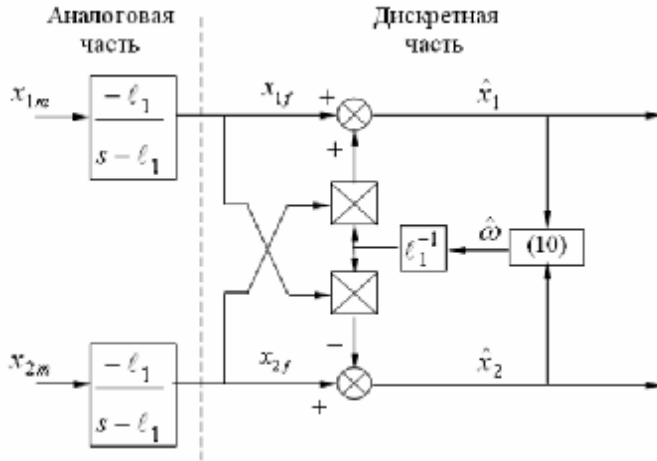


Рисунок 5.2.2. Преобразованная структурная схема однокаскадного фильтра

Исследования показывают, что оценку скорости w в схемах на рис. 5.2.2, 5.2.4 лучше получать не по зависимости (10), а по выражению

$$\hat{w} = \frac{x_{1f} \cdot \hat{x}_{2f} - x_{2f} \cdot \hat{x}_{1f}}{x_{1f}^2 + x_{2f}^2}. \quad (5.2.12)$$

Блок оценки скорости (12) не будет входить в замкнутый контур наблюдателя, что существенно улучшит устойчивость работы всего наблюдателя. На рис. 5.2.5 и 5.2.6 представлены структурные схемы однокаскадного и двухкаскадного наблюдателей с оценкой скорости по выражению (12).

Таким образом, в подразделе 2 описаны однокаскадный и многокаскадные фильтры низких частот, состоящие из непрерывных входных частей, предназначенных для устранения высокочастотных помех, и дискретных компенсаторов, устраняющих амплитудные и фазовые искажения главных гармоник, вносимые непрерывными частями. Наличие непрерывных входных частей позволяет увеличить

такты дискретности аналого-цифровых преобразователей и процессоров. Эффективность многокаскадных фильтров такова, что они могут выделять главные гармоники даже в выходных напряжениях преобразователей частоты с ШИМ.

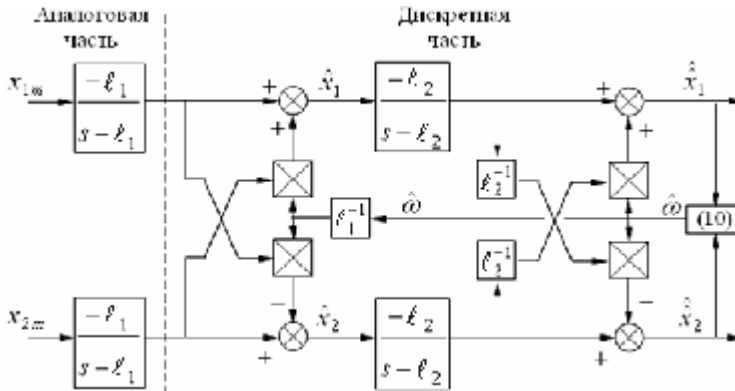


Рисунок 5.2.3. Промежуточная структурная схема двухкаскадного фильтра

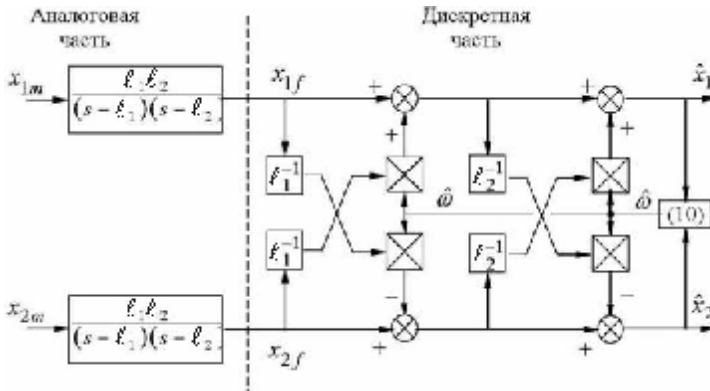


Рисунок 5.2.4. Структурная схема двухкаскадного фильтра

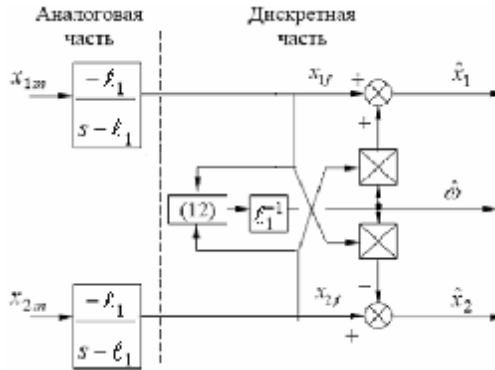


Рисунок 5.2.5. Окончательная структурная схема однокаскадного фильтра

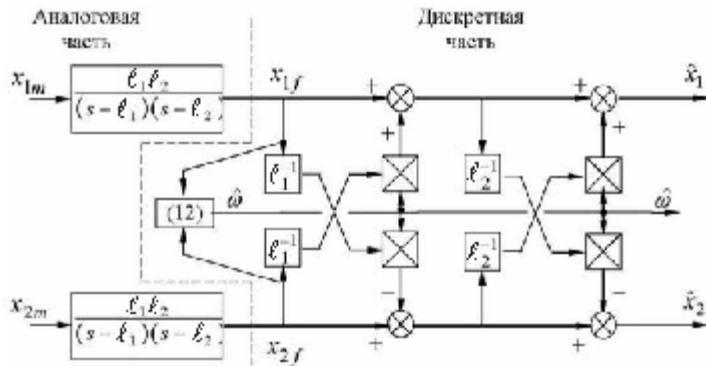


Рисунок 5.2.6. Окончательная структурная схема двухкаскадного фильтра

5.3. Компенсационные фильтры двухфазных сигналов [6]

Целью данного подраздела является синтез фильтров выходных сигналов ПЧ с ШИМ другим методом, который не только повторяет результаты раздела 2, а и дает новые структуры фильтров.

Синтез компенсационных фильтров. Пусть трехфазные выходные сигналы ПЧ с ШИМ, приведенные к двум фазам, имеют вид

$$x_{1m} = x_1 + J_1, \quad x_{2m} = x_2 + J_2, \quad (5.3.1)$$

где J_1 и J_2 представляют собой высокочастотные по сравнению с основной частотой w погрешности входных сигналов x_{1m}, x_{2m} . Сигналы x_1 и x_2 можно рассматривать как проекции вектора полезных сигналов x на оси неподвижного базиса. Тогда можно записать

$$\begin{aligned} x_1 &= |x| \cos wt, \quad x_2 = |x| \sin wt, \\ w &= (x_1 \dot{x}_2 - x_2 \dot{x}_1) |x|^{-2}, \end{aligned} \quad (5.3.2)$$

где w – скорость вращения вектора x . Пусть сигналы (1) пропускаются через идентичные фильтры $w_f(p)$ с амплитудной $A(w)$ и фазовой $y(w)$ частотными характеристиками. Не принимая во внимание сдвиг по фазе помех J_1, J_2 на выходах фильтров, будем иметь

$$\begin{aligned} x_1^* &= A(w) |x| (\cos wt \cos y - \sin wt \sin y) + A(w_J) J_1, \\ x_2^* &= A(w) |x| (\sin wt \cos y + \cos wt \sin y) + A(w_J) J_2, \end{aligned} \quad (5.3.3)$$

где w_J – частота погрешностей. Из (3) на основании (2) можно найти истинные значения проекций вектора x (искомые сигналы) в виде

$$\begin{aligned} x_1 &= |x| \cos wt = A^{-1}(w) (x_1^* \cos y + x_2^* \sin y) + A^{-1}(w) A(w_J) (J_1 \cos y + J_2 \sin y), \\ x_2 &= |x| \sin wt = A^{-1}(w) (x_2^* \cos y - x_1^* \sin y) + A^{-1}(w) A(w_J) (J_2 \cos y - J_1 \sin y). \end{aligned} \quad (5.3.4)$$

Поскольку погрешности J_1 и J_2 не известны, то вместо истинных значений x_1 и x_2 можно записать их оценки \hat{x}_1, \hat{x}_2 по зависимостям

$$\begin{aligned}\hat{x}_1 &= A^{-1}(w)(x_1^* \cos y + x_2^* \sin y), \\ \hat{x}_2 &= A^{-1}(w)(x_2^* \cos y - x_1^* \sin y).\end{aligned}\quad (5.3.5)$$

Будем полагать, что амплитуды сигналов J_1 и J_2 равны J_a . Тогда погрешности $\tilde{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1$, $\tilde{x}_2 = \hat{x}_2 - x_2$ оценок (5) по сравнению с точными значениями (4) можно оценить выражением

$$\tilde{x}_1 = \tilde{x}_2 = A^{-1}(w)A(w_J)J_a. \quad (5.3.6)$$

Пусть собственно фильтры представляют собой инерционные звенья первого порядка

$$w_f(p) = \frac{k_f}{Tp+1}, \quad A(w) = \frac{k_f}{\sqrt{(Tw)^2 + 1}}, \quad \operatorname{tg} y(w) = -Tw, \quad (5.3.7)$$

$$\sin y = -Twk_f^{-1}A(w), \quad \cos y = k_f^{-1}A(w). \quad (5.3.8)$$

Подстановка (7), (8) в (5) дает

$$\hat{x}_1 = k_f^{-1}(x_1^* - Tw x_2^*), \quad \hat{x}_2 = k_f^{-1}(x_2^* + Tw x_1^*). \quad (5.3.9)$$

В выражения (9) входит неизвестная частота w . Для ее оценки воспользуемся выражениями

$$\hat{w} = \frac{x_2^*[k]x_1^*[k-1] - x_1^*[k]x_2^*[k-1]}{T_0(x_1^{*2}[k] + x_2^{*2}[k])}, \quad (5.3.10)$$

$$\hat{\hat{w}} = \frac{\hat{x}_2[k]\hat{x}_1[k-1] - \hat{x}_1[k]\hat{x}_2[k-1]}{T_0(\hat{x}_1^2[k] + \hat{x}_2^2[k])}, \quad (5.3.11)$$

записанными в дискретном безразмерном времени k с тактом счёта T_0 , которые получаются на основании (2) путем замены производных конечными разностями. Подстановка $A(w)$ из (7) в (6) дает

$$\tilde{x}_1 = \tilde{x}_2 = \sqrt{\left((Tw)^2 + 1\right)\left((Tw_J)^2 + 1\right)^{-1}} J_a.$$

Коэффициент ослабления помех

$$c = \sqrt{\left((Tw)^2 + 1\right)\left((Tw_J)^2 + 1\right)^{-1}}. \quad (5.3.12)$$

Таким образом, наименьший коэффициент ослабления помех имеет место при максимальной по модулю частоте w . Так как $w_J \gg w$, то при $1 \ll (Tw)^2$ выражение коэффициента ослабления (12) упрощается до вида

$$c = 1/Tw_J. \quad (5.3.13)$$

Следует иметь в виду, что увеличение T приведет к запаздыванию по фазе оценки \hat{w} по отношению к w в переходных процессах. Оценки (9) в установившемся режиме не имеют искажений ни по амплитуде, ни по фазе.

Структурная схема компенсационного фильтра на базе инерционных звеньев, построенная по выражениям (9), (11), представлена на рис. 5.3.1. На рис. 5.3.1 АЦП – аналого-цифровой преобразователь. Сравнение схем рис. 5.2.5 при $\mathbf{I}_1^{-1} = -T$ и рис. 5.3.1 показывает, что, хотя схемы синтезировались разными методами, результат получился одним и тем же.

Пусть теперь в качестве фильтров используются идентичные колебательные звенья с передаточной функцией

$$W_f(p) = \frac{k_f}{T^2 p^2 + 2dT p + 1}; \quad k_f, T > 0, \quad (5.3.14)$$

для которых

$$A(w) = \frac{k_f}{\sqrt{(1-T^2w^2)^2 + (2dTw)^2}}, \quad \operatorname{tg} Y(w) = -\frac{2dTw}{1-T^2w^2}, \quad (5.3.15)$$

откуда

$$\begin{aligned} \sin Y(w) &= -\frac{2dTw}{\sqrt{(1-T^2w^2)^2 + (2dTw)^2}}, \\ \cos Y(w) &= \frac{1-T^2w^2}{\sqrt{(1-T^2w^2)^2 + (2dTw)^2}}. \end{aligned} \quad (5.3.16)$$

Подстановка (15), (16) в (5) дает

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= k_f^{-1} \left[x_1^* (1-T^2w^2) - x_2^* 2dTw \right], \\ \hat{x}_2 &= k_f^{-1} \left[x_2^* (1-T^2w^2) + x_1^* 2dTw \right]. \end{aligned} \quad (5.3.17)$$

Оценка скорости w , входящей в (17), осуществляется по выражениям (10) или (11).

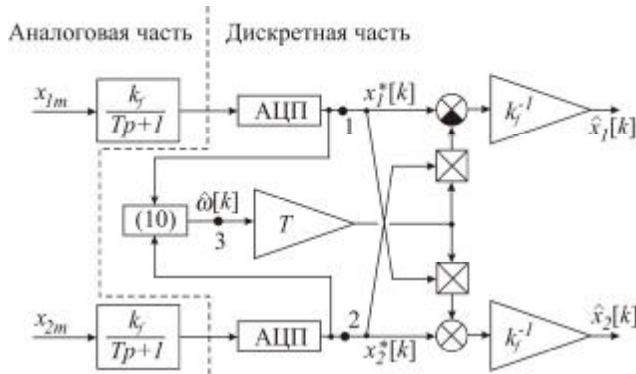


Рисунок 5.3.1. Компенсационный фильтр первого порядка

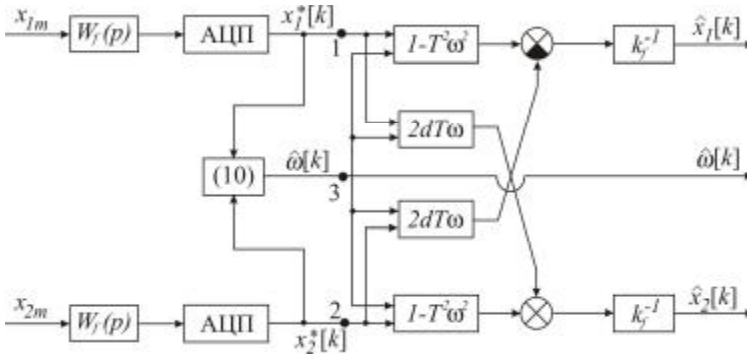


Рисунок 5.3.2. Компенсационный фильтр второго порядка

В соответствии с (6), (15) коэффициент ослабления помех

$$c = \sqrt{\left((1 - T^2 w^2)^2 + (2dTw)^2 \right) \left((1 - T^2 w_J^2)^2 + (2dTw_J)^2 \right)^{-1}}. \quad (5.3.18)$$

Как следует из (18), при $w_J \gg 0$ коэффициент ослабления помех принимает минимальное значение, когда $1 \gg T^2 w^2$. В этом случае выражение (18) упрощается до вида

$$c = \left(\frac{1}{Tw_J} \right)^2. \quad (5.3.19)$$

Сравнение (13) и (19) свидетельствует о существенном увеличении помехозащищенности системы с фильтрами второго порядка по сравнению с системами с фильтрами первого порядка.

На рис. 5.3.2 представлен компенсационный фильтр второго порядка, где $W_f(p)$ определяется выражением (14).

Результаты моделирования. Моделировалась система уравнений (1), (10), (14), (17). На рис. 5.3.3 представлены графики x_{2m} , x_2 , \hat{x}_2 в установившемся режиме. Как видно на рис. 5.3.3, имеет место точная оценка основной гармонической сигнала. Во всех последующих результатах моделирования помеха полагалась с теми же параметрами (амплитуда 1000, частота 10^4 c^{-1}) и зашумленные сигналы не показываются. На рис. 5.3.4 приведены результаты моделирования работы фильтра при изменении частоты от 0 c^{-1} до 300 c^{-1} и увеличении модуля x от 0 до 100 за $0,5 \text{ c}$. Как следует из рис. 5.3.4, имеет место точная оценка неизвестных искоемых переменных. Для фильтров и наблюдателей системы «двигатель – ПЧ с ШИМ» наиболее критичными являются низкие частоты (частоты ниже 30 1/с). На рис. 5.3.5, 5.3.6 изображены искоемые переменные при изменении частоты от 0 c^{-1} до 1 c^{-1} (1 оборот за 6 с.). Как свидетельствуют эти рисунки, осуществляется точная оценка как составляющих вектора x , так и достаточно точная оценка скорости его вращения. Более того, фильтр оказывается работоспособным даже при скорости $0,1 \text{ c}^{-1}$.

Компенсационный фильтр второго порядка обладает несомненными преимуществами по сравнению с фильтром первого порядка и может быть применен для фильтрации как токов, так и напряжений на выходе ПЧ с ШИМ.

Заключение. Синтезированные фильтры состоят из обычных аналоговых фильтров и дискретных компенсаторов (9) (для фильтра первого порядка) и (17) (для фильтра второго порядка). Частота определяется по зависимостям (10), (11).

Интересно отметить, что, хотя методы синтеза в данном подразделе и в подразделе 2 совершенно отличны друг от друга, синтезированные фильтры первого порядка оказались идентичными. Разработанный метод, в отличие от метода

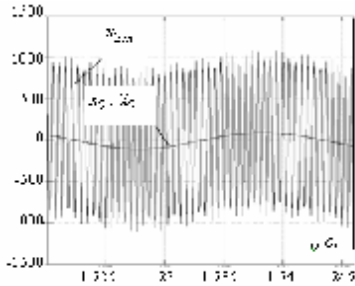


Рисунок 5.3.3

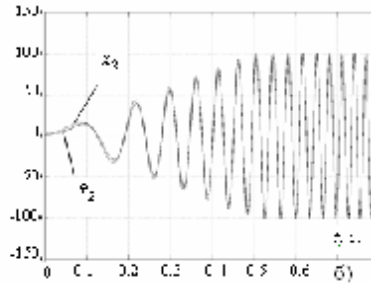


Рисунок 5.3.4

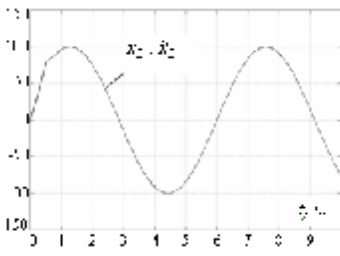


Рисунок 5.3.5

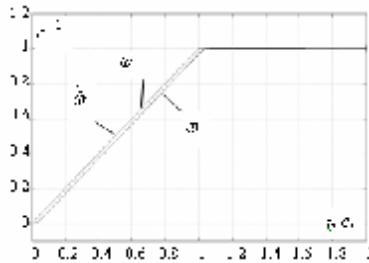


Рисунок 5.3.6

раздела 2, кроме фильтра первого порядка позволил синтезировать фильтр второго порядка. Как и в подразделе 2, можно синтезировать многокаскадные фильтры любого порядка, состоящие из фильтров первого и второго порядков. Получены простые соотношения для оценки степени фильтрации обоих типов фильтров, позволяющие выбрать типы, количество каскадов и параметры фильтров в зависимости от требуемой точности фильтрации, амплитуды помех и соотношения частот полезных сигналов и помех. Численное моделирование фильтра второго порядка подтвердило отсутствие фазового искажения полезной составляющей сигнала и наличие малого искажения амплитуды только при быстрых переходных процессах.

5.4. Адаптивный фильтр-наблюдатель двухфазных сигналов [8]

В работах [3, 4, 6] (в подразделах 2, 3 данной работы) для измерения главных гармоник предложены простые адаптивные наблюдатели, содержащие различные непрерывные фильтры и дискретные компенсаторы искажений главных гармоник. Тот факт, что в цифровую часть алгоритмов сигналы поступают не непосредственно с выходов ПЧ, а с выходов аналоговых фильтров, позволяет существенно увеличить такт счета. Недостатком указанных наблюдателей является наличие дифференцирования сигналов для оценки частоты главных гармоник, снижающих помехозащищенность алгоритмов. Для восстановления помехозащищенности сигналы вычисленных скоростей пропускают через фильтры (см. рис. 5.3.2), что приводит к появлению запаздываний в определении частоты. Это, в свою очередь, приводит к снижению точности наблюдателей.

Целью данного подраздела является синтез адаптивного наблюдателя главных гармоник выходных сигналов (напряжений и токов) ПЧ с ШИМ, в котором отсутствует дифференцирование сигналов.

Синтез наблюдателя. Известно [7], что любой трехфазный вектор (напряжение, ток, потокосцепление, ЭДС и т. п.) можно привести к эквивалентному в том или ином смысле двухфазному вектору. Аналитические исследования [6] и моделирование динамики ЭП с наблюдателями работ [3, 4, 6] (см. подраздел 5.1) показывают, что кинематика двухфазного вектора достаточно точно описывается векторно-матричным уравнением

$$\dot{x} = WJx, \quad (5.4.1)$$

где W – неизвестная скорость плоского вращения вектора x , J – кососимметрическая матрица. Указанные вектор и матрица имеют вид

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.4.2)$$

Пусть вектор x соответствует главным гармоникам двух фаз двухфазного сигнала. На выходе ПЧ на главные гармоники налагаются высокочастотные шумы, обусловленные ШИМ, образующие вектор v . Таким образом, измерением будет вектор

$$y = x + v, \quad v = [v_1 \quad v_2]^T. \quad (5.4.3)$$

Задачей является оценка вектора x и скорости w . Для этого по уравнениям (1) и (3) составим наблюдатель [1, 2] в виде

$$\dot{\hat{x}} = \hat{w}J\hat{x} + L(\hat{x} - y), \quad (5.4.4)$$

где L – матрица коэффициентов передачи наблюдателя, знаком «^» обозначены оценки соответствующих переменных.

Уравнение (4) с учетом (3) приводится к виду

$$\dot{\hat{x}} = \hat{w}J\hat{x} + L(\hat{x} - x - v). \quad (5.4.5)$$

Введем в рассмотрение ошибки наблюдателя

$$\tilde{x} = \hat{x} - x, \quad \tilde{w} = \hat{w} - w. \quad (5.4.6)$$

С помощью обозначений (6) уравнение (1) перепишется в виде

$$(\dot{\hat{x}} - \dot{x}) = (\hat{w} - w)J(\hat{x} - x). \quad (5.4.7)$$

Вычитание из уравнения (5) уравнения (7) дает уравнение ошибки наблюдателя

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{w}J\hat{x} + (\hat{w} - w)J\tilde{x} + L(\tilde{x} - v). \quad (5.4.8)$$

Найдем условия, при которых однородное уравнение, соответствующее уравнению (8), будет иметь асимптотически устойчивое нулевое решение. Для этого воспользуемся

прямым методом В. М. Ляпунова. Для уравнения (8) при $v \equiv 0$ составим функцию Ляпунова в виде

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T q \tilde{x} + \frac{1}{2I} (\hat{w} - w)^2, \quad (5.4.9)$$

где коэффициенты $q > 0$, $I > 0$. Будем полагать, что w меняется настолько медленно, что можно положить $\dot{w} \equiv 0$. При этих условиях полная производная по времени функции V с учетом уравнения (8) при $v \equiv 0$ примет вид

$$\dot{V} = \tilde{x}^T q [\tilde{w} J \hat{x} + (\hat{w} - \tilde{w}) J \tilde{x} + L \tilde{x}] + \frac{1}{I} \tilde{w} \dot{\tilde{w}}. \quad (5.4.10)$$

Положим, что в (10)

$$\tilde{x}^T q \tilde{w} J \hat{x} + \frac{1}{I} \tilde{w} \dot{\tilde{w}} \equiv 0. \quad (5.4.11)$$

Из тождества (11) можно получить

$$\dot{\tilde{w}} = -I q \tilde{x}^T J \hat{x},$$

откуда с учетом (6), (3) и обозначения $I q = k > 0$ следует

$$\dot{\tilde{w}} = k x^T J \hat{x} \approx k y^T J \hat{x}. \quad (5.4.12)$$

С учетом (11) и тождества $\tilde{x}^T J \tilde{x} \equiv 0$ выражение (10) упрощается до вида

$$\dot{V} = \tilde{x}^T q L \tilde{x}. \quad (5.4.13)$$

В том случае, когда $qL < 0$ (с учетом того, что $q > 0$, L — определенно отрицательная матрица), функция V будет знакоотрицательной по отношению к уравнению (8) при $v \equiv 0$. Подстановка $\tilde{x} \equiv 0$ в (8) при $v \equiv 0$ дает $\tilde{w} J \hat{x} \equiv 0$, откуда следует, что при $\hat{x} \neq 0$ тождественно, ошибка $\tilde{w} \equiv 0$. Сказанное означает, что при $q > 0$, $L < 0$, $\hat{x} \neq 0$ тождественно

в соответствии с теоремой Барбашина-Красовского решение уравнения (8) будет асимптотически устойчивым.

Как видно из уравнений фильтра (4), (12), дифференцирование измерения y отсутствует, и данный фильтр является более помехозащищенным по сравнению с фильтрами работ [3, 4, 6] (см. подразделы 2, 3 данного раздела).

Матрица L имеет структуру

$$L = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}.$$

Для выбора матрицы L составим характеристическое уравнение, соответствующее уравнению (8) при $\tilde{w} = 0$. Это уравнение имеет вид

$$p^2 - (l_{11} + l_{22})p + l_{11}l_{22} + (\hat{w} - l_{12})(\hat{w} + l_{21}) = 0. \quad (5.4.14)$$

Исходя из аналогичности обоих скалярных уравнений, соответствующих уравнению (8), а также с учетом условий асимптотической устойчивости, будем полагать

$$l_{11} = l_{22} = l < 0, \quad l_{12} = -l_{21} = \tilde{l}. \quad (5.4.15)$$

В этом случае уравнение (14) принимает вид

$$p^2 - 2lp + l^2 + (\hat{w} - \tilde{l})^2 = 0. \quad (5.4.16)$$

Представляются интересными 2 случая: 1) $\tilde{l} = 0$, 2) $\tilde{l} = \hat{w}$.

Численное моделирование. Моделировался процесс фильтрации двухфазного сигнала x с переменными амплитудой и частотой, описываемый уравнениями (3), (4), (12). Сигнал v представлялся синусоидой с амплитудой 75 и частотой 24000 с^{-1} (типичная частота ШИМ). На рис. 5.4.1, 5.4.2 представлены входной сигнал u_1 , главная гармоника x_1 , ее оценка \hat{x}_1 , частота сигнала x_1 \hat{w} и ее оценка $\hat{\hat{w}}$.

Закключение. Синтезирован адаптивный фильтр-наблюдатель низких частот двухфазного гармонического сигнала, оценивающий главные гармоники фаз и частоту сигналов с приемлемой для практики точностью. Фильтр обла-

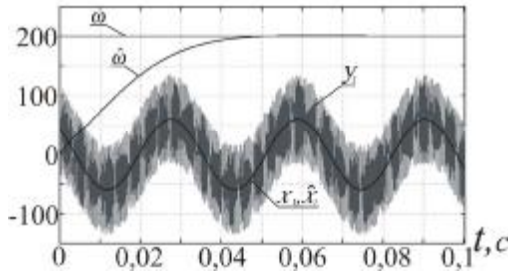


Рисунок 5.4.1

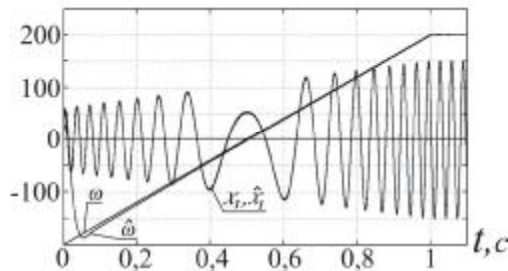


Рисунок 5.4.2

ладает повышенной помехозащищенностью по сравнению с однокаскадным фильтром подразделов 5.2, 5.3. Для дальнейшего улучшения фильтрующих свойств фильтра его можно комбинировать с фильтрами работ [3, 4, 6] (См. подразделы 5.2, 5.3 данного раздела) с использованием в них оценки частоты из данного фильтра. В этом случае фильтр будет многокаскадным.

5.5. Фильтры-наблюдатели двухфазных сигналов при наличии смещений нулей [9]

В работах [3, 4, 6] (см. подразделы 2–4 данного раздела) для фильтрации выходных сигналов ПЧ с ШИМ синтезированы однокаскадные и многокаскадные фильтры. Структурные схемы этих фильтров из соображений простоты их аппаратной реализации представлены состоящими из

аналоговых входных фильтров первого и (или) второго порядков и соответствующих дискретных компенсаторов искажений, вносимых аналоговыми фильтрами. Датчики сигналов, аналоговые фильтры и АЦП, помимо амплитудных и фазовых искажений полезных сигналов, могут привносить постоянные ошибки, в виде смещений нулей.

Целью данного подраздела является синтез наблюдателей главных гармоник в двухфазных неопределенных сигналах при наличии смещений нулей и высокочастотных шумов.

Основной результат. Известно, что по двум фазам трехфазного сигнала можно построить эквивалентный в том или ином смысле двухфазный сигнал [7]. Для фильтрации высокочастотных помех сигналы каждой фазы двухфазной цепи пропускаются через идентичные аналоговые линейные фильтры. На выходах фильтров имеют место искаженные по фазе и амплитуде главные гармоники не отфильтрованных сигналов (полезные сигналы). Вследствие неидеальностей датчиков, фильтров и АЦП выходные сигналы фильтров могут содержать неизвестные постоянные сигналы (смещения). Таким образом, выходные сигналы фильтров можно представить в виде

$$y = x_* + x_0, \quad (5.5.1)$$

где x_* и x_0 – векторы главных гармоник и их смещений. (парирование влияния шумов рассмотрено в подразделах 2–4) В (1) и в дальнейшем принято

$$\begin{aligned} x_* &= \begin{bmatrix} x_{*1} \\ x_{*2} \end{bmatrix}, & x_0 &= \begin{bmatrix} x_{01} \\ x_{02} \end{bmatrix}, \\ J &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, & E &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.5.2)$$

В (2) индексы 1 и 2 указывают на номер фазы. При малой скорости изменения амплитуды сигналов, по сравнению со скоростью их изменения за счет переменности их фазы, можно записать систему дифференциальных уравнений [3–6] (см. подразделы 5.2, 5.4)

$$\dot{x}_* = w J x_*, \quad (5.5.3)$$

$$\dot{x}_0 = 0. \quad (5.5.4)$$

В (3) w – частота полезных сигналов. Рассматривая (3), (4) как динамическую систему, а (1) в качестве ее измерения, проверим выполнение условий восстанавливаемости системы (1), (3), (4) [1]. При $y \equiv 0$ из уравнений (3), (4) следует $x_* \equiv x_0 \equiv 0$ при $w \neq 0$ ($\det J \neq 0$). Таким образом, система (1), (3), (4) является полностью восстанавливаемой при $w \neq 0$.

Построим редуцированный наблюдатель вектора смещения x_0 [2]. Из системы (1), (3), (4) исключим x_* . Тогда

$$\dot{x}_0 = w J (y - x_0). \quad (5.5.5)$$

С помощью вспомогательной переменной y_0 перепишем уравнение (5) в виде

$$\dot{y}_0 = -w J x_0, \quad (5.5.6)$$

$$\dot{y}_0 := \dot{x}_0 - w J y, \quad (5.5.7)$$

причем, (7) – известная функция (функция измерения y). Для системы (4) с псевдоизмерением (6) запишем уравнение наблюдателя [1, 2]

$$\dot{x}_0 = L_r (C \hat{x}_0 - y_0), \text{ где } C = -w J,$$

или, что то же самое,

$$\dot{x}_0 = -L_r (w J \hat{x}_0 + y_0). \quad (5.5.8)$$

Знак «^» указывает на оценку соответствующей переменной, а L_r – матрица коэффициентов усиления наблюдателя. Подстановка (6) в (8) дает уравнение

$$\dot{\hat{x}}_0 = -L_r w J (\hat{x}_0 - x_0). \quad (5.5.9)$$

Пусть ошибка наблюдателя $\tilde{x}_0 = \hat{x}_0 - x_0$. Вычитание из (9) уравнения (4) приводит к уравнению ошибки наблюдателя

$$\dot{\tilde{x}}_0 = -L_r w J \tilde{x}_0. \quad (5.5.10)$$

Пусть также

$$L_r = \bar{L}_r \text{sign } w, \quad \bar{L}_r = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}, \quad (5.5.11)$$

тогда уравнение (10) примет вид

$$\dot{\tilde{x}}_0 = -\bar{L}_r |w| J \tilde{x}_0. \quad (5.5.12)$$

Уравнению (12) соответствует следующая система скалярных уравнений:

$$\dot{\tilde{x}}_{01} = -|w| (l_{12} \tilde{x}_{01} - l_{11} x_{02}), \quad (5.5.13)$$

$$\dot{\tilde{x}}_{02} = -|w| (l_{22} \tilde{x}_{01} - l_{21} \tilde{x}_{02}). \quad (5.5.14)$$

Умножив уравнение (13) на \tilde{x}_{01} , а (14) на \tilde{x}_{02} и затем полученное сложив, найдем

$$\frac{d}{dt} \frac{1}{2} (\tilde{x}_{01}^2 + \tilde{x}_{02}^2) = -|w| [l_{12} \tilde{x}_{01}^2 + (l_{22} - l_{11}) \tilde{x}_{01} \tilde{x}_{02} - l_{21} x_{02}^2]. \quad (5.5.15)$$

Для определенной отрицательности правой части равенства (15) достаточно выполнение условий

$$w \neq 0, \quad l_{12} > 0 > l_{21}, \quad 2\sqrt{-l_{12}l_{21}} > |l_{22} - l_{11}|. \quad (5.5.16)$$

В соответствии с теоремой Ляпунова при выполнении условий (16) нулевое решение системы (13), (14) будет асимптотически устойчивым как при $|w| = \text{const} > 0$, так и при $|w| = \text{var} > 0$. Из соображений равноценности уравнений (13), (14) примем

$$l_{12} = -l_{21} > 0, \quad l_{11} = l_{22}. \quad (5.5.17)$$

При $w = \text{const}$ характеристическое уравнение системы (13), (14) имеет вид

$$p^2 + |w|(l_{12} - l_{21})p + |w|^2(l_{11}l_{22} - l_{12}l_{21}) = 0. \quad (5.5.18)$$

Необходимыми и достаточными условиями асимптотической устойчивости нулевого решения системы (13), (14) являются условия

$$w \neq 0, \quad l_{12} - l_{21} > 0, \quad l_{11}l_{22} - l_{12}l_{21} > 0.$$

В дальнейшем будет полагаться выполнение условий (17), при которых характеристическое уравнение (18) принимает вид

$$p^2 + 2|w|l_{12}p + |w|^2(l_{11}^2 + l_{12}^2) = 0. \quad (5.5.19)$$

Для упрощения структуры наблюдателя и получения аperiodических переходных процессов примем

$$l_{11} = l_{22} = 0, \quad l_{12} = -l_{21} = l. \quad (5.5.20)$$

Тогда уравнение (19) примет вид $(p + |w|l)^2 = 0$ с корнями

$$p_1 = p_2 = -|w|l. \quad (5.5.21)$$

Для получения рабочего вида наблюдателя подставим (7) в (8). В результате получим

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = -L_r w J(\hat{x}_0 - y) - L_r \mathbf{x} \quad (5.5.22)$$

Недостатком уравнения (22) является наличие производной $\dot{\mathbf{x}}$. Для ее устранения введем обозначение

$$\hat{x}_0 + L_r y = z \Rightarrow \hat{x}_0 = z - L_r y. \quad (5.5.23)$$

Подстановка \hat{x}_0 из (23) в (22) дает уравнение

$$\dot{\hat{x}} = -L_r w J [z - (L_r + E)y]. \quad (5.5.24)$$

В (24) производная $\dot{\hat{x}}$ отсутствует. С учетом (1) и (23) уравнение (24) можно переписать в виде $\dot{\hat{x}} = L_r w J \hat{x}_*$. Сравнение полученного с (24) позволяет записать $\hat{x}_* = (L_r + E)y - z$. С учетом (11) и (20) уравнение (24) принимает вид

$$\dot{\hat{x}} = -l |w| \left[z + (l J \text{sign } w - E)y \right] \quad (5.5.25)$$

или в скалярном виде

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= -l |w| (z_1 - y_1 - y_2 l \text{sign } w), \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -l |w| (z_2 - y_2 + y_1 l \text{sign } w). \end{aligned} \quad (5.5.26)$$

В соответствии с (1), (11), (20) и (23) оценку искомого вектора x_* можно получить по зависимости

$$\hat{x}_* = -[z + (l J \text{sign } w - E)y]. \quad (5.5.27)$$

Сравнение (27) с (25) показывает, что в правой части уравнения (25) стоит \hat{x}_* . Соответственно, в правых частях уравнений (26) стоят проекции $\hat{x}_{*1}, \hat{x}_{*2}$ вектора \hat{x}_* .

Адаптивный наблюдатель для оценки несмещенных главных гармоник двухфазных сигналов описывается системой уравнений (25), (27).

Результаты моделирования. Моделировались уравнения (25), (27), (1), представленные в дискретном виде. Сигнал x_* формировался с помощью синусно-косинусного

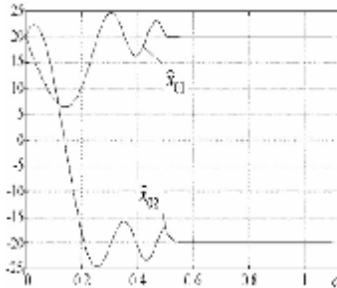


Рисунок 5.5.1

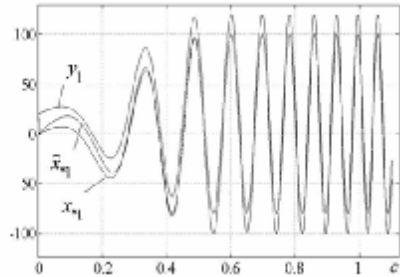


Рисунок 5.5.2

генератора с нарастанием амплитуды от 0 до 100 за 0,5 с и частоты от 0 до 100 за 1 с. Смещения нуля принимались следующими: $x_{01} = 20$, $x_{02} = -20$ (взяты большими для большей наглядности). Коэффициент наблюдателя l принимался равным единице. На рис. 5.5.1 представлены процессы оценки смещений. Рис. 5.5.1 свидетельствует о том, что переменность амплитуды сигналов x_{*1} , x_{*2} существенно влияет на точность оценки смещений, в то время как переменность частоты сигналов x_{*1} , x_{*2} влияет мало. На рис. 5.5.2 показаны измерение y_1 , главная гармоника x_{*1} и ее оценка \hat{x}_{*1} . Из рис. 5.5.2 следует, что при отсутствии изменения амплитуды сигналов x_{*1} , x_{*2} оценка \hat{x}_{*1} полностью совпадает с x_{*1} . Поведение кривых y_2 , x_{*2} , \hat{x}_{*2} имеют аналогичный характер.

Вывод. Синтезирован алгоритм оценки смещений фаз двухфазных сигналов и их периодических составляющих. В частности, алгоритм можно использовать в аналого-цифровых фильтрах, предназначенных для оценки главных гармоник выходных сигналов преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией. Аналоговые датчики сигналов и фильтры могут вносить смещения нулей. Для их устранения разработанный выше наблюдатель должен быть

установлен после аналоговых фильтров в дискретной части системы. Однако этот фильтр для улучшения динамических свойств нуждается во внешней информации о частоте главных гармоник. Численное моделирование подтвердило работоспособность синтезированных алгоритмов.

5.6. Калибровка двухфазных сигналов в реальном времени

Цепи электроприводов, состоящие из датчиков сигналов, аналоговых фильтров и АЦП, могут привносить в измеряемые сигналы постоянные ошибки (смещения нулей). Несмотря на важность устранения влияния в реальном времени постоянных смещений в многофазных сигналах, публикаций на эту тему мало. В работе [9] (см. подраздел 5.5 данного раздела) синтезирован фильтр для оценки главных гармоник и постоянных ошибок. Однако этот фильтр для улучшения динамических свойств нуждается во внешней информации о частоте главных гармоник.

Целью данного подраздела является разработка фильтров, оценивающих в реальном времени постоянные смещения главных гармоник двухфазных сигналов, содержащих высокочастотные шумы, не требующих внешней информации о частоте главных гармоник.

5.6.1. Разработка методов оценки постоянных смещений

Пусть трехфазные выходные сигналы ПЧ с ШИМ, приведенные к двум фазам, имеют вид

$$x_{1m} = x_1 + J_1, \quad x_{2m} = x_2 + J_2, \quad (5.6.1)$$

где

$$J_1 = x_{01} + g_1, \quad J_2 = x_{02} + g_2. \quad (5.6.2)$$

В (1) и (2) J_1 и J_2 – погрешности входных сигналов x_{1m}, x_{2m} ; x_{01}, x_{02} – постоянные ошибки; g_1, g_2 – высокочастотные шумы. Сигналы x_1 и x_2 можно рассматривать как проекции вектора полезных сигналов (главных гармоник) x на оси неподвижного базиса. Тогда можно записать

$$x_1 = |x| \cos w t, \quad x_2 = |x| \sin w t, \quad (5.6.3)$$

где w – скорость вращения вектора x . В случае постоянного или медленно меняющегося $|x|$ из выражений (3) можно записать

$$\dot{x}_1 = -w x_2, \quad \dot{x}_2 = w x_1, \quad (5.6.4)$$

Умножив в (4) второе уравнение на x_1 и вычтя из полученного первое уравнение, умноженное на x_2 , получим

$$w = (x_1 \dot{x}_2 - x_2 \dot{x}_1) |x|^{-2}. \quad (5.6.5)$$

Из уравнений (4) можно получить

$$x_1 = w^{-1} \dot{x}_2, \quad x_2 = -w^{-1} \dot{x}_1. \quad (5.6.6)$$

Очевидно, что формулы (6) фактически являются формулами интегрирования.

Задача состоит в устранении влияния шумов g_1, g_2 путем фильтрации, оценке x_{01}, x_{02} с последующей компенсацией их влияния с целью получения оценок x_1, x_2 .

Для фильтрации высокочастотных помех пропустим сигналы x_{1m}, x_{2m} через идентичные фильтры низких частот с передаточной функцией

$$W_f(p) = \frac{k_f}{T^2 p^2 + 2dT p + 1}; \quad k_f, T > 0, \quad (5.6.7)$$

где p – оператор Лапласа. На выходе фильтров получаются сигналы x_1^*, x_2^* .

Для устранения влияния постоянных ошибок x_{01} , x_{02} сигналы x_1^* , x_2^* следует продифференцировать, в результате чего получим

$$\dot{x}_1^* = x_1', \quad \dot{x}_2^* = x_2'. \quad (5.6.8)$$

Если равенства (8) проинтегрировать, например, с помощью формул, аналогичных формулам (6), то получатся переменные ${}_x x_1^*$, ${}_x x_2^*$, равные x_1^* , x_2^* за вычетом влияния x_{01} , x_{02} . Тогда можно записать

$$k_f x_{01} = x_1^* - {}_x x_1^*, \quad k_f x_{02} = x_2^* - {}_x x_2^*. \quad (5.6.9)$$

Сигналы x_1' , x_2' , \hat{x}_1^* , \hat{x}_2^* и ${}_x x_1^*$, ${}_x x_2^*$ подчиняются уравнениям, аналогичным уравнениям (4). Поэтому можно записать

$$w = (x_1' \dot{x}_2^* - x_2' \dot{x}_1^*) | x' |^{-2}, \quad (5.6.10)$$

$$w = (\hat{x}_1^* \dot{x}_2^* - \hat{x}_2^* \dot{x}_1^*) | \hat{x}^* |^{-2}, \quad (5.6.11)$$

$${}_x x_1^* = w^{-1} x_2', \quad {}_x x_2^* = -w^{-1} x_1'. \quad (5.6.12)$$

Вследствие того, что

$$\dot{x}_1^* = x_1', \quad \dot{x}_2^* = x_2', \quad (5.6.13)$$

выражению (11) придается вид

$$w = (\hat{x}_1^* x_2' - \hat{x}_2^* x_1') | \hat{x}^* |^{-2}. \quad (5.6.14)$$

Поскольку выражения (12) имеют особенности при $w=0$, то можно ожидать, что разрабатываемая методика будет неработоспособной в окрестности точки $w=0$. Учитывая то, что смещения x_{01} , x_{02} меняются очень медленно, в методике надо предусмотреть сохранение ранее полученных при высоких скоростях оценок для работы в окрестности нулевой скорости.

На основании проведенных выше рассуждений на рис. 5.6.1 составлена функционально-структурная схема метода оценки постоянных смещений, содержащихся в сигналах x_{1m} , x_{2m} . На рис. 5.6.1, помимо введенных выше обозначений, принято: АЦП – аналого-цифровой преобразователь; $W_d(z)$ – передаточная функция звена дискретного дифференцирования; $W_f(z)$ – дискретная реализация звена $W_f(p)$. БЗ – блоки запоминания, предназначенные для сохранения значений оценок смещений на время работы в окрестности скорости $w = 0$. Система левее АЦП – аналоговая, правее – дискретная, реализуемая в цифровом процессоре.

Более простая схема оценки смещений представлена на рис. 5.6.2, где, помимо выше введенных обозначений в рис. 5.6.1, введено обозначение $W_{LPF}(z)$ дискретного фильтра низких частот с передаточной функцией, соответствующей непрерывной передаточной функции

$$W_{LPF}(p) = T_{LPF}(T_{LPF}p + 1)^{-1}.$$

Указанный фильтр при достаточно высоких частотах выполняет функции интегратора. В этом случае скорость можно определить по формуле (14).

Результаты моделирования. Моделировалась система, схема которой изображена на рис. 5.6.1. Амплитуды главных гармоник и шумов принимались равными 100 и 20 соответственно. На рис. 5.6.3 представлены графики оценок скорости главных гармоник, равной 1с^{-1} , (рис. 3, а) и смещений ± 20 (рис. 3, б). На рис. 5.6.4 дано сравнение истинных значений скорости и смещений (± 20) с их оценками.

Заключение. Синтезированы алгоритмы оценки в реальном времени постоянных смещений и частоты главных гармоник двухфазных сигналов по зашумленным нестационарным гармоническим двухфазным сигналам с неизвестными постоянными смещениями в каждой фазе. При необходимости оценки главных гармоник входных сигналов

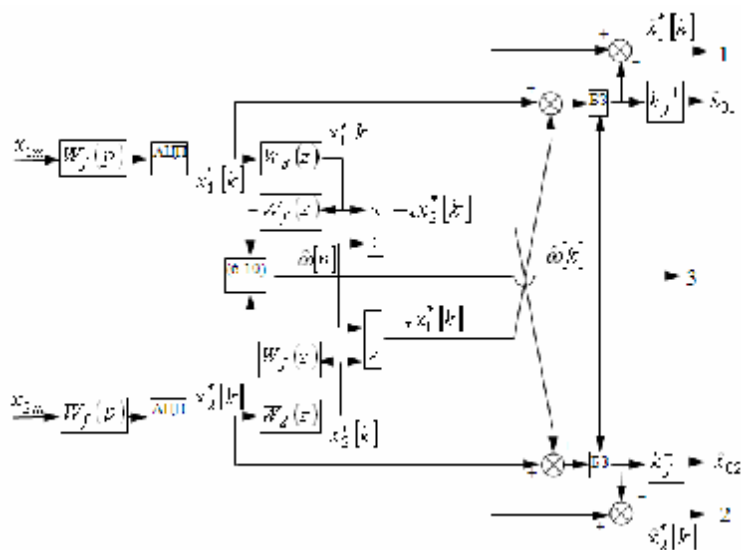


Рисунок 5.6.1

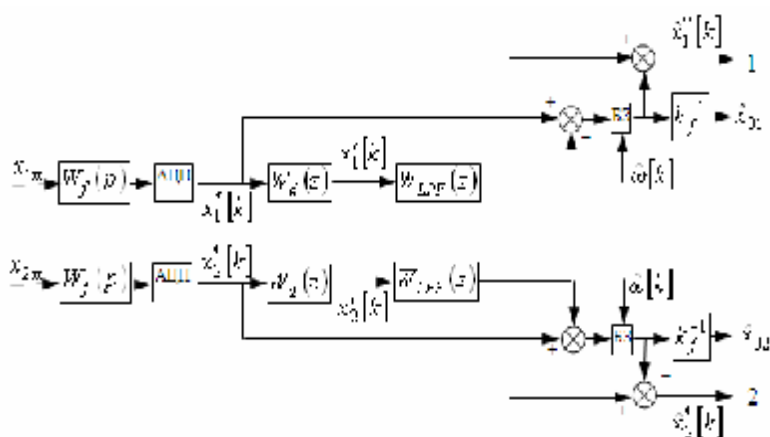
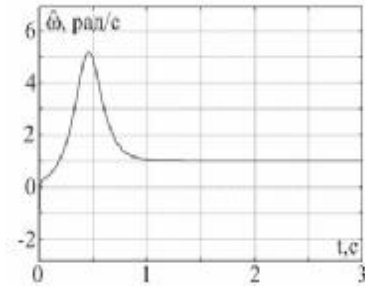
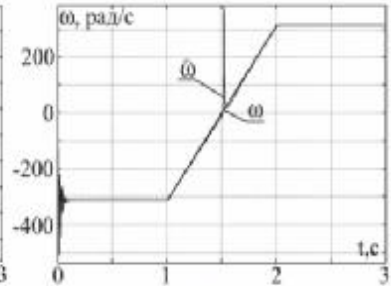


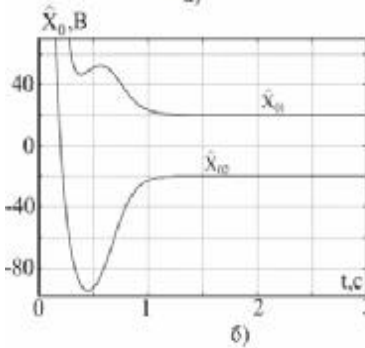
Рисунок 5.6.2



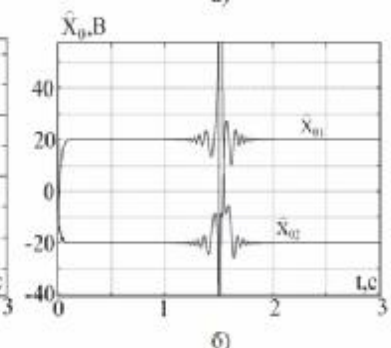
а)



а)



б)



б)

Рисунок 5.6.3

Рисунок 5.6.4

выходы 1, 2, 3 разработанных фильтров (рис. 5.6.1, 5.6.2) следует подать в соответствующие точки 1, 2, 3 схемы, разработанной в разделе 1 (рис. 5.6.2). При этом часть схемы рисунка 2 левее точек 1, 2, 3 не используется.

Численное моделирование подтвердило работоспособность синтезированных алгоритмов оценки главных гармоник при любых скоростях за исключением нулевой скорости. Синтезированные алгоритмы реализуются в виде фильтров, состоящих из непрерывных (аналоговых) входных собственно фильтров и дискретных компенсаторов, реализуемых в цифровом процессоре.

5.7. Фильтры-наблюдатели однофазных сигналов при наличии смещений нулей [10]

Для качественного управления необходимо иметь точные датчики. Одной из самых распространенных ошибок датчиков является смещение нуля. Смещение нуля можно определить последовательной подачей двух постоянных и равных по модулю сигналов, но с противоположными знаками. Путем алгебраического суммирования установившихся выходных сигналов получается удвоенное смещение нуля. Однако описанный способ калибровки требует введения специального калибровочного режима, и не применим в штатной работе системы, содержащей указанные датчики. В электросетях переменного тока измеряемые сигналы являются синусоидальными. В работе [10] (подраздел 5.6) синтезированы алгоритмы калибровки датчиков тока и напряжения *двухфазных* гармонических сигналов в штатных режимах и получены хорошие характеристики точности.

Ниже предлагаются алгоритмы калибровки в штатных режимах работы системы при *однофазном* синусоидальном полезном сигнале.

Постановка задачи. На датчик подается синусоидальный сигнал. На его выходе вследствие наличия смещения нуля будет смещенная синусоида

$$y = x_0 + x_1, \quad (5.7.1)$$

где x_0, x_1 – постоянная и гармоническая составляющие выходного сигнала y , т. е. $x_1 = X \cos wt$. Здесь w – частота выходного сигнала. Введем в рассмотрение новую переменную $x_2 = X \sin wt$. Тогда правую часть уравнения (1) можно описать следующей системой уравнений:

$$\dot{x}_0 = 0, \quad (5.7.2)$$

$$\dot{x}_1 = -w x_2, \quad \dot{x}_2 = w x_1. \quad (5.7.3)$$

Покажем, что система (2), (3) с измерением (1) является полностью наблюдаемой. При $y \equiv 0$ система (1)-(3) принимает вид

$$0 \equiv -w x_2, \quad \dot{x}_2 \equiv w x_1,$$

откуда следует, что при $|w| > 0$ $x_1 \equiv x_2 \equiv 0$, а из (1) тогда следует $x_0 \equiv 0$. Это свидетельствует [2] о полной наблюдаемости системы (1)–(3). Следовательно, для этой системы можно построить наблюдатель для оценки переменных x_0, x_1, x_2 .

5.7.1. Синтез наблюдателя 1

Наблюдатель для оценки переменных x_0, x_1, x_2 имеет вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C\hat{x} - y), \quad (5.7.4)$$

где

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_0 \\ \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -w \\ 0 & w & 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} l_0 \\ l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \quad (5.7.5)$$

l_0, l_1, l_2 – коэффициенты передачи наблюдателя, знаком « \wedge » обозначены оценки вектора $x = [x_0 \ x_1 \ x_2]^T$, который описывается уравнениями

$$\dot{x} = Ax, \quad (5.7.6)$$

$$y = Cx. \quad (5.7.7)$$

Вычитая из (4) (6) с учетом (7), получим уравнение ошибок наблюдателя $\tilde{x} = \hat{x} - x$ в виде

$$\dot{\tilde{x}} = (A + LC)\tilde{x}. \quad (5.7.8)$$

Уравнение (8) имеет характеристическое уравнение

$$p^3 - (l_0 + l_1)p^2 + w(w + l_2)p - w^2l_0 = 0. \quad (5.7.9)$$

В качестве стандартного характеристического уравнения примем уравнение

$$p^3 + a_1\Omega p^2 + a_2\Omega^2 p + \Omega^3 = 0, \quad (5.7.10)$$

где Ω – частота, характеризующая быстродействие наблюдателя.

В случае биномиального распределения корней

$$a_1 = a_2 = 3. \quad (5.7.11)$$

В случае распределения корней по Баттерворту

$$a_1 = a_2 = 2. \quad (5.7.12)$$

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях p в уравнениях (9) и (10), найдем

$$l_0 = -\frac{\Omega^3}{w^2}, \quad l_1 = \frac{\Omega^3}{w^2} - a_1\Omega, \\ l_2 = \frac{a_2\Omega^2}{w} - w. \quad (5.7.13)$$

Уравнение наблюдателя (4) в дискретном виде будет выглядеть так:

$$x_0[k] = (x_0[k-1] + l_0T_0(x_1[k] - y[k])) / (1 - l_0T_0), \\ x_1[k] = (x_1[k-1] - T_0w[k]x_2[k] + l_1T_0(x_0[k] - y[k])) / (1 - l_1T_0), \\ x_2[k] = x_2[k-1] + T_0w[k]x_1[k] + l_2T_0(x_0[k] + x_1[k] - y[k]). \quad (5.7.14)$$

5.7.2. Синтез наблюдателя 2

Для уменьшения порядка наблюдателя подставим x_1 из (1) в (3). С учетом (2) получим

$$\dot{x}_2 = -w x_2, \quad (5.7.15)$$

$$\dot{x}_2 = w(y - x_0), \quad (5.7.16)$$

$$\dot{x}_0 = 0. \quad (5.7.17)$$

Уравнение (15) можно рассматривать как измерение z переменной x_2 для системы (16), (17), т. е.

$$z = -w x_2, \quad z := \dot{x}_0 \quad (5.7.18), (5.7.19)$$

Систему (16)–(18) можно представить в виде

$$\dot{q} = A_q q + B_q y, \quad z = C_q q, \quad (5.7.20), (5.7.21)$$

где

$$q = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad A_q = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -w & 0 \end{bmatrix}, \quad B_q = \begin{bmatrix} 0 \\ w \end{bmatrix}, \quad C_q = [0 \quad -w]. \quad (5.7.22)$$

Для системы (20), (21) построим наблюдатель в виде

$$\dot{\hat{q}} = A_q \hat{q} + B_q y + L_q (C_q \hat{q} - z), \quad (5.7.23)$$

где $L_q = [l_{q1} \quad l_{q2}]^T$ – матрица коэффициентов передачи наблюдателя. Подстановка z из (21) в (23) и вычитание из полученного уравнения (20), дают уравнение ошибок наблюдателя

$$\dot{\tilde{q}} = (A_q + L_q C_q) \tilde{q}. \quad (5.7.24)$$

Уравнению (24) соответствует характеристическое уравнение

$$p^2 + w l_{q2} p - w^2 l_{q1} = 0. \quad (5.7.25)$$

В качестве стандартного уравнения примем уравнение

$$p^2 + a_{q1}\Omega_q p + a_{q2}\Omega_q^2 = 0, \quad (5.7.26)$$

где Ω_q – частота, характеризующая быстродействие наблюдателя.

Приравнявая коэффициенты при равных степенях p в уравнениях (25) и (26), найдем

$$l_{q1} = -a_{q2} \frac{\Omega_q^2}{w^2}, \quad l_{q2} = a_{q1} \frac{\Omega_q}{w}. \quad (5.7.27)$$

Для моделирования наблюдателя подставим z из (19) в (23). Тогда

$$\dot{\hat{q}} = A_q \hat{q} + B_q y + L_q (C_q \hat{q} - y). \quad (5.7.28)$$

С целью устранения необходимости дифференцировать выходной сигнал y , примем обозначение

$$\hat{q} + L_q y = r \Rightarrow \hat{q} = r - L_q y. \quad (5.7.29)$$

С учетом обозначения (29) уравнение (28) принимает вид

$$\dot{\hat{q}} = (A_q + L_q C_q) r + [B_q - (A_q + L_q C_q) L_q] y. \quad (5.7.30)$$

Уравнение (30) в скалярном виде выглядит так:

$$\dot{\hat{q}} = w l_{q1} (-r_2 + l_{q2} y), \quad (5.7.31)$$

$$\dot{\hat{q}} = w [-r_1 - l_{q2} r_2 + (1 + l_{q1} + l_{q2}^2) y]. \quad (5.7.32)$$

Характеристическое уравнение системы (31), (32) имеет вид (25). При $l_{q2} = 2\text{sign}w$, $l_{q1} = -1$ уравнение (25) принимает вид

$$D(p) = (p + |w|)^2 = 0. \quad (5.7.33)$$

Система (31), (32) в дискретном виде выглядит так:

$$\begin{aligned} r_1[k] &= r_1[k-1] + w[k] T_0 l_{q1} (l_{q2} y[k] - r_2[k]), \\ r_2[k] &= \frac{r_2[k-1] + w[k] T_0 ((1 + l_{q1} + l_{q2}^2) y[k] - r_1[k])}{1 + w[k] T_0 l_{q2}}, \end{aligned} \quad (5.7.34)$$

где T_0 – такт счета.

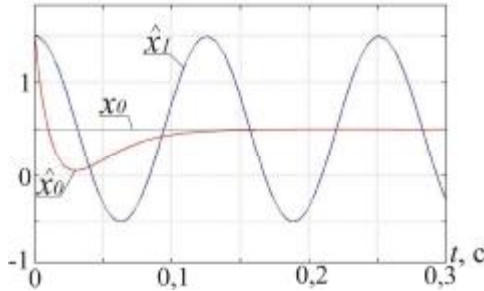


Рисунок 5.7.1

По уравнениям (1), (34) составлена программа моделирования на ПЭВМ. На рис. 5.7.1 представлены результаты моделирования с частотой $\omega = 50 \text{ c}^{-1}$, $X = 1$, $x_0 = 0,5$. В соответствии с рис. 5.7.1 время калибровки составляет 0,14 с. Как видно из (33), при заданных l_{q1}, l_{q2} время калибровки пропорционально ω .

5.8. Выводы из раздела 5

В подразделе 5.1 получены основополагающие соотношения кинематики вращающихся векторов, используемые в дальнейшем. В подразделе 5.2 с помощью теории наблюдателей синтезированы однокаскадные и многокаскадные фильтры для выделения главных гармоник сильно зашумленных многофазных сигналов при отсутствии смещений нулей. Синтезированные фильтры состоят из аналоговых входных собственно фильтров и цифровых корректирующих блоков, устраняющих искажения фаз и амплитуд главных гармоник входных сигналов. Наличие аналоговых входных фильтров позволяет увеличить такт работы аналого-цифровых преобразователей и такт счета процессора. Эффективность работы синтезированных фильтров такова, что их можно использовать не только для токов, а и для

выходных напряжений преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией. В подразделе 5.3 другим методом, названным компенсационным методом, синтезированы не только те же фильтры, базирующиеся на инерционных звеньях первого порядка, а и фильтры, построенные на основе колебательных звеньев. Это делает их более эффективными при меньшем объеме вычислений. В подразделе 5.4 с помощью прямого метода Ляпунова синтезированы адаптивные фильтры-наблюдатели того же назначения. Из всех синтезированных фильтров предпочтение следует отдать фильтрам, названным компенсационными фильтрами. В подразделе 5.5 синтезированы фильтры-наблюдатели для выделения главных гармоник из двухфазных зашумленных сигналов с неизвестными смещениями нулей в каждой фазе. Фильтры обладают хорошими динамическими характеристиками, но требуют внешней информации о частоте главных гармоник. В подразделе 5.6 построены фильтры для оценки постоянных смещений нулей в зашумленных двухфазных сигналах, не требующие внешней информации о частоте главных гармоник. Эти фильтры хорошо сочетаются с компенсационными фильтрами подраздела 5.3 для оценки главных гармоник зашумленных смещенных двухфазных сигналов. В подразделе 5.7 синтезированы фильтры-наблюдатели главной гармоники однофазных периодических сигналов при наличии неизвестного постоянного смещения. Эти фильтры можно использовать для выделения медленно меняющегося сигнала при известной частоте периодического сигнала.

Список литературы 5

1. Квакернаак Х. Линейные оптимальные системы управления / Х. Квакернаак, Р. Сиван – М. : «Мир», 1977. – 650 с.

2. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Кузовков Н. Т. – М.: «Машиностроение», 1976. – 184 с.
3. Потапенко Е. Е. Синтез и анализ аналого-цифровых адаптивных наблюдателей многофазных неопределенных сигналов / Потапенко Е. Е. – Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2003 – № 1. – С. 139–142.
4. Потапенко Е. М. Фильтрация многофазных нестационарных неопределенных гармонических сигналов / Е. М. Потапенко., Е. Е. Потапенко. – Электротехника (Москва). – 2003. – № 3. – С. 55–57.
5. Потапенко Е. Е. Определение скорости плоского вращения вектора, заданного его проекциями / Потапенко Е. Е. – Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2002. – № 1. – С. 143–146.
6. Потапенко Е. Е. Синтез и анализ компенсационных фильтров многофазных неопределенных сигналов / Е. М. Потапенко., Е. Е. Потапенко. – Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2003. – № 10, т. 2. – С. 342–344.
7. Ключев В. И. Теория электропривода: Учебник для вузов / Ключев В. И. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
8. Потапенко Е. М. Синтез адаптивного фильтра-наблюдателя двухфазного сигнала / Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е., Соломаха А. В. – Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ, 2006. – Вип. 3/2006 (38). Частина 2. – С. 46–48.
9. Потапенко Е. Е. Оценка двухфазных неопределенных сигналов при наличии погрешностей датчиков / Е. М. Потапенко., Е. Е. Потапенко. – Электротехника (Москва). – 2004. – № 6. – С. 29–31.
10. Потапенко Е. М., Соломаха А. В., Потапенко Е. Е. Калибровка датчиков однофазных сигналов с помощью ди-

намических фильтров (наблюдателей) / Потапенко Е. М., Соломаха А. В., Потапенко Е. Е. – *Радіоелектроніка. Інформатика. Управління*. – 2004. – № 2. – С. 164–167.

11. Hou M. Amplitude and Frequency Estimator of a Sinusoid / Hou M. – *IEEE Transactions on Automatic Control*. – 2005. – Vol. 50, No. 6. – Pp. 855–858.

Раздел 6

ОЦЕНКА ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

При векторном управлении в роли координат вектора состояния могут выступать токи статора, потокосцепления ротора и статора, скорости вращения векторов потокосцеплений ротора, статора и самого ротора, скольжение. В данном разделе рассматриваются различные методы оценки перечисленных координат. При разработке информационного обеспечения большое внимание будет уделено снижению объема вычислений алгоритмов, которого можно достигнуть за счет [1, 2]

1) предварительной фильтрации клеммных измерений токов и напряжений, рассмотренной в разделе 5, позволяющей увеличить такт счета в ЦСП;

2) разбиения алгоритма на ряд блоков с односторонними связями (без обратных связей),

3) разработки алгоритмов с постоянными коэффициентами, что в случае дифференциальных или разностных уравнений позволяет заранее вычислить их переходные матрицы,

4) уменьшения порядка систем уравнений регуляторов и наблюдателей.

В этом разделе рассматриваются алгоритмы, разработанные с участием авторов.

6.1. Оценка векторов потокосцеплений и их скоростей с помощью нелинейных наблюдателей [3]

В современных системах управления асинхронными двигателями (АД) (векторное управление и прямое управление моментом и потокосцеплением) ключевыми координатами их вектора состояния являются проекции векторов потокосцеплений ротора или статора на оси различных базисов и скорости вращения этих векторов. Известно, что потокосцепление можно найти интегрированием ЭДС. Однако, при «чистом» интегрировании возникают ошибки из-за неизвестных начальных условий и интегралов от погрешностей датчиков тока и напряжения. На рис. 6.1.1 дано сравнение истинной составляющей потокосцепления ψ_a с ее оценкой $\hat{\psi}_a$, полученной чистым интегрированием ЭДС.

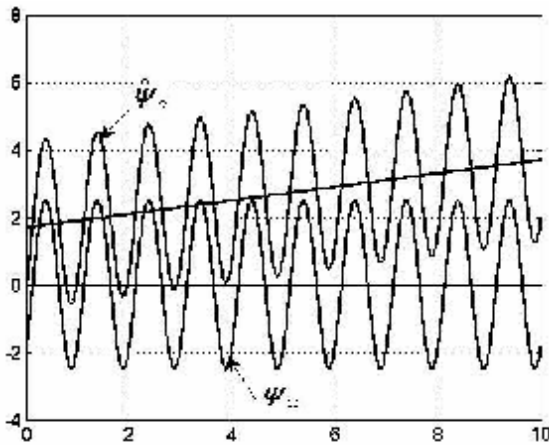


Рисунок 6.1.1 – Сравнение истинной составляющей потокосцепления ψ_a и ее оценки $\hat{\psi}_a$, полученной с помощью чистого интегрирования

Для устранения ошибок от начальных условий и ограничения ошибок от смещения нулей датчиков предложено вместо звеньев «чистого» интегрирования устанавливать инерционные звенья первого порядка. Однако при низких частотах такая замена приводит к недопустимо большим погрешностям амплитуды и фазы потокосцепления. К настоящему времени предложено большое количество других методов оценки указанных переменных. Большинство из них неработоспособны в окрестности нулевой скорости ротора. Исключение составляют методы Hu-Wu [4], Ohtanu [5], Holtz [6]. Алгоритмы методов [4–6] хорошо работают только при малых начальных отклонениях \hat{y} от истинного вектора потокосцепления y и имеют слабую сходимость при больших начальных отклонениях. Поэтому алгоритмы [4–6] не годятся при включении в режиме подхвата (включение двигателя с разогнанным ротором). Для оценки сопротивления ротора R_r необходимо изменение модуля вектора потокосцепления ротора $|y|$. С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжектируют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой. Это накладывает дополнительное требование к методам оценки y , а именно, достаточно точное воспроизведение инжектированной составляющей $|y|$ в оценке $|\hat{y}|$. Коррекция алгоритмов работ [5, 6] осуществляется путем минимизации разности $(\hat{y} - y_p)$, где y_p – программное значение потокосцепления в статорной системе координат, не содержащее инжектируемой составляющей. Поэтому при достаточно больших коэффициентах передачи алгоритма, необходимых для требуемого быстродействия, \hat{y} стремится к y_p , вследствие чего оценка \hat{y} также не будет содержать инжектируемой составляющей. По этой причине

коэффициент при невязке $(\hat{y} - y_p)$ следует уменьшать, а это уменьшает быстродействие алгоритма.

Цель данного подраздела – синтез наблюдателей потокоцеплений ротора и статора, лишенных указанных недостатков.

На основании (5.1.17), (5.1.16) с учетом (2.24) можно записать

$$\mathbf{y}_a^* = -w_0 \mathbf{y}_b, \mathbf{y}_b^* = w_0 \mathbf{y}_a, \quad (6.1.1)$$

$$y_1 := y_a = w_0^{-1} L_{rm} e_b, \quad y_2 := y_b = -w_0^{-1} L_{rm} e_a, \quad (6.1.2)$$

где $\mathbf{y}_a, \mathbf{y}_b$ – проекции вектора потокоцепления ротора на оси статорного базиса, w_0 – скорость вращения вектора \mathbf{y} в статорном базисе (синхронная скорость), e_a, e_b – проекции вектора ЭДС на оси статорной системы координат, которые можно получить по выражениям (2.24), $L_{rm} = L_r L_m^{-1}$. Рассматривая (1) как уравнения объекта, а (2) в качестве измерений, запишем уравнения наблюдателя Луэнбергера в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_a^* &= -w_0 \hat{\mathbf{y}}_b + \mathbf{l}_{11}(\hat{\mathbf{y}}_a - y_1) + \mathbf{l}_{12}(\hat{\mathbf{y}}_b - y_2), \\ \mathbf{y}_b^* &= w_0 \hat{\mathbf{y}}_a + \mathbf{l}_{21}(\hat{\mathbf{y}}_a - y_1) + \mathbf{l}_{22}(\hat{\mathbf{y}}_b - y_2), \end{aligned} \quad (6.1.3)$$

где $\mathbf{l}_{11}, \mathbf{l}_{12}, \mathbf{l}_{21}, \mathbf{l}_{22}$ – коэффициенты усиления наблюдателя.

Пусть ошибки наблюдателя определены зависимостями

$$\tilde{\mathbf{y}}_a = \hat{\mathbf{y}}_a - \mathbf{y}_a, \tilde{\mathbf{y}}_b = \hat{\mathbf{y}}_b - \mathbf{y}_b.$$

Вычитая из уравнений системы (3) соответствующие уравнения системы (1) и принимая во внимание обозначения (2), будем иметь

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_a^* &= -w_0 \tilde{\mathbf{y}}_b + \mathbf{l}_{11} \tilde{\mathbf{y}}_a + \mathbf{l}_{12} \tilde{\mathbf{y}}_b, \\ \mathbf{y}_b^* &= w_0 \tilde{\mathbf{y}}_a + \mathbf{l}_{21} \tilde{\mathbf{y}}_a + \mathbf{l}_{22} \tilde{\mathbf{y}}_b. \end{aligned} \quad (6.1.4)$$

Система (4) имеет характеристическое уравнение

$$p^2 - (\mathbf{l}_{11} + \mathbf{l}_{22})p + [\mathbf{l}_{11}\mathbf{l}_{22} - (\mathbf{l}_{21} + \mathbf{w}_0)(\mathbf{l}_{12} - \mathbf{w}_0)] = 0.$$

Из соображений независимости характеристического уравнения от скорости \mathbf{w}_0 и симметрии положим

$$\mathbf{l}_{12} = \mathbf{w}_0 = -\mathbf{l}_{21}, \quad \mathbf{l}_{11} = \mathbf{l}_{22} = \mathbf{l}. \quad (6.1.5)$$

Тогда система (3) с учетом (2) примет вид

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{y}}_a &= \mathbf{l}(\hat{\mathbf{y}}_a - \mathbf{w}_0^{-1}e_b L_{rm}) + e_a L_{rm}, \\ \dot{\mathbf{y}}_b &= \mathbf{l}(\hat{\mathbf{y}}_b + \mathbf{w}_0^{-1}e_a L_{rm}) + e_b L_{rm}. \end{aligned} \quad (6.1.6)$$

Таким образом, в (6) оба фильтра связаны между собой только через входы e_a, e_b . Пусть $\mathbf{l} = -T_{ob}^{-1}$, где T_{ob} – постоянная времени фильтра наблюдателя. Тогда уравнения (6) в операторной форме примут вид

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_a &= \frac{L_{rm}}{T_{ob}p + 1} (T_{ob}e_a + \hat{\mathbf{w}}_0^{-1}e_b), \\ \hat{\mathbf{y}}_b &= \frac{L_{rm}}{T_{ob}p + 1} (T_{ob}e_b - \hat{\mathbf{w}}_0^{-1}e_a). \end{aligned} \quad (6.1.7)$$

В (7) истинная скорость \mathbf{w}_0 заменена ее оценкой

$$\hat{\mathbf{w}}_0 = \frac{\hat{\mathbf{y}}_a \dot{\mathbf{y}}_b - \dot{\mathbf{y}}_b \hat{\mathbf{y}}_a}{\hat{\mathbf{y}}_a^2 + \hat{\mathbf{y}}_b^2} = \frac{L_{rm}(\hat{\mathbf{y}}_a e_b - \hat{\mathbf{y}}_b e_a)}{\hat{\mathbf{y}}_a^2 + \hat{\mathbf{y}}_b^2}. \quad (6.1.8)$$

Недостатком системы (7), (8) является то, что это замкнутая нелинейная система. Такая ситуация имела место в нелинейном фильтре-наблюдателе двухфазных сигналов, рассмотренном в подразделе 5.2. В этом фильтре возникали проблемы динамической устойчивости. Выход был найден в оценке скорости по выходным сигналам входных фильтров, вследствие чего оценка скорости выносилась из замкнутого контура. В наблюдателе (7), (8) возникает та же

проблема. Однако в этом случае непосредственно применить описанный прием невозможно. Для создания такой возможности алгоритму (7), (8) придадим другой вид, предположив, что \hat{w}_0 – квазипостоянна. Тогда система (7), (8) примет вид

$$\begin{aligned}\hat{y}_a &= L_{rm} \left(e_a^* + (T_{ob} \hat{w}_0)^{-1} e_b^* \right), \\ \hat{y}_b &= L_{rm} \left(e_b^* - (T_{ob} \hat{w}_0)^{-1} e_a^* \right),\end{aligned}\quad (6.1.9)$$

где

$$e_a^* = \frac{T_{ob}}{T_{ob}p + 1} e_a := y_a^*, \quad e_b^* = \frac{T_{ob}}{T_{ob}p + 1} e_b := y_b^*; \quad (6.1.10)$$

$$\hat{w}_0 = \frac{e_a^* \&_b^* - e_b^* \&_a^*}{e_a^{*2} + e_b^{*2}}. \quad (6.1.11)$$

От известного алгоритма оценки потокосцепления (10) (пропускание ЭДС через инерционные звенья) алгоритмы (7), (9) отличает наличие вторых слагаемых в скобках. При больших \hat{w}_0 эти слагаемые становятся малыми и алгоритмы (7), (9) совпадают с известным алгоритмом (10). При малых \hat{w}_0 вторые слагаемые компенсируют отличие частотных характеристик инерционных звеньев от частотных характеристик интегрирующего звена.

С учетом того, что потокосцепление статора описывается уравнениями, аналогичными уравнениям (1) и (2), по аналогии с (6), (8) наблюдателю потокосцепления статора можно придать вид

$$\begin{aligned}y_{sa}^{\&} &= \mathbf{1} \left(\hat{y}_{sa} - w_{s0}^{-1} e_{sb} L_{rm} \right) + e_{sa} L_{rm}, \\ y_{sb}^{\&} &= \mathbf{1} \left(\hat{y}_{sb} + w_{s0}^{-1} e_{sa} L_{rm} \right) + e_{sb} L_{rm}.\end{aligned}\quad (6.1.12)$$

$$\hat{w}_{so} = \frac{e_{sa} \hat{y}_{sb} - e_{sb} \hat{y}_{sa}}{e_{sa}^2 + e_{sb}^2}, \quad (6.1.13)$$

$$\hat{w}_{so} = \frac{\hat{y}_{sa} \hat{y}_{sb} - \hat{y}_{sb} \hat{y}_{sa}}{\hat{y}_{sa}^2 + \hat{y}_{sb}^2} = \frac{L_{rm} (\hat{y}_{sa} e_{sb} - \hat{y}_{sb} e_{sa})}{\hat{y}_{sa}^2 + \hat{y}_{sb}^2}, \quad (6.1.14)$$

Достоинством фильтра (12) является независимость его быстроедействия от \hat{w}_{s0} , недостаток – наличие особенности при $\hat{w}_{s0} = 0$. Для устранения этого недостатка положим $l = |\hat{w}_{s0}| \bar{l}$, где \bar{l} – константа. При этом фильтр (6) примет вид

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{sa}^{\&} &= \bar{\mathbf{I}}(|\hat{w}_{s0}| \hat{y}_{sa} - (\text{sign } \hat{w}_{s0}) e_{sb} L_{rm}) + e_{sa} L_{rm}, \\ \mathbf{y}_{sb}^{\&} &= \bar{\mathbf{I}}(|\hat{w}_{s0}| \hat{y}_{sb} + (\text{sign } \hat{w}_{s0}) e_{sa} L_{rm}) + e_{sb} L_{rm}, \end{aligned} \quad (6.1.15)$$

где

$$e_{sa} = u_a - R_s i_a, \quad e_{sb} = u_b - R_s i_b.$$

Наблюдатель (15), в отличие от (12), не имеет особенностей. При $\hat{w}_{s0} = 0$ с учетом того, что $\text{sign} 0 = 0$, система (15) принимают вид $\mathbf{y}_{sa}^{\&} = L_{rm} e_{sa}$, $\mathbf{y}_{sb}^{\&} = L_{rm} e_{sb}$, то есть наблюдатель (15) переходит в чистый интегратор с начальными условиями, обнуленными на предыдущем интервале времени. Это означает, что наблюдатель работоспособен при нулевой скорости до тех пор, пока из-за сбоя в работе или накопления ошибок не появятся неизвестные начальные условия. Для того чтобы совместить достоинства наблюдателя (12) при $l = \text{const}$ и при $l = |\hat{w}_{s0}| \bar{l}$, будем полагать $l = \text{const}$ при $|\hat{w}_{s0}| > |\mathbf{w}_{s0}^*|$ и $l = |\hat{w}_{s0}| \bar{l}$ при $|\hat{w}_{s0}| \leq |\mathbf{w}_{s0}^*|$, где \mathbf{w}_{s0}^* – некоторое пороговое значение скорости.

Выражения ЭДС ротора содержат производные по времени от проекций токов. Для устранения операции дифференцирования тока при оценивании потокосцепления ротора поступим следующим образом. Поскольку вектор потокосцепления ротора определяется выражениями

$$y = L_{rm}(y_s - s L_s i), \quad y_s = \frac{1}{p}(u - R_s i),$$

где y_s – вектор потокосцепления статора, заданный проекциями y_{sa}, y_{sb} на оси статорной системы координат, то потокосцепление ротора по аналогии с предыдущим можно оценить по алгоритму

$$\begin{aligned} \hat{y}_a &= L_{rm}(\hat{y}_{sa} - s L_s i_a), \\ \hat{y}_b &= L_{rm}(\hat{y}_{sb} - s L_s i_b). \end{aligned} \quad (6.1.16)$$

Примечание. Как показывают расчеты, на практике можно полагать $W_0 = W_{s0}$, $\hat{W}_0 = \hat{W}_{s0}$.

Очень важным является то, что в предложенных алгоритмах не участвует существенно меняющееся и неизвестное сопротивление ротора R_r . Сопротивление же статора R_s , входящее в выражения e_a, e_b , можно вычислить с помощью измерения температуры статора, что технически возможно, или с помощью алгоритмов оценки R_s , синтезированных в подразделе 7.1. Предлагаемые алгоритмы (12), (15), (16) работоспособны при любых скоростях.

6.2. Оценка потокосцеплений асинхронных двигателей при наличии погрешностей измерений тока и напряжения [8]

Упомянутые в подразделе 6.1 алгоритмы работ [4–6], а также синтезированный там алгоритм, обладают недостат-

ком, заключающимся в снижении их точности из-за возможных смещений нулей в фазах токов и напряжений. Этого можно избежать, применив фильтры токов и напряжений, синтезированные в подразделах 5.5–5.7.

Целью данного подраздела является модернизация алгоритмов подраздела 6.1 для устранения влияния смещения нулей датчиков. Об актуальности поставленной задачи свидетельствует работа известных ученых Holtz J., Quan J. [9], выполненная независимо от работы [8] и решающая ту же задачу другим методом.

В предположении, что скорость изменения модуля вектора потокосцепления ротора (y) гораздо меньше скорости его изменения за счет вращения в статорном базисе (a, b) со скоростью w_0 , уравнения изменения вектора потокосцепления имеют следующий вид:

$$\dot{y} = w_0 J y. \quad (6.2.1)$$

Уравнение (1) – матричная запись системы (6.1.1) Вектор y связан с вектором ЭДС e уравнением

$$\dot{y} = L_{rm} e, \quad (6.2.2)$$

а ЭДС, в свою очередь, определяется выражением

$$e = u - R_s i - S L_s p i. \quad (6.2.3)$$

В (1)–(3) и далее приняты следующие обозначения: u, i – векторы тока и напряжения статора (эти и другие векторы заданы проекциями на оси базиса (a, b)), L_s, L_r – индуктивности статора и ротора, L_m – взаимная индуктивность статора и ротора, R_s – сопротивление статора, S – коэффициент рассеивания, p – оператор дифференцирования,

$$J = -J^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$O_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, L_{rm} = \frac{L_r}{L_m}, s = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}. \quad (6.2.4)$$

Уравнения (1) и (2) вследствие обратимости матрицы J позволяют записать

$$y = -w_0^{-1} J L_{rm} e. \quad (6.2.5)$$

Предполагается, что датчики, измеряющие u , i , имеют смещения нулей, приводящие к смещению выражения (3) на постоянный вектор e_0 , описываемый уравнением

$$\mathcal{E} = 0. \quad (6.2.6)$$

Поэтому измерением вектора y будем считать выражения

$$y = -w_0^{-1} J L_{rm} (e + e_0) = y - w_0^{-1} J L_{rm} e_0. \quad (6.2.7)$$

Целью данного подраздела является оценка y и e_0 по выражениям (1), (6), (7).

Будем рассматривать (2) и (6) как уравнения объекта, а (7) как измерение. Прежде чем приступить к синтезу фильтра, исследуем восстанавливаемость системы (1), (6), (7). В соответствии с теоремой [10], для полной восстанавливаемости необходимо и достаточно, чтобы при $y \equiv 0$ из системы (1), (6), (7) следовало $e_0 \equiv y \equiv 0$. Пусть $y \equiv 0$, тогда из (7) следует

$$y \equiv w_0^{-1} J L_{rm} e_0. \quad (6.2.8)$$

Подстановка (8) в (1) с учетом (6) дает

$$0 = -J J L_{rm} e_0. \quad (6.2.9)$$

Поскольку $JJ = -E$, то при $w_0 \neq 0$ из (9) и (8) следует $e_0 \equiv y \equiv 0$. Следовательно, система (1), (6), (7) является полностью восстанавливаемой при $w_0 \neq 0$ и для нее можно построить наблюдатель [10, 11] в виде

$$\dot{\hat{y}} = w_0 J \hat{y} + L_y (\hat{y} - w_0^{-1} J L_{rm} \hat{e}_0 - y), \quad (6.2.10)$$

$$\dot{\hat{e}}_0 = L_e (\hat{y} - w_0^{-1} J L_{rm} \hat{e}_0 - y), \quad (6.2.11)$$

где знаком « $\hat{\cdot}$ » обозначены оценки соответствующих переменных; L_y , L_e – матрицы коэффициентов усиления наблюдателя размером 2×2 . Для снижения объема вычислений при реализации наблюдателя в соответствии с [12, 13] представим его в виде двух блоков: наблюдателя преобразованного вектора потокосцепления y_*

$$\dot{y}_* = w_0 J \hat{y}_* + L_* (\hat{y}_* - y) \quad (6.2.12)$$

и наблюдателя погрешностей ЭДС (в дальнейшем просто погрешностей). В (12) L_* – постоянная матрица коэффициентов усиления наблюдателя. Для разделения наблюдателя вводится неособое преобразование [12, 13]

$$\begin{bmatrix} \hat{y} \\ \hat{e}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E & S \\ 0_2 & E \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{y}_* \\ \hat{e}_0 \end{bmatrix}.$$

Здесь $S \in R^{2 \times 2}$ – постоянная матрица, определенная ниже. В соответствии с этим преобразованием

$$\hat{y} = \hat{y}_* + S \hat{e}_0. \quad (6.2.13)$$

Подстановка (13) в (10) с учетом (11) и сравнение с (12) дают уравнения

$$L_* = L_y - S L_e, \quad (6.2.14)$$

$$(L_* + w_0 J) S = L_* w_0^{-1} J L_{rm}. \quad (6.2.15)$$

Выше было показано, что система (1), (6), (7) при $w_0 \neq 0$ является полностью восстанавливаемой. Поэтому при $w_0 \neq 0$ выбором матрицы L_* матрицу $(L_* + w_0 J)$ можно сделать гурвицевой, задав ей любой желаемый спектр. Вследствие гурвицевости матрица $(L_* + w_0 J)$ будет обратимой. Тогда из (15) можно записать

$$S = (L_* + w_0 J)^{-1} L_* w_0^{-1} J L_m. \quad (6.2.16)$$

Подстановка (13) в (11) дает уравнение наблюдателя погрешностей

$$\dot{\hat{e}}_0 = L_e (S - w_0^{-1} J L_m) \hat{e}_0 + L_e (\hat{y}_* - y). \quad (6.2.17)$$

Поскольку неособое преобразование (13) не нарушает полной восстанавливаемости системы, то спектр матрицы, стоящей перед \hat{e}_0 , можно задавать произвольно. Таким образом, наблюдатель разделен на две части: (12) и (17), причем уравнение (12) независимо от уравнения (17), вследствие чего эти уравнения интегрируются последовательно, что существенно снижает нагрузку вычислителя. Вектор y оценивается по зависимости (13). Следует отметить, что уравнение (12) полностью соответствует системе (6.1.3), синтезированной без учета смещения \hat{e}_0 .

Выше при синтезе наблюдателя предполагалось, что синхронная скорость w_0 известна. В том случае, когда она не известна, ее можно оценить следующим образом. Умножим слева уравнение (1) на $y^T J$. Из полученного можно найти

$$w_0 = -\frac{y^T J y \&}{|y|^2}. \quad (6.2.18)$$

Заменив в (18) y на его оценку \hat{y} , получим

$$\hat{w}_0 = -\frac{\hat{y}^T J y}{|\hat{y}|^2}. \quad (6.2.19)$$

Система уравнений (12), (16), (17), (19) образует адаптивный фильтр для оценки y, e_0, w_0 . Другие методы оценки синхронной скорости описаны в подразделе 6.4.

Рассмотрим вопрос помехозащищенности синтезированных алгоритмов. В выражение (3) входит производная от тока, который содержит высокочастотную помеху, обусловленную широтно-импульсной модуляцией преобразователя частоты. Устранить эту проблему можно двумя методами. Во-первых, можно воспользоваться выражением (5.4.1)

$$p_i = w_i J i, \quad (6.2.20)$$

где w_i – скорость вращения вектора тока в статорном базисе, причем с достаточной степенью точности можно полагать

$$w_i \approx w_0. \quad (6.2.21)$$

Последовательные подстановки (21) в (20), (20) в (3), а (3) в (7) устраняют проблему дифференцирования. Во-вторых, вместо уравнений потокосцепления ротора (1)–(3) можно рассматривать уравнения потокосцепления статора

$$y_s = w_s J y_s, \quad y_s = e_s, \quad e_s = u - R_s i,$$

которые не содержат производной тока. Потокосцепления ротора и статора связаны соотношением

$$y = L_{rm} (y_s - s L_s i).$$

В данном подразделе синтезированы алгоритмы оценки потокосцеплений ротора и статора асинхронных двигателей

при наличии постоянных погрешностей измерения тока и напряжения. Оценка осуществляется с помощью наблюдателя четвертого порядка. В отличие от классического наблюдателя, синтезированный наблюдатель представлен в виде двух подсистем второго порядка каждая с односторонней связью между ними. Это позволяет интегрировать их последовательно, за счет чего достигается снижение объема вычислений. В подразделе также предложены модификации синтезированных алгоритмов, повышающие их помехозащищенность.

6.3. Оценка скорости вращения вектора потокосцепления ротора и самого ротора

В настоящее время в большинстве случаев используют постоянное намагничивание АД. Для этого случая был синтезирован алгоритм вычисления угловой скорости вектора потокосцепления ротора (синхронной скорости) [14]. Известно (3.1.26), что для вычисления сопротивления или постоянной времени ротора необходимо изменение потокосцепления ротора. С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжектируют периодическую составляющую с малой амплитудой. Это вызывает необходимое периодическое изменение потокосцепления ротора. Синтезируем алгоритм оценки синхронной скорости для этого случая.

Реактивная мощность двигателя определяется выражениями

$$Q = -i^T J u = i_a u_b - i_b u_a = i_d u_q - i_q u_d. \quad (6.3.1)$$

Выражение статорного напряжения (2.29) раздела 2, записанного в системе координат, связанной с потокосцеплением ротора, имеет вид

$$u = s L_s \dot{I} + (R_s + R_r L_{mr}^2) i + w_0 s L_s J i - L_{mr} (E T_r^{-1} - n w J) [y_d \ 0]^T. \quad (6.3.2)$$

Подстановка (2) в (1) дает

$$Q = w_0 s L_s |\dot{i}|^2 + L_{mr} (T_r^{-1} \dot{i}_q + n w i_d) y_d + s L_s (\dot{i}_d \dot{I} - i_d \dot{I}). \quad (6.3.3)$$

Пусть намагничивающая составляющая статорного тока описывается выражением

$$i_d = i_{d0} + i_{dJ}, \quad (6.3.4)$$

где $i_{d0} > 0$, i_{dJ} – постоянная и инжектируемая составляющие соответственно, причем $i_{d0} \gg |i_{dJ}|$. Тогда в соответствии с (2.32) раздела 2 потокосцепление ротора будет изменяться по зависимости

$$y_d = y_{d0} + y_{dJ}, \quad (6.3.5)$$

где $y_{d0} = L_m i_{d0}$, y_{dJ} – постоянная и переменная составляющие соответственно, причем $y_{d0} \gg |y_{dJ}|$.

Перепишем (4), (5) в виде

$$i_d = i_{d0} (1 + d_i), \quad d_i = i_{d0}^{-1} i_{dJ}, \quad (6.3.6)$$

$$y_d = y_{d0} (1 + d_y), \quad d_y = y_{d0}^{-1} y_{dJ}. \quad (6.3.7)$$

Скорость ротора определяется выражением (2.33) раздела 2, а именно,

$$n w = w_0 - \frac{L_m \dot{i}_q}{T_r y_d}. \quad (6.3.8)$$

Подстановка (7) в (8) дает

$$nW = w_0 - \frac{L_m i_q}{T_r Y_{d0}(1+d_y)} = w_0 - \frac{i_q}{T_r i_{d0}(1+d_y)}. \quad (6.3.9)$$

Вследствие малости величины $|d_y|$ можно записать $(1+d_y)^{-1} \approx 1-d_y$. На основании этого, перепишем выражение (9) в виде

$$nW \approx w_0 - \frac{i_q}{T_r i_{d0}}(1-d_y). \quad (6.3.10)$$

С помощью (6), (7), (9) преобразуем фрагмент выражения (3), а именно,

$$\begin{aligned} T_r^{-1} i_q + nW i_d &= T_r^{-1} i_q + w_0 i_d - \frac{i_d i_q}{T_r i_{d0}}(1-d_y) = \\ &= T_r^{-1} i_q + w_0 i_d - T_r^{-1} i_q (1-d_y)(1+d_i). \end{aligned}$$

Пренебрегая малыми второго порядка малости, запишем

$$T_r^{-1} i_q + nW i_d \approx w_0 i_d + \frac{i_q}{T_r}(d_y - d_i). \quad (6.3.11)$$

Из (3) и (11) следует

$$w_0 = \frac{Q - S L_s (i_d \cancel{d_y} - i_q \cancel{d_i}) - L_{mr} i_q T_r^{-1} (d_y - d_i) Y_d}{S L_s (i_d^2 + i_q^2) + L_{mr} i_d Y_d}. \quad (6.3.12)$$

Подставив (7) в (12) и пренебрегая членами, пропорциональными квадратам малых переменных, получим выражение синхронной скорости, из которого видно, что скорость содержит периодическую составляющую, обусловленную инжекцией. После пренебрежения в этом выражении членами, пропорциональными d_y, d_i , получим упрощенное выражение

$$w_0 = \frac{Q - s L_s (i_d \frac{d}{dt} i_q - i_q \frac{d}{dt} i_d)}{s L_s (i_d^2 + i_q^2) + L_{mr} L_m i_d i_{d0}}. \quad (6.3.13)$$

С учетом (1) при точной работе регуляторов тока, что, на самом деле, имеет место, выражение (13) перепишем в виде

$$w_0 = \frac{i_a u_b - i_b u_a - s L_s (i_a \frac{d}{dt} i_b - i_b \frac{d}{dt} i_a)}{s L_s (i_a^2 + i_b^2) + L_{mr} L_m i_{dp} i_{dp0}}. \quad (6.3.14)$$

Замечательным является то, что 1) выражение скорости не зависит ни от сопротивления ротора, ни от сопротивления статора, 2) скорость определяется проекциями векторов тока и напряжения в статорном базисе, в котором эти переменные измеряются. Выражение (14) содержит производные от токов. На практике сигналы токов искажены шумами от ШИМ. Для получения производных с ослабленными шумами можно воспользоваться асимптотическим дифференциатором, рассмотренным в подразделе 3.5.

В том случае, когда потокосцепление фиксировано, выражение (13) принимает виды [19]

$$w_0 = \frac{Q - s L_s i_d \frac{d}{dt} i_q}{s L_s (i_d^2 + i_q^2) + L_{mr} L_m i_d^2} = \frac{Q - s L_s i_d \frac{d}{dt} i_q}{L_s (i_d^2 + s i_q^2)}. \quad (6.3.15)$$

В действительности при переходе из одного режима в другой наблюдаются скачки в $|y|$. Для уменьшения влияния шумов на оценки скорости а также для устранения проблем, связанных с дифференцированием тока i_q , построим наблюдатель синхронной скорости [19]. В качестве динамического уравнения примем

$$\dot{w}_0 = 0. \quad (6.3.16)$$

На основании (15) назначим

$$y := Q - s L_s i_d \frac{d}{dt} i_q, \quad (6.3.17)$$

а измерение определим выражением

$$y = L_s(i_d^2 + S i_q^2)w_0. \quad (6.3.18)$$

На основании (16), (18) запишем уравнение наблюдателя [10, 11]

$$\dot{\hat{w}}_0 = \mathbf{l}[L_s(i_d^2 + S i_q^2)\hat{w}_0 - y], \quad (6.4.19)$$

где \mathbf{l} – коэффициент передачи наблюдателя, \hat{w}_0 – оценка w_0 . Подстановка (18) в (19) дает

$$\dot{\hat{w}}_0 = \mathbf{l}L_s(i_d^2 + S i_q^2)(\hat{w}_0 - w_0). \quad (6.3.20)$$

Для получения уравнения ошибки наблюдателя вычтем из уравнения (20) уравнение (16), тогда ошибка наблюдателя $\tilde{w} = \hat{w}_0 - w_0$ опишется уравнением

$$\dot{\tilde{w}}_0 = \mathbf{l}(S L_s(i_d^2 + i_q^2) + L_{mr}L_m i_d^2)\tilde{w}_0. \quad (6.3.21)$$

Умножим уравнение (21) на \tilde{w}_0 . Полученное перепишем в виде

$$\dot{\tilde{w}}_0 = \mathbf{l}L_s(i_d^2 + S i_q^2)\tilde{w}_0^2, \quad (6.3.22)$$

где

$$V = \frac{\tilde{w}_0^2}{2}. \quad (6.3.23)$$

Поскольку, $L_s(i_d^2 + S i_q^2) > 0$, то при $\mathbf{l} < 0$ и $\tilde{w}_0 \neq 0$, $\dot{V} < 0$. Тогда на основании теоремы А. М. Ляпунова можно заключить, что решение $\tilde{w}_0 = 0$ уравнения (21) является асимптотически устойчивым, т. е. ошибка наблюдателя с течением времени стремится к нулю. Следовательно, с течением времени $\hat{w}_0 \rightarrow w_0$. Пусть $L_s(i_d^2 + S i_q^2) \geq g > 0$. Тогда

степень устойчивости нулевого решения уравнения (21)
 $h \geq |l|g$.

Наблюдатель описывается уравнениями (17), (19). Подстановка (17) в (19) дает уравнение

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_0 = \mathbf{I}[L_s(i_d^2 + s i_q^2)\hat{w}_0 - Q + s L_s i_{dp} \hat{\mathbf{x}}]. \quad (6.3.24)$$

Недостатком уравнения (24) является наличие в нем дифференцирования тока i_q . Для устранения этого недостатка вводится обозначение

$$\hat{w}_0 - l s L_s i_{dp} i_{qp} := z, \quad (6.3.25)$$

с учетом которого, уравнение (24) приобретает вид

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_0 = \mathbf{I}[L_s(i_d^2 + s i_q^2)(z + l s L_s i_{dp} i_{qp}) - Q]. \quad (6.3.26)$$

В соответствии с (25) искомая оценка будет определяться выражением

$$\hat{w}_0 = z + l s L_s i_{dp} i_{qp}. \quad (6.3.27)$$

Наблюдатель (26), (27) не содержит производных. В этом наблюдателе фигурируют проекции тока в синхронном базисе, а на практике измеряются токи в статорном базисе. Вследствие высокой точности работы компенсаторов тока (см подраздел 8.1) вместо проекций тока i_d, i_q можно использовать их программные значения i_{dp}, i_{qp} . В связи с этим систему (26), (27) перепишем в виде

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_0 = \mathbf{I}[L_s(i_{dp}^2 + s i_{qp}^2)(z + l s L_s i_{dp} i_{qp}) - i_a u_b + i_b u_a], \quad (6.3.28)$$

$$\hat{w}_0 = z + l s L_s i_{dp} i_{qp}. \quad (6.3.29)$$

В соответствии с (2.35) скорость ротора

$$w = \frac{w_0 - w_{sl}}{n}, \quad (6.3.30)$$

где n – количество пар полюсов, а скольжение

$$w_{sl} = \frac{L_m i_q}{T_k y_d}. \quad (6.3.31)$$

В установившемся режиме или при $|y| \equiv \text{const}$ в соответствии с (2.34) $y_d = L_m i_d$. С учетом достаточно точных равенств $i_d = i_{dp}$, $i_q = i_{qp}$ и $y_d = L_m i_{dp}$ из (31) получим

$$w_{sl} = \frac{i_{qp}}{T_r i_{dp}}. \quad (6.3.32)$$

(Программные значения i_{dp} , i_{qp} получены в подразделе 4.2).

Как видно из изложенного, скольжение и скорость ротора не зависят от сопротивления статора.

Результаты моделирования показывают, что оценка синхронной скорости по зависимости (14) или (15), или по зависимостям (26), (27) дает точные результаты только в диапазоне скоростей ротора $0 \dots 0.25 w_{nom}$. При больших скоростях привлекательной представляется следующая формула оценки синхронной скорости:

$$w_0(u) \approx \frac{u_a u_b - u_b u_a}{u_a^2 + u_b^2}, \quad (6.3.33)$$

где u_a , u_b – составляющие вектора статорного напряжения в статорном базисе. Это связано с тем, что при больших скоростях основную долю в ЭДС вносит напряжение. Поэтому при больших скоростях для оценки синхронной скоро-

сти вместо ЭДС можно использовать выражение скорости вращения вектора напряжения (33). Для устранения необходимости вычисления главных гармоник напряжения статора, входящих в выражение (33), вместо них можно использовать соответствующие составляющие программных сигналов, подаваемых на блок ШИМ.

Для получения точной оценки синхронной скорости во всем рабочем диапазоне соединим достоинства методов оценки синхронной скорости (14) и (33) путем их сопряжения с помощью весового коэффициента. Как следует из результатов моделирования, переход от одного метода к другому может находиться в диапазоне скоростей ротора 10–20 рад/с, что соответствует 15–25 % от номинальной синхронной скорости, которую можно определить по формуле $W_{ном} = nW_{ном}$, где n – количество пар полюсов, $W_{ном}$ – номинальная угловая скорость вращения ротора АД. Для простоты скорость вращения вектора потокосцепления определим выражением

$$\hat{W}_0 = \hat{W}_0(Q) \cdot (1 - k) + \hat{W}_0(u) \cdot k, \quad (6.3.34)$$

где $\hat{W}_0(Q)$, $\hat{W}_0(u)$ – оценки, полученные по зависимостям (14) и (33) соответственно, k – весовой коэффициент, который определяется равенством

$$k = \frac{|\hat{W}_0(u)|}{|W_{ном}|}. \quad (6.3.35)$$

Для демонстрации работоспособности алгоритма (14), (33)–(35) моделировались следующие режимы работы двигателя, показанные на рис. 6.3.1, 6.3.2 в виде циклограмм изменения скорости ротора w и нагрузки M . На рис. 6.3.1 в период от нулевой до второй секунды двигатель намагничивался. Со второй секунды осуществлялся разгон до заданной скорости. С 4-й по 8-ю секунды к двигателю был

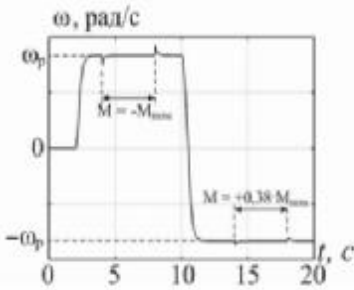


Рисунок 6.3.1

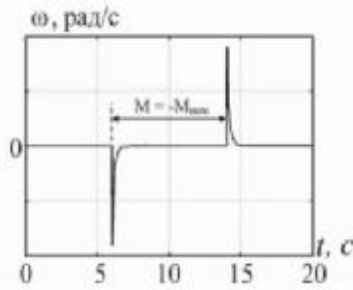


Рисунок 6.3.2

приложен номинальный момент нагрузки. На 10-й секунде включался реверс скорости. С 14-й по 18-ю секунды к двигателю был приложен момент, однонаправленный со скоростью двигателя, равный 100 Н·м ($0,38 M_{ном}$) (генераторный режим). Для иллюстрации стабилизации нулевой скорости вращения ротора был задан следующий режим работы (рис. 6.3.2). В период с нулевой до второй секунды двигатель намагничивался, затем в период с 6 по 14 секунды был приложен номинальный момент нагрузки. Как видно на рис. 6.3.1, 6.3.2, осуществляется точная стабилизация скорости ротора с помощью алгоритмов (15), (30), (31), (33)–(35). На последующих рисунках 6.3.3, а, б, в продемонстрирован процесс оценки синхронной скорости ω_0 с той же циклограммой скорости ротора, что и на рис. 6.3.1, при максимальных скоростях ротора $\omega_p = 150, 50$ и 1 рад/с.

На рис. 6.3.3, г показана синхронная скорость при стабилизации нулевой скорости ротора с циклограммой работы, соответствующей рис. 6.3.2. На рис. 6.3.3 буквой *m* маркированы кривые истинных значений синхронной скорости, полученные из модели двигателя, а цифрой 1 – ее оценки. При малых скоростях во время действия нагрузки становятся заметными колебания синхронной скорости, обусловленные инжекцией в намагничивающую составляющую

щую тока статора периодической составляющей, предназначенной для обеспечения переменности модуля потокосцепления. Переменность модуля потокосцепления необходима для обеспечения идентификации сопротивления ротора. Для устранения колебаний электромагнитного момента и скорости ротора в моментную составляющую тока статора инжектируется компенсирующая составляющая той же частоты со специально подобранными амплитудой и фазой (см. рисунки 1, 2). Как видно из рисунков, предложенный метод оценки скорости вращения вектора потокосцепления (синхронной скорости) обладает хорошей точностью во всем диапазоне скоростей.

На рис. 6.3.4 представлены результаты моделирования процесса оценки потокосцепления ротора по алгоритму (6.1.12), (6.1.16) при оценке синхронной скорости по алгоритму (14), (33)–(35) с циклограммой работы, представлен-

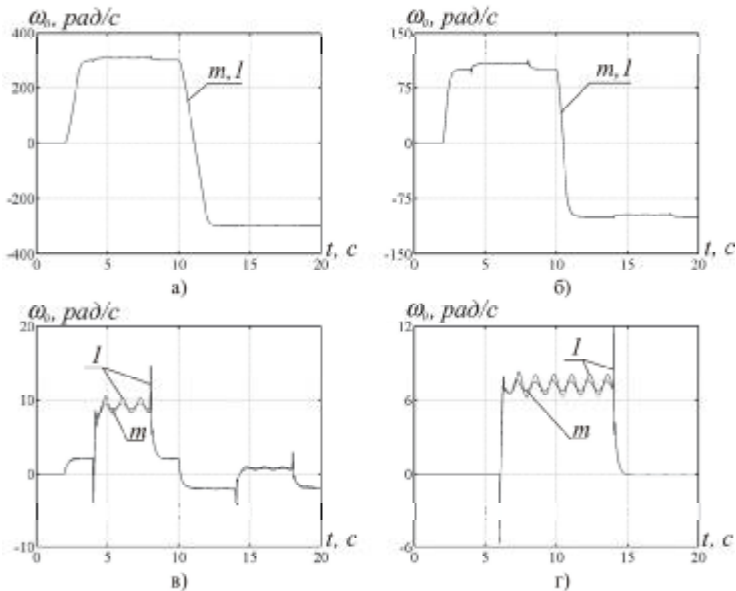


Рисунок 6.3.3

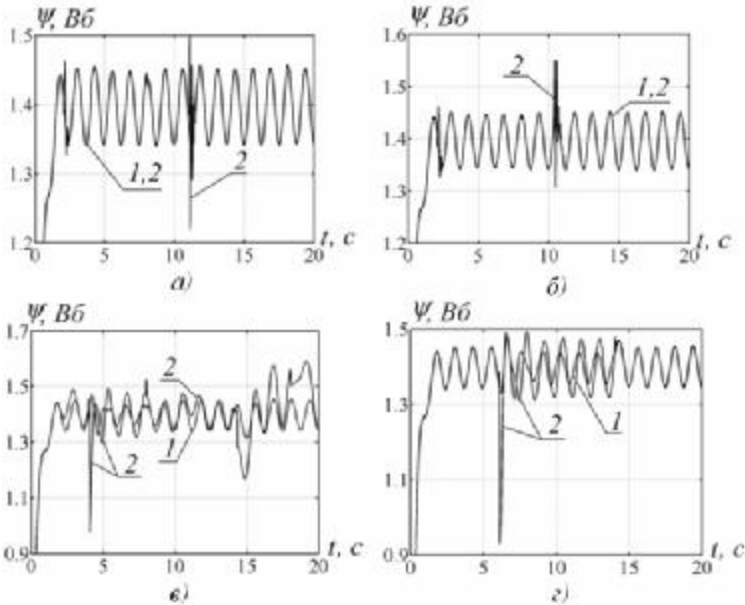


Рисунок 6.3.4

ной на рис. 6.3.1, 6.3.2. (Циклограмме, представленной на рис. 6.3.1, соответствуют рисунки 6.3.4, а, б, в, циклограмме рисунка 6.3.2 соответствует рис. 6.3.4, г). На рис. 6.3.4, а–г цифрой 1 обозначены истинные потокосцепления, цифрой 2 – его оценки. Рисунки 6.3.4, а–г свидетельствуют о высокой точности оценки потокосцепления, возмущенного инжекцией.

6.4. Определение скорости и ускорения ротора асинхронного двигателя с помощью наблюдателей Луэнбергера [15]

Установка на АД датчика скорости связана с проблемами, во многих случаях непреодолимыми. Поэтому усилия специалистов по управлению АД в настоящее время на-

правлены на клеммное управление (управление без датчика скорости, только по измерениям клеммных токов или токов и напряжений) [16, 17]. Однако реализация известных алгоритмов оценки скорости ротора связана с большим объемом вычислений.

Целью данного подраздела является разработка и исследование простых в вычислительном отношении алгоритмов оценки скорости и ускорения ротора АД.

Поведение вектора потокосцепления ротора можно описать так называемым токовым уравнением

$$\mathbf{y} \dot{\mathbf{w}}_* = (\mathbf{w}_* \mathbf{J} - \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{E}) \mathbf{y} + L_m \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{i}, \quad (6.4.1)$$

где $\mathbf{w}_* = n \mathbf{w}$, n – количество пар полюсов АД; \mathbf{y}, \mathbf{i} – векторы потокосцепления ротора и тока статора, заданные проекциями на оси статорной системы координат (a, b) , \mathbf{T}_r – постоянная времени ротора, L_m – взаимная индуктивность ротора и статора

$$\mathbf{T}_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \mathbf{E} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}. \quad (6.4.2)$$

Здесь R_r – активное сопротивление ротора, L_r – индуктивность ротора. Предполагается, что вектор \mathbf{y} и его синхронная скорость вычисляются по какому-либо из приведенных выше алгоритмов. В уравнении (1) выделим известные (3) и неизвестные (4) части

$$\mathbf{y} \dot{\mathbf{w}}_* + \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{y} - L_m \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{i} := \mathbf{y}, \quad (6.4.3)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix}^T = \mathbf{J} \mathbf{y} \mathbf{w}_*. \quad (6.4.4)$$

Будем аппроксимировать изменение \mathbf{w}_* линейной функцией времени $\mathbf{w}_* = a_0 + a_1 t$. Поскольку предполагается построить наблюдатель с большим быстродействием, то ко-

эффициенты a_0 и a_1 будем полагать квазипостоянными. Тогда с помощью обозначений

$$w_* = x_1, \quad \dot{w}_* = x_2, \quad \ddot{w}_* = \ddot{x}_2 = 0$$

можно записать

$$\ddot{x} = x_2, \quad \ddot{x}_2 = 0. \quad (6.4.5)$$

Рассматривая (5) как динамическую систему, а (4) как измерение, построим наблюдатель Луэнбергера для оценки x_1, x_2 в виде [10, 11]

$$\hat{x}_1 = \hat{x}_2 + l_1(Jy \hat{x}_1 - y), \quad \hat{x}_2 = l_2(Jy \hat{x}_1 - y), \quad (6.4.6)$$

где l_1, l_2 – матрицы-строки коэффициентов наблюдателя. Знаком «^» обозначены оценки соответствующих переменных. Подстановка y из (4) в (6) дает систему

$$\dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + l_1 Jy(\hat{x}_1 - x_1), \quad \dot{\hat{x}}_2 = l_2 Jy(\hat{x}_1 - x_1). \quad (6.4.7)$$

Для получения уравнений ошибок наблюдателя

$$x_0 = \hat{x}_1 - x_1, \quad x_2 = \hat{x}_2 - x_2$$

вычтем из уравнений (7) соответствующие уравнения в (5). Получим

$$\dot{x}_0 = x_2 + l_1 Jy x_0, \quad \dot{x}_2 = l_2 Jy x_0. \quad (6.4.8)$$

Примем

$$l_1 = \bar{l}_1 Y^T J^T, \quad l_2 = \bar{l}_2 Y^T J^T, \quad (6.4.9)$$

где \bar{l}_1, \bar{l}_2 – скалярные константы. Тогда уравнения (8) с учетом того, что $J^T J = E$, представятся в виде

$$\dot{x}_0 = x_2 + \bar{l}_1 |Y|^2 x_0, \quad \dot{x}_2 = \bar{l}_2 |Y|^2 x_0. \quad (6.4.10)$$

На практике $|\mathbf{y}| = \text{const}$, или \mathbf{y} меняется медленно. Тогда характеристическое уравнение системы (10) имеет вид

$$p^2 - \bar{l}_1 |\mathbf{y}|^2 p - \bar{l}_2 |\mathbf{y}|^2 = 0$$

с корнями

$$p_{1,2} = \frac{\bar{l}_1 |\mathbf{y}|^2 \pm \sqrt{(\bar{l}_1^2 |\mathbf{y}|^2 + 4\bar{l}_2) |\mathbf{y}|^2}}{2}.$$

При равенстве корней

$$p_1 = p_2 = \frac{1}{2} \bar{l}_1 |\mathbf{y}|^2, \quad \bar{l}_2 = -\frac{1}{4} \bar{l}_1^2 |\mathbf{y}|^2 = -\frac{p_1^2}{|\mathbf{y}|^2} \quad (6.4.11)$$

получим рабочую систему уравнений наблюдателя. В (3) нежелательным является наличие $\mathbf{y}\&$. Для устранения в наблюдателе $\mathbf{y}\&$ воспользуемся зависимостью

$$\mathbf{y}\& = w_0 J \mathbf{y}, \quad (6.4.12)$$

применимой при $|\mathbf{y}| = \text{const}$ или при его медленном изменении. Подстановка (12) в (3) дает

$$(w_0 J + T_r^{-1} E) \mathbf{y} - L_m T_r^{-1} i := \mathbf{y}. \quad (6.4.13)$$

Подстановка (13) в (6) с учетом (9) дает

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_1 &= \hat{x}_2 + \bar{l}_1 |\mathbf{y}|^2 \hat{x}_1 - \bar{l}_1 \mathbf{y}^T J^T [(w_0 J + T_r^{-1} E) \mathbf{y} - L_m T_r^{-1} i], \\ \hat{\mathbf{x}}_2 &= \bar{l}_2 |\mathbf{y}|^2 \hat{x}_1 - \bar{l}_2 \mathbf{y}^T J^T [(w_0 J + T_r^{-1} E) \mathbf{y} - L_m T_r^{-1} i]. \end{aligned} \quad (6.4.14)$$

Систему (14) можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_1 &= \hat{x}_2 + \bar{l}_1 |\mathbf{y}|^2 (\hat{x}_1 - w_0) + \bar{l}_1 L_m T_r^{-1} \mathbf{y}^T J^T i, \\ \hat{\mathbf{x}}_2 &= \bar{l}_2 |\mathbf{y}|^2 (\hat{x}_1 - w_0) + \bar{l}_2 L_m T_r^{-1} \mathbf{y}^T J^T i. \end{aligned} \quad (6.4.15)$$

В установившемся режиме наблюдателя ($\dot{\hat{x}}_1 = \dot{\hat{x}}_2 = 0$) из второго уравнения следует

$$\hat{x}_1 = \hat{w}_* = w_0 - \frac{L_m y^T J^T i}{T_r |y|^2}. \quad (6.4.16)$$

Замечательным является то, что (16) в точности совпадает с известным выражением

$$w_* = w_0 - w_{sl} = w_0 - \frac{L_m i_q}{T_r y_d}, \quad (y_d > 0).$$

Это указывает на то, что, хотя наблюдать был получен формальным (абстрактным) образом, в нем присутствует физическая суть процессов. Наблюдатель (15) позволяет оценить не только скорость (\hat{x}_1), а и ускорение ротора (\hat{x}_2). Ускорение, правда не отфильтрованное, можно получить из наблюдателя скорости первого порядка (для этого в (15) следует положить $\hat{x}_2 \equiv 0$). В оставшемся первом уравнении системы (15) ускорением будет его правая часть. Знание ускорения позволяет улучшить весь процесс управления двигателем.

Избавиться от производной в (3) можно и другим способом. Для этого с помощью обозначений

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \end{bmatrix} \quad (6.4.17)$$

представим систему (6) в векторно-матричной форме

$$\dot{\hat{x}} = N \hat{x} + L[Jy \hat{x}_1 - y] \quad (6.4.18)$$

Подстановка y из (3) в (18) дает

$$\dot{\hat{x}} = N \hat{x} + L[Jy \hat{x}_1 - y] - T_r^{-1}(y - L_m i). \quad (6.4.19)$$

Обозначения

$$z = \hat{x} + Ly \Rightarrow \hat{x} = z - Ly \quad (6.4.20)$$

позволяют переписать уравнение (19) в виде

$$\mathbf{\hat{x}} = N(z - Ly) + L(Jy \hat{x}_1 - T_r^{-1}(y - L_m i)). \quad (6.4.21)$$

Векторно-матричное уравнение (21) эквивалентно системе скалярных уравнений

$$\begin{aligned} \mathbf{\hat{x}}_1 &= z_2 - l_2 y_b + l_1 (-y_b(z_1 - l_1 y_a) - T_r^{-1}(y_a - L_m i_a)), \\ \mathbf{\hat{x}}_2 &= l_2 (y_a(z_1 - l_1 y_a) - T_r^{-1}(y_b - L_m i_b)). \end{aligned} \quad (6.4.22)$$

Следует отметить, что в том случае, когда y и w_0 известны, $w_* = nW$ можно непосредственно вычислить по формуле (16). При необходимости сглаживания, на основании (16) можно построить наблюдатель. Для этого находится выражение абсолютного скольжения

$$w_{sl} = w_0 - w_* = \frac{L_m}{T_r} \frac{i^T J y}{|y|^2}, \quad (6.4.23)$$

и для него вводятся следующие обозначения:

$$y = |y|^2 w_{sl}, \quad y = L_m T_r^{-1} i^T J y. \quad (6.4.24), (6.4.25)$$

В качестве динамического уравнения используется уравнение

$$\dot{w}_{sl} = 0. \quad (6.4.26)$$

На основании уравнений (26), (24) строится наблюдатель

$$\dot{\mathbf{\hat{x}}}_{sl} = \bar{l}_1 (|y|^2 \hat{w}_{sl} - y). \quad (6.4.27)$$

Подстановка (24) в (27) дает

$$\hat{w}_{sl} = \bar{l}_1 |y|^2 (\hat{w}_{sl} - w_{sl}). \quad (6.4.28)$$

Вычитание из уравнения (28) уравнения (26) дает уравнение ошибки $\hat{w}_{sl} = \hat{w}_{sl} - w_{sl}$ в виде

$$\hat{w}_{sl} = \bar{l}_1 |y|^2 \hat{w}_{sl}. \quad (6.4.29)$$

Нулевое решение уравнения (29) асимптотически устойчиво при $\bar{l}_1 < 0$.

Для получения уравнений, подлежащих моделированию, подставим y из (25) в (27). Тогда

$$\hat{w}_{sl} = \bar{l}_1 (|y|^2 \hat{w}_{sl} - L_m T_r^{-1} i^T J y). \quad (6.4.30)$$

С учетом соотношений $\hat{w}_{sl} = w_0 - \hat{w}_* = w_0 - \hat{x}_1$ при $w_0 = const$, уравнение (30) совпадет с первым уравнением системы (15) при $\hat{x}_2 \equiv 0$ (наблюдатель первого порядка), что говорит о схожести динамических характеристик наблюдателей.

Результаты моделирования. При моделировании динамических процессов на ПЭВМ рассматривался АД типа А2-81-4 с характеристиками, приведенными в Приложении А. Частота импульсов ШИМ ПЧ принималась, равной 4 кГц. В алгоритмы были введены ограничения тока и напряжения, а также осуществлено моделирование эффектов ШИМ и бросков напряжения питающей сети. Поскольку с помощью аналого-цифровых фильтров, исследованных в разделе 5, можно измерять напряжение непосредственно на выходе ПЧ, то тем самым устраняется погрешность формирования напряжения, обусловленная изменением напряжения питающей сети, запаздыванием открытия и закрытия транзисторов ПЧ, мертвым временем и падением напряжения на транзисторах. Алгоритмы управления представлены

в дискретном виде с тактом счета 100 мкс. В период до 0,1 с двигатель намагничивался, затем осуществлялся разгон до программной скорости. На 1-й и 2-й секундах подавалась и снималась номинальная нагрузка. Затем на 2,8 с подавался сигнал на реверс скорости. В период с 4,3 по 4,6 секунды моделировалась просадка напряжения сети на 30 %. Наблюдатель соответствовал алгоритму (15).

На рис. 6.4.1, *а–г* показаны процессы управления только по клеммным измерениям (без использования датчиков скорости и потокосцепления). Цифрой 1 маркированы кривые фактической скорости двигателя, цифрой 2 – ее оценка, а цифрой 3 – оценка ускорения. Оценка ускорения масштабировалась коэффициентом 0,075. На рис. 6.4.1, *а, б* программные скорости соответственно равны 150 и 0,5 рад/с. На рис. 1, *в* показан процесс стабилизации нулевой скорости. На рис. 1, *г* представлен фрагмент предыдущего процесса в увеличенном масштабе, где видно влияние ШИМ.

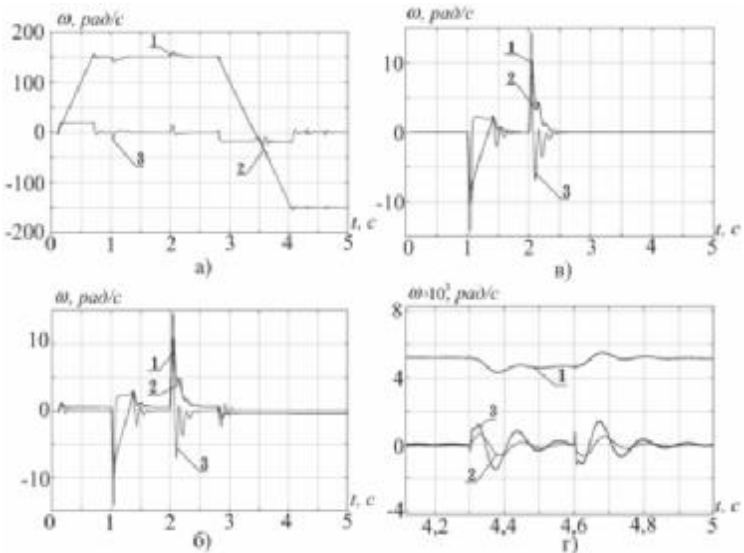


Рисунок 6.4.1

Как видно из последнего рисунка, статическая ошибка скорости равна $5 \cdot 10^{-3}$ рад/с. Рис. 6.4.1, *a–г* свидетельствуют о хорошем качестве управления и широком диапазоне регулирования скорости.

Моделирование работы АД при управлении только по клеммным измерениям (без датчика скорости) с синтезированными алгоритмами дало следующие результаты.

1. Система обладает астатизмом по отношению к нагрузке АД и изменениям напряжения питающей сети.

2. Поддерживается постоянная скорость, в том числе и нулевая, как при наличии постоянной нагрузки, так и без нее, причем статическая ошибка практически отсутствует. Если допустить погрешность минимальной скорости 20 %, то диапазон регулирования скорости составляет 1:40000.

6.5. Оценка элементов вектора состояния с помощью компенсационных фильтров [20]

Введение. Рассматривается многофазная система. В каждой фазе могут присутствовать постоянное смещение нуля и высокочастотные шумы. Для качественного управления электротехнической системой требуется выделение главных гармоник фаз и проведение с ними различных математических операций: дифференцирование, интегрирование и т. п. После дифференцирования реального (исходного) сигнала уровень высокочастотных шумов возрастает, что может сделать невозможным дальнейшее использование полученного сигнала. В результате интегрирования сигнала уровень шумов снижается, но появляются постоянная ошибка, равная неизвестной постоянной интегрирования, и линейно возрастающая со временем ошибка за счет интегрирования неизвестного смещения ноля. В отличие от однофазного сигнала, многофазные сигналы обладают дополнительной информацией за счет детерминированной взаимосвязи между фазами (одни и те же частота и ампли-

туда, постоянный сдвиг фазы между сигналами). В подразделе 5.3 этот факт был успешно использован для фильтрации двухфазного сигнала.

Целью данного подраздела является использование свойств многофазных сигналов для выполнения ряда математических операций с ними, таких как дифференцирование, интегрирование, и др.

Поскольку существуют эквивалентные преобразования между трехфазными и двухфазными сигналами, то ниже будут рассматриваться только двухфазные сигналы.

6.5.1. Основной результат

Рассматривается двухфазная система x_a, x_b , представляющая собой проекции вектора x на оси ортогонального базиса (a, b) . Пусть главные гармоники фаз описываются уравнениями

$$x_{0a} = |x_0| \cos wt, \quad x_{0b} = |x_0| \sin wt. \quad (6.5.1)$$

Производные и интегралы выражений (1) при условии медленности изменения амплитуды x_0 и частоты W приближенно можно описать уравнениями

$$\begin{aligned} \dot{x}_{0a} &= -w|x_0| \sin wt = -wx_{0b}, \\ \dot{x}_{0b} &= w|x_0| \cos wt = wx_{0a}, \end{aligned} \quad (6.5.2)$$

$$\begin{aligned} \int x_{0a} dt &= w^{-1}|x_0| \sin wt = w^{-1}x_{0b}, \\ \int x_{0b} dt &= -w^{-1}|x_0| \cos wt = -w^{-1}x_{0a}. \end{aligned} \quad (6.5.3)$$

Умножим в (2) первое уравнение на x_{0b} , второе уравнение на $-x_{0a}$ и затем полученные уравнения сложив, найдем

$$w = \frac{x_{0a} \dot{x}_{0b} - x_{0b} \dot{x}_{0a}}{x_{0a}^2 + x_{0b}^2}. \quad (6.5.4)$$

На практике имеют место соотношения

$$x_a = x_{0a} + J_a, \quad x_b = x_{0b} + J_b, \quad (6.5.5)$$

где J_a и J_b представляют собой высокочастотные по сравнению с основной частотой ω погрешности входных сигналов x_a, x_b . Для устранения высокочастотных помех сигналы (5) предлагается пропустить через идентичные фильтры низких частот с передаточной функцией $W_f(p)$, имеющей амплитудную $A(\omega)$ и фазовую $j(\omega)$ частотные характеристики. Не принимая во внимание сдвиг по фазе помех J_a, J_b на выходах фильтров, будем иметь

$$\begin{aligned} x_1^* &= A(\omega) |x_0| \cos(\omega t + j) + A(\omega_J) J_a, \\ x_2^* &= A(\omega) |x_0| \sin(\omega t + j) + A(\omega_J) J_b \end{aligned}$$

или, что то же самое,

$$\begin{aligned} x_1^* &= A(\omega) |x_0| (\cos \omega t \cos j - \sin \omega t \sin j) + A(\omega_J) J_a, \\ x_2^* &= A(\omega) |x_0| (\sin \omega t \cos j + \cos \omega t \sin j) + A(\omega_J) J_b, \end{aligned} \quad (6.5.6)$$

где ω_J – частота погрешностей. Из (6) на основании (2), (5) можно найти точные значения проекций вектора x_0 (искомые сигналы) в виде

$$\begin{aligned} x_{0a} &= |x_0| \cos \omega t = \\ &= A^{-1}(\omega) (x_a^* \cos j + x_b^* \sin j) + A^{-1}(\omega) A(\omega_J) (J_a \cos j + J_b \sin j), \\ x_{0b} &= |x_0| \sin \omega t = \\ &= A^{-1}(\omega) (x_b^* \cos j - x_a^* \sin j) + A^{-1}(\omega) A(\omega_J) (J_b \cos j - J_a \sin j). \end{aligned} \quad (6.5.7)$$

Поскольку погрешности J_a и J_b не известны, то вместо точных значений x_{0a} и x_{0b} будем использовать их оценки \hat{x}_{0a} , \hat{x}_{0b} по зависимостям

$$\begin{aligned}\hat{x}_{0a} &= A^{-1}(w)(x_a^* \cos j + x_b^* \sin j), \\ \hat{x}_{0b} &= A^{-1}(w)(x_b^* \cos j - x_a^* \sin j).\end{aligned}\quad (6.5.8)$$

В выражения (8) входят выходные сигналы фильтров x_a^* , x_b^* , с пониженным содержанием шумов, следовательно, эти выражения можно рассматривать как оценки главных гармоник исходных сигналов x_a , x_b . Определим погрешности этих оценок. Будем полагать, что амплитуды сигналов J_a и J_b равны J_a . Тогда погрешности $\mathcal{X}_a = \hat{x}_{0a} - x_a$, $\mathcal{X}_b = \hat{x}_{0b} - x_b$ оценок (8) по сравнению с точными значениями (6) можно оценить выражением

$$\mathcal{X}_a = \mathcal{X}_b = A^{-1}(w) A(w_J) J_a. \quad (6.5.9)$$

Фильтры выбираются из условия близости $A(w)$ к единице, $A(w_J)$ к нулю.

Пусть собственно фильтры представляют собой инерционные звенья первого порядка

$$W_f(p) = \frac{k_f}{Tp+1}, \quad k_f > 0, \quad T > 0,$$

(T – постоянная времени) с частотными характеристиками

$$A(w) = \frac{k_f}{\sqrt{(Tw)^2 + 1}}, \quad \operatorname{tg} j(w) = -Tw. \quad (6.5.10)$$

С помощью соотношений

$$\sin j(w) = \frac{tg j(w)}{\sqrt{1+tg^2 j(w)}}, \quad \cos j(w) = \frac{1}{\sqrt{1+tg^2 j(w)}}$$

и выражений (10) можно записать

$$\sin j = -T w k_f^{-1} A(w), \quad \cos j = k_f^{-1} A(w). \quad (6.5.11)$$

Подстановка (10), (11) в (8) дает

$$\begin{aligned} \hat{x}_{0a} &= k_f^{-1} (x_a^* - T \hat{w} x_b^*), \\ \hat{x}_{0b} &= k_f^{-1} (x_b^* + T \hat{w} x_a^*), \end{aligned} \quad (6.5.12)$$

где w заменена ее оценкой \hat{w} , которая по аналогии с (4) определяется выражением

$$\hat{w} = \frac{x_a^* \hat{x}_b^* - x_b^* \hat{x}_a^*}{x_a^{*2} + x_b^{*2}}. \quad (6.5.13)$$

С использованием (2), (3), (12) запишем

$$\hat{x}_{0a} = -\hat{w} k_f^{-1} (x_b^* + T \hat{w} x_a^*), \quad \hat{x}_{0b} = \hat{w} k_f^{-1} (x_a^* - T \hat{w} x_b^*), \quad (6.5.14)$$

$$\begin{aligned} \int_0^t \hat{x}_{0a} dt &= (\hat{w} k_f)^{-1} (x_b^* + T \hat{w} x_a^*), \\ \int_0^t \hat{x}_{0b} dt &= -(\hat{w} k_f)^{-1} (x_a^* - T \hat{w} x_b^*), \end{aligned} \quad (6.5.15)$$

или при $k_f = T$

$$\begin{aligned} \int_0^t \hat{x}_{0a} dt &= (x_b^* + (T \hat{w})^{-1} x_a^*), \\ \int_0^t \hat{x}_{0b} dt &= (x_b^* - (T \hat{w})^{-1} x_a^*). \end{aligned} \quad (6.5.16)$$

Выражение скорости (13) содержит производные от сигналов, пропущенных через инерционные звенья первого порядка, то есть \hat{W} , а следовательно, и переменные (12), (14), (15) фактически будут содержать не отфильтрованные высокочастотные шумы. Для повышения помехозащищенности можно сигнал \hat{W} пропустить через фильтр низкой частоты. Рассмотрим другой путь. Вместо фильтров первого порядка применим фильтр второго порядка с передаточной функцией и частотными характеристиками следующего вида:

$$W_f(p) = \frac{k_f}{T^2 p^2 + 2dT p + 1}; \quad k_f, T, d > 0, \quad (6.5.17)$$

$$A(w) = \frac{k_f}{\sqrt{(1-T^2 w^2)^2 + (2dT w)^2}}, \quad \operatorname{tg} j(w) = -\frac{2dT w}{1-T^2 w^2}, \quad (6.5.18)$$

откуда

$$\begin{aligned} \sin j(w) &= -\frac{2dT w}{\sqrt{(1-T^2 w^2)^2 + (2dT w)^2}}, \\ \cos j(w) &= \frac{1-T^2 w^2}{\sqrt{(1-T^2 w^2)^2 + (2dT w)^2}}. \end{aligned} \quad (6.5.19)$$

Подстановка (18), (19) в (8) дает уравнения оценок главных гармоник

$$\begin{aligned} \hat{x}_{0a} &= k_f^{-1} \left[x_a^* (1-T^2 \hat{W}^2) - x_b^* 2dT \hat{W} \right], \\ \hat{x}_{0b} &= k_f^{-1} \left[x_b^* (1-T^2 \hat{W}^2) + x_a^* 2dT \hat{W} \right], \end{aligned} \quad (6.5.20)$$

где W заменено на \hat{W} . С использованием (2), (3), (20) запишем

$$\dot{x}_{0a} = -\hat{w}k_f^{-1} \left[x_b^* (1 - T^2 \hat{w}^2) + x_a^* 2dT\hat{w} \right], \quad (6.5.21)$$

$$\dot{x}_{0b} = \hat{w}k_f^{-1} \left[x_a^* (1 - T^2 \hat{w}^2) - x_b^* 2dT\hat{w} \right];$$

$$\int_0^t \hat{x}_{0a} dt = (\hat{w}k_f)^{-1} \left[x_b^* (1 - T^2 \hat{w}^2) + x_a^* 2dT\hat{w} \right],$$

$$\int_0^t \hat{x}_{0b} dt = -(\hat{w}k_f)^{-1} \left[x_a^* (1 - T^2 \hat{w}^2) - x_b^* 2dT\hat{w} \right]. \quad (6.5.22)$$

В рассмотренном случае выражение скорости (13) содержит производные первого порядка от сигналов, пропущенных через колебательные звенья (второго порядка), то есть \hat{w} , а следовательно, и переменные (20)–(22) не будут содержать высокочастотные шумы.

6.5.2. Применение синтезированных фильтров

Фильтры (12), (20) подробно изучены в подразделе 5.3. Применим синтезированные интеграторы для оценки неизмеряемых потокосцеплений (статора или ротора) двигателей переменного тока путем интегрирования ЭДС.

Потокосцепление ротора y связано с ЭДС двигателя e зависимостями

$$y\dot{a} = L_r L_m^{-1} e_a, \quad y\dot{b} = L_r L_m^{-1} e_b, \quad (6.5.23)$$

где L_r, L_m – индуктивность ротора и взаимная индуктивность ротора и статора. По выражениям (23) путем интегрирования можно получить потокосцепление, но с точностью до не известных начальных условий и с возрастающими с течением времени ошибками за счет постоянных смещений в фазах ЭДС. Для устранения влияния начальных условий и ограничения ошибок за счет смещения ноль воспользуемся алгоритмом интегрирования (16), синтезированного для инерционного звена первого порядка.

Обозначив

$$x_a := L_r L_m^{-1} e_a, \quad x_b := L_r L_m^{-1} e_b, \quad (6.5.24)$$

с помощью алгоритма (16) получим

$$\begin{aligned} \hat{y}_a &= L_r L_m^{-1} \left(e_a^* + (T \hat{W}_0)^{-1} e_b^* \right), \\ \hat{y}_b &= L_r L_m^{-1} \left(e_b^* - (T \hat{W}_0)^{-1} e_a^* \right), \end{aligned} \quad (6.5.25)$$

где \hat{W}_0 – оценка синхронной скорости,

$$e_a^* = \frac{T}{Tp+1} e_a, \quad e_b^* = \frac{T}{Tp+1} e_b; \quad (6.5.26)$$

$$\hat{W}_o = \frac{\hat{y}_a \hat{y}_b^* - \hat{y}_b \hat{y}_a^*}{\hat{y}_a^2 + \hat{y}_b^2} \approx \frac{L_{rm} (\hat{y}_a e_b - \hat{y}_b e_a)}{\hat{y}_a^2 + \hat{y}_b^2}. \quad (6.5.27)$$

Примечание. Вместо выражений (27) можно использовать оценки синхронной скорости по выражениям (6.3.14), (6.3.33)–(6.3.35), или (6.3.26), (6.3.27), (6.3.33)–(6.3.35).

Выражения (25)–(27) в точности совпадают с выражениями потокосцепления, полученными в подразделе 6.1 (формулы (6.1.9)–(6.1.11)) совершенно другим методом, а именно, с помощью наблюдателя Луэнбергера. Заменяя в (27) производные конечными разностями, получим дискретный алгоритм вычисления скорости вектора потокосцепления

$$\hat{W}_o[k] = \frac{L_{rm} (\hat{y}_a[k] e_b[k] - \hat{y}_b[k] e_a[k])}{\hat{y}_a^2[k] + \hat{y}_b^2[k]}. \quad (6.5.28)$$

На рис. 6.5.1 изображена структурная схема алгоритма оценки потокосцепления с помощью фильтра первого порядка. Алгоритм (25)–(27) также, как и алгоритм (6.1.9)–(6.1.11),

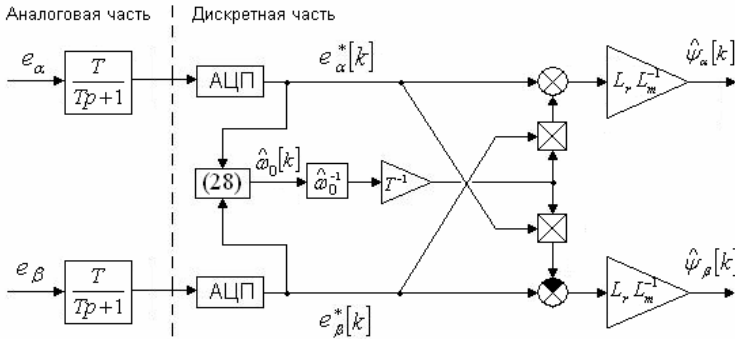


Рисунок 6.5.1 – Структурная схема алгоритма оценки потокоцепления с помощью фильтра первого порядка

имеет особенность при $\hat{w}_0 = 0$, от которой можно избавиться также, как и в подразделе 6.1, за счет введения переменности постоянной времени по зависимости $T = e\hat{w}_0^{-1}$, где e – малый постоянный скаляр.

Пусть теперь используются фильтры **второго порядка** (17) и обозначения (24). Тогда в соответствии с (22)

$$\begin{aligned} \hat{y}_a &= (\hat{w}_0 k_f)^{-1} \left[e_b^* (1 - T^2 \hat{w}_0^2) + e_a^* 2dT\hat{w}_0 \right], \\ \hat{y}_b &= -(\hat{w}_0 k_f)^{-1} \left[e_a^* (1 - T^2 \hat{w}_0^2) - e_b^* 2dT\hat{w}_0 \right], \end{aligned} \quad (6.5.29)$$

где

$$e_a^* = \frac{k_f}{T^2 p^2 + 2dT_p + 1} e_a, \quad e_b^* = \frac{k_f}{T^2 p^2 + 2dT_p + 1} e_b. \quad (6.5.30)$$

Выражения (28)–(30) составляют алгоритм оценки потокоцепления с фильтрами второго порядка. На рис. 6.5.2 изображена структурная схема алгоритма оценки потокоцепления с помощью фильтра второго порядка.

На рис. 6.5.3 показаны результаты моделирования процесса оценки вектора потокоцепления по выражению (28) и рис. 6.5.2 (на рис. 6.5.3 показаны только составляю-

щие y_a, \hat{y}_a , полностью характеризующие точность оценки всего вектора) и скорости его вращения. На рисунке моделировалась следующая циклограмма работы: разгон ротора в течение первой секунды до скорости 50 c^{-1} , на третьей секунде включался реверс до скорости -50 c^{-1} , затем осуществлялось торможение до скорости -0.025 c^{-1} . Как следует из рисунка, во всех режимах работы осуществляется точная оценка скорости за исключением нулевой скорости.

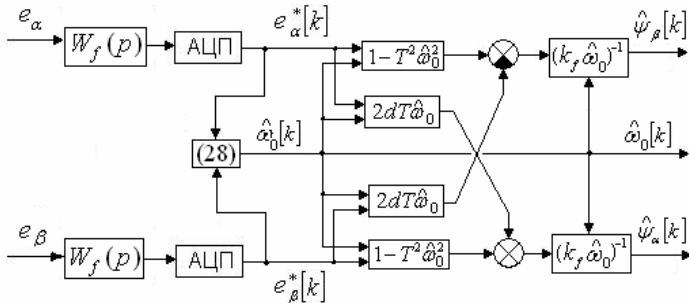


Рисунок 6.5.2 – Структурная схема алгоритма оценки потокоцепления с помощью фильтра второго порядка

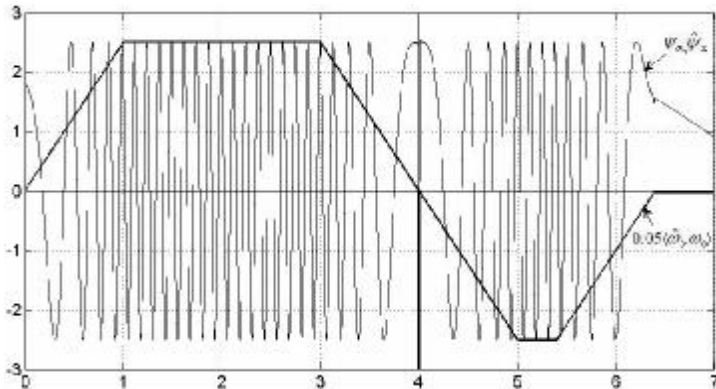


Рисунок 6.5.3 – Результаты моделирования оценки потокоцепления и его скорости вращения по выражению (28) и рис. 6.5.2

Точность оценки потокосцепления становится неудовлетворительной в диапазоне скоростей потокосцепления $\pm 0.025 \text{ с}^{-1}$. Известно, что скорость ротора с точностью до скольжения определяется зависимостью $w = n^{-1}w_0$, где n – количество пар полюсов. В типичном случае ($n = 2$) удовлетворительная оценка потокосцепления осуществляется во всем диапазоне скоростей ротора, кроме окрестности нулевой скорости, в диапазоне $w = \pm 0.0125 \text{ с}^{-1}$ (один оборот за 13 секунд). Данный метод отличает высокое быстродействие при оценке потокосцепления (длительность переходного процесса не превышает 0.02 с).

6.6. Выводы из раздела 6

Синтезированы наблюдатели, оценивающие векторы потокосцеплений и их скорости в статорном базисе как при отсутствии, так и при наличии постоянных смещений ЭДС. Наблюдатели не теряют работоспособность при всех скоростях. Разработан простой фильтр для оценки вектора потокосцепления и его скорости по ЭДС, работоспособный при всех скоростях, включая нулевую. Фильтр основан на инерционных звеньях первого порядка с постоянной времени, обратно пропорциональной модулю скорости потокосцепления. Следует также отметить синтезированный алгоритм оценки синхронной скорости, который работоспособен при средних и низких скоростях, включая нулевую скорость. Алгоритм не зависит от сопротивлений статора и ротора. Этот алгоритм может сочетаться с упомянутыми выше наблюдателями. Синтезирован наблюдатель, оценивающий скорость и ускорение ротора, включая их нулевые значения. Входной информацией для наблюдателя служит потокосцепление ротора. Полученная информация позволяет вычислить скольжение.

Разработан метод, позволяющий осуществлять такие операции как различной степени фильтрация, дифференцирование и интегрирование многофазных зашумленных сигналов с неизвестной частотой и смещениями нулей входных сигналов. Этот метод можно распространить и на другие математические операции. Поскольку метод не содержит собственно дифференцирования и чистого интегрирования, а базируется на асимптотически устойчивых фильтрах первого или второго порядка, то он обладает хорошей помехозащищенностью по отношению к высокочастотным шумам, не приводит при интегрировании к неограниченному возрастанию ошибок за счет возможных постоянных смещений во входных сигналах. Метод обладает малым объемом вычислений. В качестве примеров рассмотрены фильтры, предназначенные для оценки векторов потокоцеплений ротора и статора и их скоростей вращения по ЭДС. Компьютерное моделирование подтвердило ожидаемые динамические характеристики разработанных фильтров и наблюдателей.

Список литературы 6

1. Шмидт Дж. Линейные и нелинейные методы фильтрации. Фильтрация и стохастическое управление в динамических системах / Шмидт Дж.; под ред. К. Т. Леондеса. – М.: Мир, 1980. – С. 49–73.
2. Грюнвальд А. Дж. Использование интегралов переходной матрицы состояния для эффективного вычисления переходных процессов / Грюнвальд А. Дж. – Аэрокосмическая техника. – 1985. – Т. 3, No. 3. – С. 123–126.
3. Потапенко Е. М. Оценка векторов потокоцеплений и их скоростей в двигателях переменного тока / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко. – Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електро-

привода. Теорія і практика». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2003. – № 10, т. 1. – С. 105–107.

4. Hu Jun. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range / Jun Hu and Bin Wu. – IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – V. 13, № 5. – P. 969–977.

5. Ohtani T. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder / Ohtani T., Tacada N. and Tanaka K. – IEEE Trans. Indust. Applic. – 1992. – V. 28, № 1. – P. 157–164.

6. Holtz J. Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives / Holtz J. – IEEE PCC–Yokohama. – 1993. – P. 415–420.

7. Перельмутер В. М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. / Перельмутер В. М. – Харьков.: Основа, 2004. – 210 с.

8. Потапенко Е. Е. Оценка потокоцеплений асинхронных двигателей при наличии погрешностей измерений тока и напряжения / Потапенко Е. Е., Соломаха А. В, Куликов А. А. – Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2003. – № 2. – С. 159–161.

9. Holtz J. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors / J. Holtz, J. Quan. – IEEE Trans. on Industry Application. – 2003. – Vol. 39, № 4. – Pp. 1052–1060.

10. Квакернаак Х. Линейные оптимальные системы управления. / Х. Квакернаак, Р. Сиван. – М.: Мир, 1977. – 650 с.

11. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Кузовков Н. Т. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.

12. Friedland B. Treatment of Bias in Recursive Filtering / Friedland B. – IEEE Trans. on Automatic Control. – 1969. – Vol. Ac.-14, № 4. – Pp. 359–367.

13. Потапенко Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями / Потапенко Е. М. – Проблемы управления и информатики. – 1995. № 2. – С. 36–43.

14. Потапенко Е. М. Простая система векторного управления асинхронными двигателями с клеммными измерениями / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, Соломаха А. В. – Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2005. – № 45. – С. 134–136.

15. Потапенко Е. М. Определение скорости ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя Луэнбергера / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха. – Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2005. – № 3. – С. 67–69.

16. Ritter C. M. An Alternative Sensorless Field Orientation Method / C. M. Ritter, J. L. Silvino. – IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1999. – v.14, N4. – Pp.1335–1340.

17. Speed Observer System for Advanced Sensorless Control of Induction Motor / H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, and H. A. Toliyat – IEEE Trans. on Energy Conversion. – 2003. – V. 18, No. 2. – Pp. 219–224.

18. Потапенко Е. М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя / Е.М Потапенко, Е.Е. Потапенко, А. В Соломаха. – Матеріали 12-ої міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика–2005», 30 травня–3 червня 2005 р. Т. другий. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2005. – С. 123–124.

19. Потапенко Е. М. Синтез инвариантных и адаптивных к изменению сопротивления статора алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко. – Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 2. – С. 16–29.

20. Асимптотическое выполнение математических операций на многофазных сигналах / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова, Е. В. Душинова, В. И. Левыкина. – Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2007. – № 2. – С. 129–122.

Раздел 7

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Векторное управление с использованием только клеммных датчиков дает положительные результаты при полностью известных параметрах электропривода. Фактически же все параметры являются неизвестными. Наибольшей неопределенностью в асинхронном электроприводе обладают следующие параметры:

1. Сопротивления статора и ротора двигателя, а также сопротивления соединяющих электрических цепей привода.

2. Погрешности преобразователя частоты, состоящие из погрешностей напряжения в цепи постоянного тока, задержек при открытии и закрытии транзисторов, мертвого времени, сопротивления транзисторов автономного инвертора напряжения.

3. Погрешности датчиков тока и напряжения.

4. Нагрузка.

5. Приведенный момент инерции двигателя.

Вопрос идентификации погрешностей датчиков решен в подразделах 5.5–5.7, 6.3 и в пункте 8.1.2. В подразделе 4.1 синтезированы алгоритмы управления, робастные ко всем видам неопределенности, имеющим место при формировании электромагнитного момента, а также робастные к неточности знания приведенного момента инерции и нагруз-

ке. Несмотря на то, что разработаны алгоритмы управления, робастные к неопределенности момента инерции, для технологического процесса часто нужно знать величину момента инерции.

Наибольшей неопределенностью среди электромагнитных параметров обладают изменяющиеся вследствие изменения температуры АД сопротивления ротора (R_r) и статора (R_s). Задача значительно усложняется, когда скорость ротора АД (ω) не измеряется, а измеряются лишь клеммные токи и напряжения. Тем не менее, для этого случая предложено несколько методов [1–9]. В работах [1, 7, 9] оцениваются ω и R_r . В публикациях [2, 5, 6, 9] оцениваются ω и R_s . В работах [3, 4, 8, 9] оцениваются ω , R_s и R_r . Во всех упомянутых алгоритмах, наряду с перечисленными параметрами, оцениваются необходимые для управления векторы потокосцепления ротора (ψ_r) и (или) статора (ψ_s). Рассмотренные в работах [1–9] алгоритмы, в особенности те, которые одновременно оценивают ω , R_s , R_r и ψ , сложны. Это выдвигает повышенные требования к объему памяти и быстродействию вычислителя.

Следует отметить, что среди опубликованных алгоритмов имеются не работоспособные. Примером может служить алгоритм оценки сопротивления R_s , описанный в публикации [7], работоспособность которого была обеспечена авторами данной книги в пункте 7.1.4.

Целью данного раздела является разработка простых алгоритмов идентификации сопротивлений статора и ротора, а также приведенного момента инерции ротора двигателя и внешних воздействий на него.

Упрощения алгоритмов идентификации можно достичь за счет разбиения алгоритма на независимые блоки, или на блоки с односторонними связями.

7.1. Синтез алгоритмов идентификации сопротивления статора [10, 27]

Постановка задачи. Уравнения работы АД в статорном базисе (α, β) в соответствии с пунктом 2.1.1 имеют следующий вид:

$$u = R_s i + sL_s \dot{i} + L_{mr} \dot{\psi}, \quad (7.1.1)$$

$$\dot{\psi} = (n\omega J - \frac{E}{T_r})\psi + \frac{L_m}{T_r} i, \quad (7.1.2)$$

$$m = nL_{mr} i^T J \psi, \quad (7.1.3)$$

где u, i, ψ – векторы напряжения и тока статора и потокосцепления ротора; R_s, R_r, L_s, L_r – сопротивления и индуктивности статора и ротора, L_m – взаимная индуктивность статора и ротора; $L_{mr} = L_m L_r^{-1}$; n – количество пар полюсов; ω – угловая скорость ротора, σ – общий коэффициент рассеивания; m – электромагнитный (управляющий) момент;

$$x = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, S = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r},$$

$$L_{mr} = L_m L_r^{-1}, T_r = L_r R_r^{-1}, \quad (7.1.4)$$

x – какой-либо вектор, заданный своими проекциями на оси базиса (α, β) ; T_r – постоянная времени ротора.

Уравнения электромагнитных процессов в асинхронном двигателе, описываемых в синхронном базисе (d, q) , ось d которого связана с вектором потокосцепления ротора ψ ($\psi = [\psi_d \ 0]^T$), имеют вид (см. пункт 2.1.1)

$$T_r \dot{\psi}_d + \psi_d = L_m i_d, \quad (7.1.5)$$

$$u = sL_s \dot{i} + (R_s + R_r L_r^{-1})i + \omega_0 sL_s J i - L_{mr} (ET_r^{-1} - n\omega J)[\psi_d \ 0]^T, \quad (7.1.6)$$

$$m = nL_{mr}Y_d i_{q.} . \quad (7.1.7)$$

В (6) w_0 – угловая скорость вектора Y в статорном базисе (синхронная скорость).

При дифференцировании вращающегося вектора имеет место выражение

$$\dot{Y} = \frac{Y}{|Y|} \frac{d}{dt} |Y| + w_0 J Y . \quad (7.1.8)$$

Вследствие большой постоянной времени изменения $|Y|$, а тем более при $|Y| = const$, будем полагать

$$\dot{Y} = w_0 J Y . \quad (7.1.9)$$

В приведенных выражениях присутствуют напряжения, токи и их производные, содержащие высокочастотные шумы, обусловленные широтно-импульсной модуляцией в преобразователе частоты. В дальнейшем будем считать, что токи и напряжения пропущены через фильтры, описанные в разделе 5, выделяющие без искажений главные гармоники напряжений и токов, причем, степень фильтрации такова, что выходные сигналы фильтров можно дифференцировать. Кроме того, чтобы обойти проблему шумов в электроприводах, работающих от ПЧ с ШИМ, часто вместо главных гармоник эквивалентных двухфазных напряжений u_a, u_b на выходе ПЧ в алгоритмах управления используют их программные значения u_{ap}, u_{bp} . Структура векторного управления такова, что известны также управляющие сигналы ШИМ u_{dp}, u_{qp} , представленные в синхронном базисе. Таким образом, задача будет решаться в предположении, что векторы u, i известны и дифференцируемы.

Целью подраздела является разработка по уравнениям (1)–(9) сравнительно простых алгоритмов идентификации сопротивления статора R_s .

7.1.1. Идентификация сопротивления статора (Алгоритм 1.1)

С учетом (1) активная мощность АД определяется выражениями

$$P = i^T u = R_s |i|^2 + \frac{1}{2} S L_s \frac{d}{dt} |i|^2 + L_{mr} i^T y \quad (7.1.10)$$

С помощью (3) и (9) преобразуем фрагмент выражения (10) следующим образом:

$$L_{mr} i^T y = L_{mr} i^T w_0 J y = w_0 \frac{m}{n} \quad (7.1.11)$$

Истинные значения m можно заменить расчетными значениями m_0 из (4.1.23) С учетом (11) выражения (10) принимают вид

$$P = i^T u = R_s |i|^2 + \frac{1}{2} S L_s \frac{d}{dt} |i|^2 + w_0 \frac{m_0}{n} \quad (7.1.12)$$

Различные методы оценки w_0 были рассмотрены в разделе 6. Наиболее привлекательной является оценка w_0 из подраздела 6.3, т. к. она не зависит от неизвестных параметров. Поскольку все переменные и константы, входящие в (12), кроме R_s , известны, то из (12) формально можно найти R_s . Для сглаживания возможных пульсаций и устранения необходимости дифференцирования модуля тока построим наблюдатель R_s . Будем полагать

$$R_s = R_{s0} + R_{sd}, \quad (7.1.13)$$

где R_{s0}, R_{sd} – номинальное значение сопротивления статора и его отклонение от номинального значения. С учетом этого, уравнению (12) можно придать вид

$$y_s = |i|^2 R_{sd}, \quad (7.1.14)$$

$$y_s := i^T u - R_{s0} |i|^2 - \frac{1}{2} S L_s \frac{d}{dt} |i|^2 - w_0 \frac{m_0}{n}. \quad (7.1.15)$$

Поскольку R_{sd} меняется медленно, то можно полагать

$$\dot{R}_{sd} = 0. \quad (7.1.16)$$

Для оценки R_{sd} по уравнениям (16), (14) построим наблюдатель [11]

$$\dot{\hat{R}}_{sd} = l_s \left(|i|^2 \hat{R}_{sd} - y_s \right), \quad (7.1.17)$$

где \hat{R}_{sd} – оценка R_{sd} , l_s – коэффициент передачи наблюдателя. Подстановка (14) в (17) и последующее вычитание из полученного уравнения (16) дает уравнение ошибки наблюдателя

$$\tilde{R}_{sd} = \hat{R}_{sd} - R_{sd} \quad (7.1.18)$$

в виде

$$\dot{\tilde{R}}_{sd} = l_s |i|^2 \tilde{R}_{sd}. \quad (7.1.19)$$

Умножив левую и правую части в (19) на \tilde{R}_{sd} , получим

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{\tilde{R}}_{sd}^2, \quad \dot{V} = l_s |i|^2 \tilde{R}_{sd}^2,$$

где V можно рассматривать как функцию Ляпунова. Тогда с помощью теоремы Ляпунова легко доказать, что при $i \neq 0$, $l_s < 0$ нулевое решение уравнения (19) будет асимптотически устойчиво. На практике соотношение $i \neq 0$ выполняется всегда. Скорость убывания ошибки можно задать значением l_s .

После подстановки (15) в (17) и учета (12) получим

$$\begin{aligned} \hat{R}_{sd} = l_s \left\{ [(\hat{R}_{sd} + R_{s0}) |i|^2 + \frac{1}{2} S L_s \frac{d}{dt} |i|^2 + w_0 \frac{m_0}{n}] - i^T u \right\} = \\ = l_s (\hat{P} - P). \end{aligned} \quad (7.1.20)$$

Избавимся от дифференцирования в правой части (20). Для этого введем обозначение

$$z_s = \hat{R}_{sd} - l_s \frac{1}{2} S L_s |i|^2, \quad (7.1.21)$$

откуда

$$\hat{R}_{sd} = z_s + l_s \frac{1}{2} S L_s |i|^2. \quad (7.1.22)$$

С учетом обозначений (21), (22), а также замены $u = u_p$ уравнение (20) примет вид

$$\hat{R}_s = l_s \left[|i|^2 \left(z_s + l_s \frac{1}{2} S L_s |i|^2 \right) - i^T u_p + R_{s0} |i|^2 + w_0 \frac{m_0}{n} \right]. \quad (7.1.23)$$

Сопротивление статора оценивается по зависимости

$$\hat{R}_s = R_{s0} + \hat{R}_{sd}. \quad (7.1.24)$$

Для получения m_0 , помимо выражения m_0 из (4.1.23), можно воспользоваться также выражением (4.1.6), в котором истинные токи заменены программными токами

$$m_0 = n L_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_{dp} i_{qp}. \quad (7.1.25)$$

Моделирование показывает, что замена в (25) i_{dp}, i_{qp} соответственно на i_d^*, i_q^* где $i_d^* = (i_{dp} + \hat{i}_d)/2$, $i_q^* = (i_{qp} + \hat{i}_q)/2$ повышает точность оценки сопротивления статора. Как уже было сказано, предпочтительно использовать оценку w_0 из подраздела 6.3.

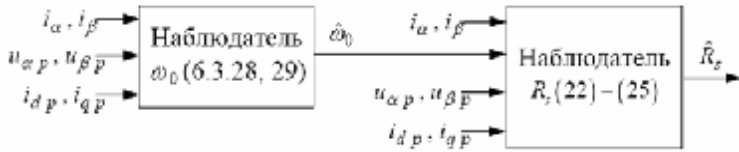


Рисунок 7.1.1

Блок-схема алгоритма представлена на рис. 7.1.1. Следует отметить, что входными сигналами алгоритма являются и известные переменные.

7.1.2. Оценка сопротивления и потокосцепления статора (Алгоритм 1.2)

Воспользуемся уравнением (1)

$$\mathbf{y} = L_{rm}(u - R_s i - s L_s \mathbf{i}). \quad (7.1.26)$$

Примем обозначение

$$L_{rm} \mathbf{y}_s = \mathbf{y} + s L_s L_{rm} i, \quad (7.1.27)$$

где \mathbf{y}_s – потокосцепление статора, с учетом которого уравнение (26) примет вид

$$\mathbf{y}_s = u - R_s i. \quad (7.1.28)$$

Умножим уравнение (28) слева на \mathbf{y}_s^T . Тогда получим

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} |\mathbf{y}_s|^2 = \mathbf{y}_s^T (u - R_s i). \quad (7.1.29)$$

Из уравнения (29)

$$R_s = \left(\frac{1}{2} \frac{d}{dt} |\mathbf{y}_s|^2 - \mathbf{y}_s^T u \right) \cdot (\mathbf{y}_s^T i)^{-1}. \quad (7.1.30)$$

У выражения (30) два недостатка: 1) наличие дифференцирования $|\mathbf{y}_s|^2$, 2) возникновение сингулярности при $\mathbf{y}_s^T \mathbf{i} = 0$. Устраним эти недостатки следующим образом.

Будем полагать, как и ранее в (13),

$$\mathbf{R}_s = \mathbf{R}_{s0} + \mathbf{R}_{sd}. \quad (7.1.31)$$

С учетом этого, уравнению (29) можно придать вид

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{y}_s^T \mathbf{i} \mathbf{R}_{sd}, \quad (7.1.32)$$

где, с другой стороны,

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{y}_s^T (u - \mathbf{R}_{s0} \mathbf{i}) - \frac{1}{2} \frac{d}{dt} |\mathbf{y}_s|^2. \quad (7.1.33)$$

Поскольку \mathbf{R}_{sd} меняется медленно, то будем полагать

$$\dot{\mathbf{R}}_{sd} = 0. \quad (7.1.34)$$

Для оценки \mathbf{R}_{sd} по выражениям (34), (32) построим наблюдатель [11] в виде

$$\dot{\hat{\mathbf{R}}}_{sd} = l_s (\mathbf{y}_s^T \hat{\mathbf{R}}_{sd} - \mathbf{y}_s). \quad (7.1.35)$$

Подстановка \mathbf{y}_s из (32) в (35) и вычитание из полученного уравнения (34) дает уравнение ошибки оценивания в виде

$$\dot{\tilde{\mathbf{R}}}_{sd} = l_s \mathbf{y}_s^T \tilde{\mathbf{R}}_{sd}, \quad (7.1.36)$$

где ошибка

$$\tilde{\mathbf{R}}_{sd} = \hat{\mathbf{R}}_{sd} - \mathbf{R}_{sd}. \quad (7.1.37)$$

Пусть

$$l_s = \bar{l}_s \text{sign}(\mathbf{y}_s^T \mathbf{i}). \quad (7.1.38)$$

Подстановка l_s из (38) в (36) с последующим умножением полученного на $\tilde{\mathbf{R}}_{sd}$ дает уравнение

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \tilde{R}_{sd}^2 = \bar{l}_s |y_s^T i| \tilde{R}_{sd}^2. \quad (7.1.39)$$

На основании (39) можно сделать заключение, что при выполнении условий $y_s^T i \neq 0$ и $\bar{l}_s < 0$ ошибка будет уменьшаться. В соответствии с (36), (38) скорость уменьшения ошибки пропорциональна $|\bar{l}_s|$.

Подставим (33) в (35). Получим

$$\dot{\hat{R}}_{sd} = l_s \left[y_s^T i \hat{R}_{sd} + \frac{1}{2} \frac{d}{dt} |y_s|^2 - y_s^T (u - R_{s0} i) \right]. \quad (7.1.40)$$

Для устранения необходимости дифференцирования в (40) введем обозначение

$$z_s = \hat{R}_{sd} - \frac{l_s}{2} |y_s|^2, \quad (7.1.41)$$

откуда

$$\hat{R}_{sd} = z_s + \frac{l_s}{2} |y_s|^2. \quad (7.1.42)$$

Подстановка (42) в (40) дает

$$\dot{\hat{R}}_s = l_s \left[\hat{y}_s^T i \left(z_s + \frac{l_s}{2} |\hat{y}_s|^2 \right) - \hat{y}_s^T (u - R_{s0} i) \right]. \quad (7.1.43)$$

В (43) неизвестное истинное значение ψ_s заменено на его оценку \hat{y}_s . В соответствии с (42), (38), (27), где вместо ψ и ψ_s стоят их оценки \hat{y} и \hat{y}_s ,

$$\hat{R}_{sd} = z_s + \frac{l_s}{2} |\hat{y}_s|^2, \quad \hat{R}_s = R_{s0} + \hat{R}_{sd}, \quad (7.1.44)$$

$$l_s = \bar{l}_s \text{sign} \hat{y}_s^T i, \quad (7.1.45)$$

$$\hat{y}_s = L_{mk} \hat{y} + s L_s i. \quad (7.1.46)$$

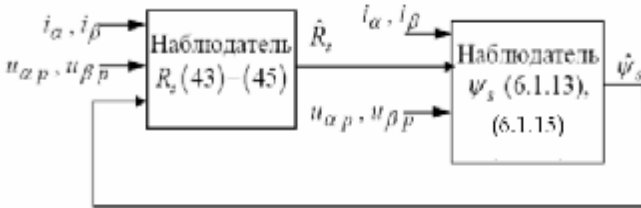


Рисунок 7.1.2

Система (43)–(46) не содержит дифференцирования и сингулярности. В эту систему входят оценки \hat{y} и \hat{y}_s , получаемые по какому-либо из алгоритмов разделов 4 и 6. Эти алгоритмы, в свою очередь, зависят от сопротивления R_s , которое меняется на его оценку \hat{R}_s . Таким образом, оценка R_s , y и y_s представляет собой замкнутую систему. Блок-схема этого идентификатора представлена на рис. 7.1.2.

7.1.3. Оценка сопротивления статора и потокосцепления ротора (Алгоритм 1.3)

На рис. 7.1.3 представлена доработанная блок-схема оценки R_s и ψ , описанная в работе [7].

Доработка заключается во введении цепи с сигналом $\text{sign } \hat{w}_0$, без которого схема не работоспособна. В этой схеме оценка сопротивления статора осуществляется по зависимости

$$R_s = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) i^T J (y_p - \hat{y}) \text{sign } \hat{w}_0, \quad (7.1.47)$$

где k_p , k_i – коэффициенты ПИ-регулятора, p – оператор Лапласа, y_p – программное значение вектора потокосцепления ротора.

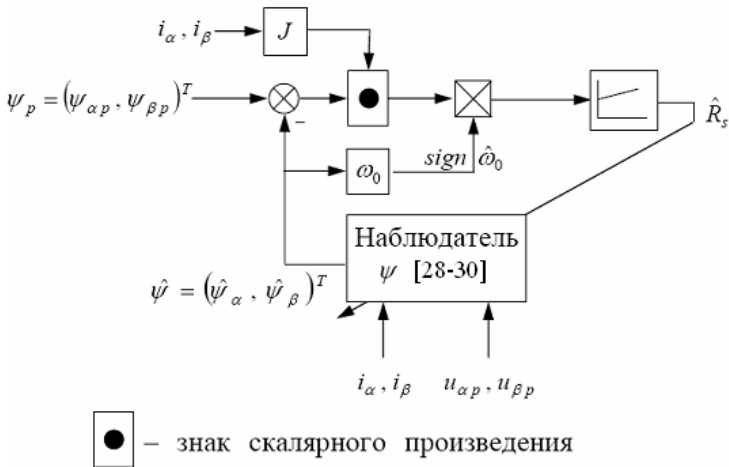


Рисунок 7.1.3

7.1.4. Результаты моделирования

Для проверки работоспособности синтезированных алгоритмов было проведено цифровое моделирование динамики управляемого АД. При моделировании рассматривался АД А2-81-4, параметры которого и преобразователя частоты указаны в приложении А. В алгоритмы были введены ограничения тока и напряжения, а также осуществлено моделирование эффектов ШИМ и бросков напряжения в сети питания. Алгоритмы представлены в дискретном виде с тактом счета 100 мкс. Для обеспечения возможности оценки сопротивления ротора в намагничивающую составляющую тока статора инжектировалась синусоидальная составляющая с амплитудой 3А и угловой частотой 5 с^{-1} .

На рис. 7.1.4, 7.1.5 показаны процессы управления только по клеммным измерениям токов и измерению напряжения в цепи постоянного тока ПЧ (без использования датчиков скорости и потокоцепления). Синхронная скорость определялась по зависимостям (6.3.28), (6.3.29). На рис. 7.1.4

показано изменение скорости ротора (w) на участках намагничивания магнитной цепи ($0 \leq t \leq 0.3$ с), разгона, приложения нагрузки (при $t = 1.2$ с), сброса нагрузки (при $t = 1.7$ с), реверса, ступенчатого провала напряжения питающей сети на 30 % ($t = 3.2$ с), восстановления нормального напряжения ($t = 4.2$). На рис. 7.1.4 также показано изменение одной составляющей тока статора при оговоренной последовательности операций. На рис. 7.1.5 показан процесс стабилизации нулевой скорости при подаче и снятии нагрузки. Рис. 7.1.4, 7.1.5 свидетельствуют о хорошем качестве управления и широком диапазоне регулирования скорости при инвариантности управления по отношению к сопротивлению статора.

Для иллюстрации работоспособности трех рассмотренных алгоритмов оценки R_s с измерением только токов статора восстанавливался весь вектор состояния АД и одновременно идентифицировалось активное сопротивление статора. При этом процесс оценки сопротивления начинался сразу после включения АД. На рис. 7.1.6 сопоставлены результаты оценки w , $|y|$, w_0 , w_{sl} с их истинными значениями в процессе разгона, нагрузки АД с последующей стабилизацией скорости ротора $10 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$ совместно с оценкой R_s . Как видно из рисунка 6, процесс оценки заметно ухудшает качество управления. Кроме того, оценки координат имеют заметные погрешности. Влияние инжекции видно в кривых $|y|$, w_0 , w_{sl} . Моментная составляющая тока статора выбрана исходя из отсутствия пульсаций электромагнитного момента и скорости ротора. На рис. 7.1.7 и 7.1.8 представлены процессы оценки R_s с помощью трех алгоритмов в предположении, что первоначальная информация о R_s в 2 раза больше (рис. 7.1.7) и в 2 раза меньше (рис. 7.1.8) истинного значения R_s соответ-

венно. Причем процесс оценки сопротивления начинался сразу после включения АД. Такие условия представляются наихудшими из возможных и в известных публикациях не рассматривались. В процессе управления двигателем использовался доработанный алгоритм оценки R_s по Akatsu-Kawamura [7], а алгоритмы оценки, синтезированные авторами, работали в индикаторном режиме. Все 3 алгоритма в установившемся режиме дают практически совпадающие результаты. Положительно отличается алгоритм 1.1 оценки R_s , предложенный авторами, который обладает большим быстродействием в установившемся режиме и, что особенно важно, идентифицирует R_s в режиме намагничивания АД. Оценка R_s осуществляется за первые 0,1 с. Несмотря на то, что осуществлялась инжекция периодической составляющей в намагничивающий ток статора, в оценках R_s влияние инжекции малозаметно. Это объясняется тем, что из оценок, полученных непосредственно из наблюдателей, с помощью фильтра из подраздела 5.7 устранялась периодическая составляющая, обусловленная инжекцией.

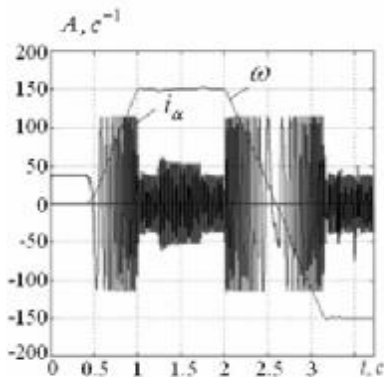


Рисунок 7.1.4

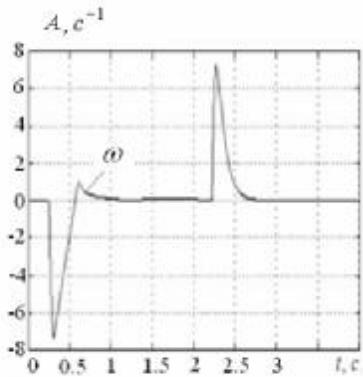


Рисунок 7.1.5

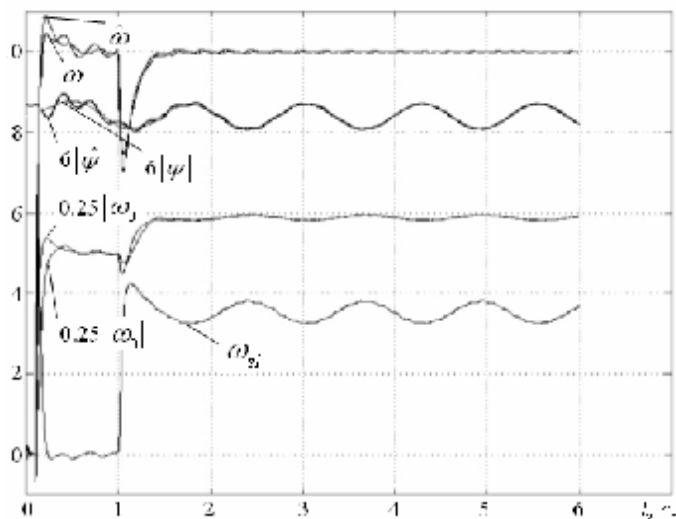


Рисунок 7.1.6

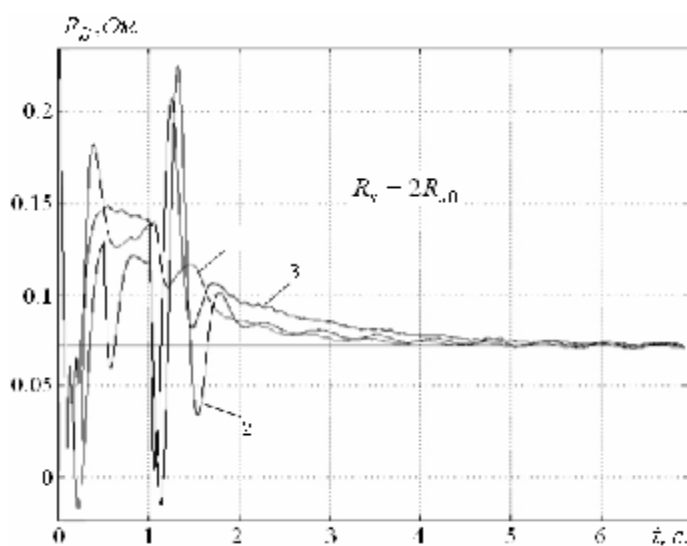


Рисунок 7.1.7

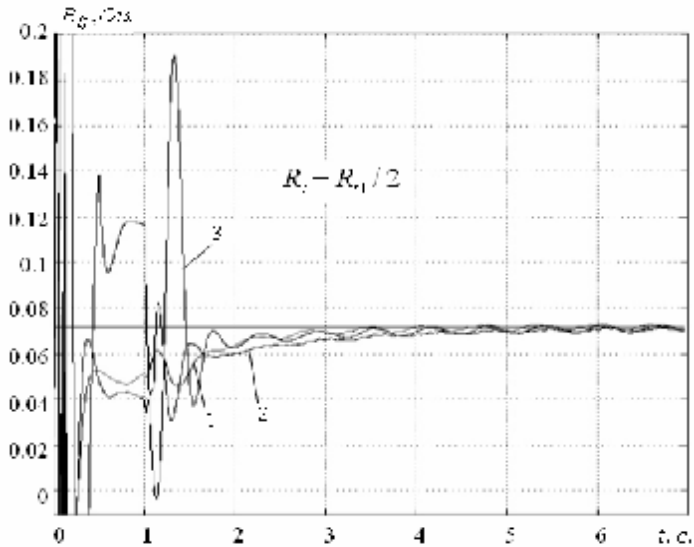


Рисунок 7.1.8

Выводы. Моделирование работы АД по алгоритмам подраздела 2.1 при измерении только клеммных токов и напряжения в цепи постоянного тока преобразователя частоты (без датчика скорости) дало следующие результаты.

1. Система обладает астатизмом по отношению к нагрузке АД и изменениям напряжения питающей сети.

2. Постоянная скорость, в том числе и нулевая, как при наличии постоянной нагрузки, так и без нее, поддерживается с точностью $0,8 \cdot 10^{-3} \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$. Если допустить погрешность минимальной скорости 20 %, то диапазон регулирования скорости составит 1:40000.

3. Оценки скоростей ротора и его вектора потокоцепления не зависят от сопротивления статора, вследствие чего и сама система управления, построенная на этих оценках, является инвариантной по отношению к сопротивлению статора.

4. При синтезе алгоритма оценки синхронной скорости предполагалось, что модуль вектора потокосцепления ротора постоянен. В то же время, для оценки сопротивления ротора в контур намагничивания инжектируют синусоидальную составляющую тока, вследствие чего в оценке синхронной скорости появляется синусоидальная составляющая той же частоты. Устранить эту составляющую можно с помощью дополнительного наблюдателя из подраздела 5.7.

Синтез и анализ методов оценки сопротивления статора дали следующие результаты.

1. Исследованы 3 алгоритма оценки сопротивления статора. Алгоритмы 1.1 и 1.2 синтезированы авторами данной статьи, а алгоритм работы [7] модифицирован, т. к. в опубликованном виде он не работоспособен.

2. Все алгоритмы оценки сопротивления статора, в том числе и рассмотренные в данной статье, работоспособны только в нижней половине диапазона регулирования скорости. К счастью, влияние сопротивления статора на динамику АД в верхней половине диапазона регулирования скорости незначительно.

3. В установившемся режиме все 3 алгоритма имеют одинаковую точность и небольшие колебания оценок, обусловленные инжекцией в намагничивающую составляющую статорного тока синусоидальной составляющей, предназначенной для обеспечения оценки сопротивления ротора.

4. В отличие от алгоритмов 1.2 и 1.3, алгоритм 1.1 работоспособен в режиме намагничивания, в котором длительность оценки сопротивления статора не превышает 0.1с .

5. В начале пуска имеет место хаотический процесс оценки R_s . Это объясняется одновременным протеканием процессов управления и оценки сопротивления R_s .

Качественная оценка сопротивления статора позволяет избавиться от необходимости измерения выходных напря-

жений ПЧ, а использовать вместо них управляющие сигналы блока ШИМ. В этом случае разработанные алгоритмы будут оценивать не активное сопротивление статора, а сумму этого сопротивления с сопротивлением кабеля и эквивалентным сопротивлением блока ШИМ, включающим в себя сопротивления транзисторов и фиктивные сопротивления, учитывающие влияние запаздывания при открытии и закрытии транзисторов ШИМ, и «мертвое» время в нем. Кроме того, в идентифицированном сопротивлении будут учитываться изменение напряжения питающей сети и эффект вытеснения тока. Этот факт обеспечивает робастность системы по отношению к перечисленным эффектам.

7.2. Идентификация сопротивления (постоянной времени) ротора [16, 27]

7.2.1. Оценка скорости и постоянной времени ротора с помощью адаптивного наблюдателя [12] (Алгоритм 2.1)

Состояние проблемы идентификации сопротивления ротора или связанной с ним постоянной времени ротора было проанализировано в начале данного раздела.

В этом пункте рассматривается двухфазная модель асинхронного двигателя. Вектор потокосцепления ротора, заданный проекциями y_a, y_b на статорный базис (a, b) описывается «токовым» уравнением (2.22)

$$\mathbf{y} = (w_* J - a E) \mathbf{y} + L_m a \mathbf{i}, \quad (7.2.1)$$

где $w_* = nW$, n – количество пар полюсов; W – не измеряемая угловая скорость ротора; \mathbf{i} – вектор тока статора, заданный проекциями i_a, i_b ; L_m – взаимная индуктивность ротора и статора,

$$y = \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$a = T_r^{-1} = \frac{R_r}{L_r}. \quad (7.2.2)$$

Здесь L_r – индуктивность ротора, T_r – постоянная времени ротора. Полагая, что известны оценки $\hat{w}_* = n\hat{w}$ и \hat{a} , по уравнению (1) и измерению y построим наблюдатель Луэнбергера [11]

$$\dot{\hat{y}} = (\hat{w}_* \cdot J - \hat{a} E) \hat{y} + L_m \hat{a} i + L(\hat{y} - y). \quad (7.2.3)$$

В (3) L – матрица коэффициентов наблюдателя, знаком «^» обозначены оценки соответствующих переменных. Погрешности оценок будем обозначать символом «~». Примем, что

$$w_* = \hat{w}_* - \tilde{w}_*, \quad y = \hat{y} - \tilde{y}, \quad a = \hat{a} - \tilde{a}. \quad (7.2.4)$$

Уравнение ошибок наблюдателя можно получить путем подстановки (4) в (1), с последующим вычитанием полученного из уравнения (3)

$$\dot{\tilde{y}} = (\hat{w}_* J - \hat{a} E + L) \tilde{y} + \tilde{w}_* J y - \tilde{a} (y - L_m i). \quad (7.2.5)$$

Для синтеза адаптированного наблюдателя, оценивающего w_* , T_r и уточняющего y , используем функцию Ляпунова

$$V = \tilde{y}^T \tilde{y} + \frac{(\hat{w}_* - w_*)^2}{I_w} + \frac{(\hat{a} - a)^2}{I_a}. \quad (7.2.6)$$

Полная производная по времени функции V , полученная в силу уравнений (5) с предположением, что $w_* = const$, $a = const$, имеет вид

$$\begin{aligned} \mathcal{V} = & \mathcal{Y}^T [(\hat{W}_* J - \hat{a} E + L)^T + (\hat{W}_* J - \hat{a} E + L)] \mathcal{Y} + \mathcal{W}_* (\mathcal{Y}^T J^T \mathcal{Y} + \mathcal{Y}^T J \mathcal{Y}) - \\ & - \tilde{a} [(\mathcal{Y} - L_m i)^T \tilde{\mathcal{Y}} + \tilde{\mathcal{Y}}^T (\mathcal{Y} - L_m i)] + \frac{2\tilde{W}_* \mathcal{W}_*}{I_w} + \frac{2\tilde{a} \cdot \mathcal{A}}{I_a}. \end{aligned} \quad (7.2.7)$$

С учетом (2) выражение (7) можно переписывать в виде

$$\begin{aligned} \mathcal{V} = & \tilde{\mathcal{Y}}^T [(\hat{W}_* J - \hat{a} E + L)^T + (\hat{W}_* J - \hat{a} E + L)] \tilde{\mathcal{Y}} + 2\tilde{W}_* \tilde{\mathcal{Y}}^T J \mathcal{Y} - \\ & - 2\tilde{a} (\mathcal{Y} - L_m i)^T \tilde{\mathcal{Y}} + \frac{2\tilde{W}_* \mathcal{W}_*}{I_w} + \frac{2\tilde{a} \cdot \mathcal{A}}{I_a}. \end{aligned} \quad (7.2.8)$$

Поскольку \mathcal{W}_* и \mathcal{A} до сих пор не оговаривались, для упрощения выражения (8) примем

$$\mathcal{W}_* = -I_w \mathcal{Y}^T J \mathcal{Y}, \quad \mathcal{A} = I_a (\mathcal{Y} - L_m i)^T \mathcal{Y} = I_a L_r i_r^T \mathcal{Y}, \quad (7.2.9)$$

где i_r – вектор тока ротора. В этом случае (8) принимает вид

$$\begin{aligned} \mathcal{V} = & \tilde{\mathcal{Y}}^T [(\hat{W}_* J - \hat{a} E + L)^T + (\hat{W}_* J - \hat{a} E + L)] \tilde{\mathcal{Y}} = \\ & = \tilde{\mathcal{Y}}^T (L + L^T - 2\hat{a} E) \tilde{\mathcal{Y}}. \end{aligned} \quad (7.2.10)$$

При $I_w > 0$, $I_a > 0$ функция (6) является определенно положительной, ее производная (10) при правильном выборе L может быть сделана знакоотрицательной, причем, $\mathcal{V} \equiv 0$ при $\mathcal{Y} \equiv 0$. При $\mathcal{Y} \equiv 0$ из (5) следует

$$\mathcal{W}_* J \mathcal{Y} - \mathcal{A} (\mathcal{Y} - L_m i) \equiv 0. \quad (7.2.11)$$

Это тождество в скалярном виде выглядит так:

$$\mathcal{W}_* \mathcal{Y}_b + \mathcal{A} (\mathcal{Y}_a - L_m i_a) \equiv 0,$$

$$\mathcal{W}_* \mathcal{Y}_a - \mathcal{A} (\mathcal{Y}_b - L_m i_b) \equiv 0. \quad (7.2.12)$$

Система (12) имеет решение $\dot{y} \equiv 0, \dot{y}_b \equiv 0$ тогда и только тогда, когда определитель системы (12)

$$\begin{aligned} D &= y_a^2 + y_b^2 - L_m(y_b i_b + y_a i_a) = \\ &= |y|^2 - L_m y^T i = L_r i_r^T y \neq 0. \end{aligned} \quad (7.2.13)$$

(При получении (13) были использованы зависимости (2.8) раздела 2. Это же условие можно получить непосредственно по тождеству (11) путем его умножения сначала слева на y^T , а затем слева же на $(y - L_m i)^T J$).

Таким образом, при выполнении условий (13), $I_w > 0$, $I_a > 0$ и знакоотрицательности функции (10) на основании теоремы Барбашина-Красовского можно заключить, что решение уравнения (5) $\dot{y} \equiv 0, \dot{y}_b \equiv 0$ является асимптотически устойчивым, т. е. ошибка наблюдателя (3) асимптотически стремится к нулю. Так как при получении уравнения (5) и при доказательстве устойчивости его нулевого решения никакие ограничения не накладывались и $\lim V = \infty$ при $y \rightarrow \infty, \dot{y} \rightarrow \infty$, то можно заключить, что решение $\dot{y} \equiv 0, \dot{y}_b \equiv 0$ является глобально асимптотически устойчивым. Неравенство в (13) означает следующее. Наблюдатель не работоспособен в режиме холостого хода (где $i_r = 0$) и в установившемся режиме (где векторы $\bar{i}_r \perp y_r$). Поскольку в установившемся режиме $i_r^T y \equiv 0$, то наблюдатель (3) работоспособен только в переходных процессах.

Выберем матрицу L , обеспечивающую заданный переходный процесс для уравнения (5) вне зависимости от скорости и оценки постоянной времени ротора, в виде

$$L = -\hat{w}_* J + \hat{a} E + lE, \quad (7.2.14)$$

где l – коэффициент, характеризующий быстродействие наблюдателя. При выборе элементов матрицы L в соответствии с (14) последнее выражение в (10) принимает вид

$$\dot{\mathbf{y}} = 2l\mathbf{y}^T\mathbf{y} = 2l\|\mathbf{y}\|^2, \quad (7.2.15)$$

откуда видно, что скорость изменения функции Ляпунова не зависит от скорости ротора. Таким образом, асимптотическая устойчивость будет иметь место при $l < 0$ и выполнении условия (13). Из асимптотической устойчивости нулевого решения уравнения (5) следует $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{y} = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\mathbf{y}} = 0$,

$\dot{\mathbf{a}} = 0$, откуда можно заключить, что решение системы (3), (9) дает $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{y}$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{w}}_* = \mathbf{w}_*$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{a}} = \mathbf{a}$, т. е. получаются

оценки скорости \mathbf{w}_* , постоянной времени $T_r = \mathbf{a}^{-1}$ и уточнение проекций вектора \mathbf{y} .

Для устранения проблем чистого интегрирования вместо (9) примем

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}_* &= k_{pw}\mathbf{y}^T J\mathbf{y} + k_{iw} \int_0^t \mathbf{y}^T J\mathbf{y} dt, \\ \hat{\mathbf{a}} &= k_{pa}(\mathbf{y} - L_m i)^T \mathbf{y} + k_{ia} \int_0^t (\mathbf{y} - L_m i)^T \mathbf{y} dt, \end{aligned}$$

или в проекциях векторов

$$\hat{\mathbf{w}}_* = k_{pw}(\mathbf{y}_a \mathbf{y}_b - \mathbf{y}_b \mathbf{y}_a) + k_{iw} \int_0^t (\mathbf{y}_a \mathbf{y}_b - \mathbf{y}_b \mathbf{y}_a) dt, \quad (7.2.16)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{a}} &= k_{pa}[(\mathbf{y}_a - L_m i_a) \mathbf{y}_a + (\mathbf{y}_b - L_m i_b) \mathbf{y}_b] + \\ &+ k_{ia} \int_0^t [(\mathbf{y}_a - L_m i_a) \mathbf{y}_a + (\mathbf{y}_b - L_m i_b) \mathbf{y}_b] dt. \end{aligned} \quad (7.2.17)$$

Уравнению (3), с учетом выражения (14) соответствует система скалярных уравнений

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{y}}_a^* &= l\hat{\mathbf{y}}_a + L_m\hat{\mathbf{a}}i_a - (\hat{\mathbf{a}} + l)\mathbf{y}_a - \hat{\mathbf{w}}_*\mathbf{y}_b, \\ \dot{\mathbf{y}}_b^* &= l\hat{\mathbf{y}}_b + L_m\hat{\mathbf{a}}i_b - (\hat{\mathbf{a}} + l)\mathbf{y}_b + \hat{\mathbf{w}}_*\mathbf{y}_a.\end{aligned}\quad (7.2.18)$$

Система (16)–(18) позволяет оценить \mathbf{w}_* , \mathbf{a} и улучшить оценку проекций вектора потокосцепления. Для обеспечения работы адаптированного наблюдателя необходимо знать $i_a, i_b, \mathbf{y}_a, \mathbf{y}_b$. В отличие от наблюдателей работ [12–15], при выборе коэффициентов предлагаемого наблюдателя в соответствии с (14) его быстродействие не зависит от скорости ротора.

Результаты моделирования показывают, что точность идентификации постоянной времени ротора в установившемся режиме удовлетворительна. В переходных процессах точность идентификации нарушается. Это связано с тем, что при синтезе наблюдателя скорость ротора считалась постоянной.

7.2.2. Оценка скорости и постоянной времени ротора с помощью модифицированного адаптивного наблюдателя [17] (Алгоритм 2.2)

В работах [4, 12–15] по известному вектору тока статора i синтезируются адаптивные наблюдатели, оценивающие \mathbf{w} , R_r . В этих работах сделано не совсем корректное предположение, что $\mathbf{w} = \text{const}$. Вследствие этого в переходных процессах происходит сбой в оценке скорости и постоянной времени ротора.

Цель данного пункта – оценка \mathbf{w} и R_r по известным переменным \mathbf{u} и i в статорном базисе без какого-либо ограничения, накладываемого на характер изменения \mathbf{w} , а также увеличение быстродействия идентификатора \mathbf{w} и R_r .

Постановка задачи. Как и в пункте 7.2.1, рассматривается «токовое» уравнение (2.22) раздела 2

$$\mathbf{y}\dot{\mathbf{a}} = (nwJ - aE)\mathbf{y} + L_m a \dot{\mathbf{i}}, \quad (7.2.19)$$

где n – количество пар полюсов; w – не измеряемая угловая скорость ротора; $\dot{\mathbf{i}}$ – измеряемый вектор тока статора; L_m – взаимная индуктивность ротора и статора;

$$E = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad J = \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}, \quad a = T_r^{-1},$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}. \quad (7.2.20)$$

Здесь L_r, R_r, T_r – индуктивность, сопротивление и постоянная времени ротора. Вектор \mathbf{y} считается известным. Искомые неизвестные – w и a .

Умножив слева уравнение (19) на $\mathbf{y}^T J$, получим

$$\mathbf{y}^T J \mathbf{y}\dot{\mathbf{a}} = -nw|\mathbf{y}|^2 + L_m a \mathbf{y}^T J \dot{\mathbf{i}},$$

откуда

$$\frac{\mathbf{y}^T J \mathbf{y}\dot{\mathbf{a}}}{|\mathbf{y}|^2} = -nw + L_m a \frac{\mathbf{y}^T J \dot{\mathbf{i}}}{|\mathbf{y}|^2}. \quad (7.2.21)$$

Известно, что

$$\frac{\mathbf{y}^T J \mathbf{y}\dot{\mathbf{a}}}{|\mathbf{y}|^2} = -w_0, \quad L_m a \frac{\mathbf{y}^T J \dot{\mathbf{i}}}{|\mathbf{y}|^2} := -qa = -w_{sl}, \quad (7.2.22)$$

где w_0 – синхронная скорость (скорость вектора потокоцепления \mathbf{y} в статорном базисе), w_{sl} – скорость скольжения.

На основании (21) и (22) записывается известное соотношение

$$w_0 = n w + w_{sl}. \quad (7.2.23)$$

Ставится следующая задача. На основании математического описания работы двигателя (19)–(23) по информации о токах статора и потокосцеплении ротора необходимо идентифицировать сопротивление и скорость ротора.

Синтез алгоритма. Будем полагать, что векторы y и i известны. По этой информации и зависимостям (22) можно вычислить w_0 и q . Подстановка nw из (23) в (19) дает

$$\dot{y} = (w_0 J - (qJ + E)a)y + L_m a i. \quad (7.2.24)$$

Из (20) следует $a = R_r L_r^{-1} = T_r^{-1}$. Величину L_r можно считать постоянной, а R_r настолько медленно меняющейся из-за изменения температуры ротора, что можно полагать $\dot{a} = 0$.

Итак, предполагается, что y , i , w_0 , q – известны. Ставится задача по этим данным и уравнениям (24) и $\dot{a} = 0$ уточнить y и оценить a , а затем по зависимостям (22), (23) вычислить w_{sl} и w .

По уравнению (24) с измерением y в соответствии с [11] строим наблюдатель в виде

$$\dot{\hat{y}} = (w_0 J - (qJ + E)\hat{a})\hat{y} + L_m \hat{a} i + L(\hat{y} - y), \quad (7.2.25)$$

где L – матрица коэффициентов наблюдателя, знаком « \wedge » здесь и далее обозначены оценки соответствующих переменных. Погрешности оценок будем обозначать символом « \sim ». Примем, что

$$y = \hat{y} - \tilde{y}, \quad a = \hat{a} - \tilde{a}. \quad (7.2.26)$$

Подстановка \mathbf{y} и \mathbf{a} из (26) в (24) дает

$$\dot{\mathbf{y}} - \mathbf{y} = [w_0 J - (qJ + E)(\hat{\mathbf{a}} - \tilde{\mathbf{a}})](\hat{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{y}}) + L_m(\hat{\mathbf{a}} - \tilde{\mathbf{a}})i. \quad (7.2.27)$$

Путем вычитания уравнения (27) из (25) получается уравнение погрешностей оценок наблюдателя

$$\dot{\tilde{\mathbf{y}}} = (w_0 J - (qJ + E)(\hat{\mathbf{a}} - \tilde{\mathbf{a}}) + L)\tilde{\mathbf{y}} - ((qJ + E)\hat{\mathbf{y}} - L_m i)\tilde{\mathbf{a}}. \quad (7.2.28)$$

Для синтеза адаптированного наблюдателя, оценивающего \mathbf{a} и уточняющего \mathbf{y} , используем функцию Ляпунова

$$V = \tilde{\mathbf{y}}^T \tilde{\mathbf{y}} + \frac{(\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a})^2}{I}. \quad (7.2.29)$$

В (29) $I > 0$. Вполне обосновано предположим, что $\mathbf{a} = \text{const}$. Тогда

$$\dot{V} = \dot{\mathbf{y}}^T \mathbf{y} + \mathbf{y}^T \dot{\mathbf{y}} + 2I^{-1}(\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a})\dot{\hat{\mathbf{a}}}. \quad (7.2.30)$$

После подстановки в (30) $\dot{\mathbf{y}}$ из (28) получим

$$\begin{aligned} \dot{V} = \mathbf{y}^T (L^T + L - 2\hat{\mathbf{a}})\mathbf{y} - 2\mathbf{y}^T (qJ + E)\hat{\mathbf{y}} + \\ + 2\hat{\mathbf{a}}L_m i^T \mathbf{y} + 2I^{-1}(\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a})\dot{\hat{\mathbf{a}}}. \end{aligned} \quad (7.2.31)$$

Для формирования нужной структуры функции \dot{V} примем

$$\dot{\hat{\mathbf{a}}} = I[q\tilde{\mathbf{y}}^T J\mathbf{y} + \tilde{\mathbf{y}}^T (\mathbf{y} - L_m i)]. \quad (7.2.32)$$

В этом случае (31) имеет вид

$$\dot{V} = \mathbf{y}^T (L + L^T - 2\hat{\mathbf{a}}E)\mathbf{y}. \quad (7.2.33)$$

При $I > 0$ функция V в (29) является определенно положительной, ее производную (33) при правильном выборе L можно сделать знакоотрицательной, причем, $\dot{V} \equiv 0$ при $\tilde{\mathbf{y}} \equiv 0$.

В работе [12] для исследования устойчивости адаптивного наблюдателя была удачно применена теорема Барбашина-Красовского. Попытаемся применить эту теорему и в данном случае. Покажем, что совокупность точек, где, $\dot{y} \equiv 0$ не составляет целых решений системы (28), (32). При $\dot{y} \equiv 0$ из (28) следует

$$[qJy + (y - L_m i)] \tilde{a} \equiv 0. \quad (7.2.34)$$

С учетом выражения q из (22) тождеству (34) можно придать вид

$$\left(\frac{w_{sl}}{a} J y + y - L_m i \right) \tilde{a} \equiv 0. \quad (7.2.35)$$

Умножив слева выражение (35) на $y^T J$, получим

$$\left(w_{sl} + L_m \frac{y^T J i}{|y|^2} a \right) \tilde{a} \equiv 0. \quad (7.2.36)$$

При получении (36) были использованы следующие свойства кососимметрической матрицы:

$$J^* J = -E, \quad y^T J y \equiv 0.$$

С учетом (22) для тождества (36) можно записать

$$(w_{sl} - w_{sl}) \tilde{a} \equiv 0,$$

откуда не следует, что $\tilde{a} \equiv 0$, то есть теорема Барбашина-Красовского не выполняется. То, что не удалось доказать асимптотическую устойчивость процесса идентификации, еще не означает, что реальный процесс не является асимптотически устойчивым, так как теорема Барбашина-Красовского дает лишь достаточные условия асимптотической устойчивости. Аналитические исследования следует дополнить численным и физическим моделированием.

Для удобства вычислений в уравнении (32) сделаем подстановку $\tilde{y} = \hat{y} - y$. В результате получим

$$\hat{a} = a_0 + I \int_0^t [q\hat{y}^T Jy + (\hat{y} - y)^T (y - L_m i)] dt, \quad (7.2.37)$$

где принято $\hat{a}(0) = a_0$, a_0 – номинальное значение параметра a .

Выберем матрицу L , обеспечивающую заданный переходный процесс для уравнения (28) при любых начальных условиях в виде

$$L = -w_0 J + (qJ + E)\hat{a} + lE, \quad (7.2.38)$$

где l – скалярный коэффициент, характеризующий быстроедействие наблюдателя. С учетом (38) уравнение (25) принимает вид

$$\dot{\hat{y}} = l\hat{y} + L_m \hat{a} i + [w_0 J - (qJ + E)\hat{a} - lE]y. \quad (7.2.39)$$

Синтезированный наблюдатель описывается уравнениями (37), (39). При выборе матрицы L в соответствии с (20) выражение (33) принимает вид

$$\dot{V} = 2l\tilde{y}^T \dot{\tilde{y}} = 2l|\dot{\tilde{y}}|^2. \quad (7.2.40)$$

Если известна величина \hat{a} , то по уравнениям (22), (23) определяются искомые W_{sl} и W .

7.2.3. Адаптивный наблюдатель постоянной времени ротора в синхронном базисе (Алгоритм 2.3)

Уравнение (19) справедливо для любого базиса. Запишем его в синхронном базисе, где

$$y^T = (y_d, 0), \quad y_d = |y|, \quad i^T = (i_d, i_q). \quad (7.2.41)$$

Рассмотрим произведения $y^T \dot{y}$ и $y^T i$. С учетом (41) получим

$$y^T \dot{y} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} |y|^2 = y_d \dot{y}_d, \quad y^T i = y_d i_d. \quad (7.2.42)$$

Умножим уравнение (19) слева на y^T . Принимая во внимание соотношения (42), получим

$$y_d \dot{y}_d = -a y_d^2 + a L_m y_d i_d. \quad (7.2.43)$$

Поскольку $y_d > 0$, уравнение (43) можно привести к виду

$$\dot{y}_d = a(-y_d + L_m i_d). \quad (7.2.44)$$

Будем считать, что известны y и i , по которым вычисляются y_d и i_d . Ставится задача оценить a . Как и ранее, будем полагать $a = \text{const}$. Кроме того,

$$a = a_0 + a_d, \quad (7.2.45)$$

где a_0 – номинальное (паспортное) значение a , a_d – отклонение от номинального значения, причем, $a_0 = \text{const}$, $a_d = \text{const}$. С учетом (45) уравнение (44) принимает вид

$$\dot{y}_d = (a_0 + a_d)(-y_d + L_m i_d). \quad (7.2.46)$$

Для уравнения (46) с измерением y_d построим наблюдатель

$$\dot{\hat{y}}_d = (a_0 + \hat{a}_d)(-\hat{y}_d + L_m i_d) + l(\hat{y}_d - y_d), \quad (7.2.47)$$

где l – коэффициент наблюдателя. Имеют место соотношения

$$y_d = \hat{y}_d - \tilde{y}_d, \quad a_d = \hat{a}_d - \tilde{a}_d. \quad (7.2.48)$$

Подстановка выражений (48) в уравнение (46) дает

$$\mathbf{y}_d^* - \mathbf{y}_d^* = (\mathbf{a}_0 + \hat{\mathbf{a}}_d - \tilde{\mathbf{a}}_d)(L_m \mathbf{i}_d - (\hat{\mathbf{y}}_d - \tilde{\mathbf{y}}_d)). \quad (7.2.49)$$

Путем вычитания из уравнения (47) уравнения (49) получаем уравнение ошибок наблюдателя в виде

$$\mathbf{y}_d^* = (l - \mathbf{a}_0 - \hat{\mathbf{a}}_d) \tilde{\mathbf{y}}_d + \tilde{\mathbf{a}}_d (\mathbf{y}_d - L_m \mathbf{i}_d). \quad (7.2.50)$$

Для окончательного синтеза наблюдателя воспользуемся прямым методом Ляпунова, выбрав в качестве функции Ляпунова V выражение

$$V = \tilde{\mathbf{y}}_d^2 + l^{-1}(\hat{\mathbf{a}}_d - \mathbf{a}_d)^2, \quad (7.2.51)$$

для которого при $\mathbf{a}_d = \text{const}$

$$\dot{V} = 2\tilde{\mathbf{y}}_d \dot{\mathbf{y}}_d^* + 2l^{-1}\tilde{\mathbf{a}}_d \dot{\mathbf{a}}_d^*. \quad (7.2.52)$$

С учетом (50) выражение (52) принимает вид

$$\dot{V} = 2\tilde{\mathbf{y}}_d [(l - \mathbf{a}_0 - \hat{\mathbf{a}}_d) \tilde{\mathbf{y}}_d + \tilde{\mathbf{a}}_d (\mathbf{y}_d - L_m \mathbf{i}_d)] + 2l^{-1}\tilde{\mathbf{a}}_d \dot{\mathbf{a}}_d^*. \quad (7.2.53)$$

Поскольку характер изменения $\dot{\mathbf{a}}_d^*$ никак не оговаривался, то примем

$$\dot{\mathbf{a}}_d^* = l \tilde{\mathbf{y}}_d (\mathbf{y}_d - L_m \mathbf{i}_d) = l (\hat{\mathbf{y}}_d - \mathbf{y}_d) (\mathbf{y}_d - L_m \mathbf{i}_d). \quad (7.2.54)$$

Выражение (54) позволяет упростить равенство (53) до вида

$$\dot{V} = 2\tilde{\mathbf{y}}_d^2 (l - \mathbf{a}_0 - \hat{\mathbf{a}}_d). \quad (7.2.55)$$

Выражение (55) не содержит переменной $\tilde{\mathbf{a}}_d$, поэтому оно не может быть определенно отрицательным, а может быть сделано только знакоотрицательным при выполнении условия

$$l = \bar{l} + \mathbf{a}_0 + \hat{\mathbf{a}}_d, \quad l < 0. \quad (7.2.56)$$

Исследуем устойчивость нулевого решения наблюдателя (50), (54) с помощью теоремы Барбашина-Красовского. Пусть выполняется условие (56). Тогда функция (55) будет

знакоотрицательной, обращающейся в ноль при $\tilde{y}_d = 0$. Пусть $\tilde{y}_d \equiv 0$. Тогда из (50) следует

$$\tilde{a}_d(y_d - L_m i_d) \equiv 0. \quad (7.2.57)$$

Согласно (57) $\tilde{a}_d \equiv 0$ при тождественном неравенстве

$$y_d - L_m i_d \neq 0, \quad (7.2.58)$$

следовательно, на основании теоремы Барбашина-Красовского можно заключить, что нулевое решение $\tilde{y}_d = \tilde{a}_d = 0$ системы (50), (54) будет асимптотически устойчивым при выполнении условий $I > 0$, (56), (58). Тогда из соотношений (48) следует

$$\lim \hat{y} = y, \quad \lim \hat{a}_d + a_0 = a \quad \text{при } t \rightarrow \infty.$$

Анализ выражений (44), (58) свидетельствует, что идентификация a возможна только при $y_d \neq 0$.

Вместо равенств (54) удобнее использовать выражение

$$\hat{a}_d = I \int_0^t (\hat{y}_d - y_d)(y_d - L_m i_d) dt. \quad (7.2.59)$$

Если известно \hat{a} , то по уравнениям (22), (23) определяются искомые w_{sl} и w .

7.2.4. Наблюдатель постоянной времени ротора в синхронном базисе (Алгоритм 2.4)

Перепишем уравнение (44) в виде

$$y_d = (L_m i_d - y_d)a. \quad (7.2.60)$$

При известных y_d и i_d из выражения (60) можно формально вычислить a . Однако при этом возникают три проблемы: 1) ухудшение помехозащищенности, связанное с дифференцированием y_d , 2) обращение в ноль выражения в

скобках, 3) невозможность идентификации при $y_d \equiv \text{const}$. Третья проблема устраняется путем инъекции в i_d синусоидальной составляющей с малыми частотой и амплитудой. Поскольку можно полагать $a = \text{const}$, повысим помехозащищенность алгоритма путем устранения дифференцирования. Для этого пропустим левую и правую части уравнения (60) через инерционные звенья, в результате чего получим

$$\frac{p}{t p + 1} y_d = \frac{1}{t p + 1} (L_m i_d - y_d) a, \quad (7.2.61)$$

где p – оператор дифференцирования. Выполняется соотношение

$$\frac{p}{t p + 1} = t^{-1} \left(1 - \frac{1}{t p + 1} \right) \quad (7.2.62)$$

Подстановка (62) в (61) дает равенство

$$\left(1 - \frac{1}{t p + 1} \right) y_d = a \frac{t}{t p + 1} (L_m i_d - y_d), \quad (7.2.63)$$

которое не содержит дифференцирования. Для устранения второй проблемы вместо нахождения a непосредственно из уравнения (63) синтезируем наблюдатель, оценивающий a . (Применение наблюдателя еще больше повысит помехозащищенность алгоритма). Для этого перепишем уравнение (63) в виде системы

$$y = \left(1 - \frac{1}{t p + 1} \right) y_d, \quad (7.2.64)$$

$$y = a \frac{t}{t p + 1} (L_m i_d - y_d). \quad (7.2.65)$$

Поскольку можно полагать $a = \text{const}$, то

$$\dot{a} = 0. \quad (7.2.66)$$

Для системы уравнений (65), (66) сформируем наблюдатель в виде [11]

$$\dot{\hat{a}} = l(\hat{a}m - y), \quad (7.2.67)$$

где l – коэффициент наблюдателя, y взят из (64), а

$$m = \frac{t}{t p + 1} (L_m i_d - y_d). \quad (7.2.68)$$

Для синтеза l подставим y из (65) в (67). Тогда

$$\dot{\hat{a}} = lm(\hat{a} - a). \quad (7.2.69)$$

Пусть погрешность оценки наблюдателя определяется выражением $\tilde{a} = \hat{a} - a$. Вычитая уравнение (66) из (69), получим уравнение, описывающее погрешность оценки наблюдателя в виде

$$\dot{\tilde{a}} = lm\tilde{a}. \quad (7.2.70)$$

Для того чтобы погрешность оценки стремилась к нулю, надо, чтобы $lm < 0$. Этого можно достичь, используя любое из соотношений

$$l = \bar{l}m, \quad l = \bar{l}\text{sign } m, \quad (7.2.71)$$

где $\bar{l} < 0$. На основании (70) и (68) можно заключить, что условием работоспособности наблюдателя будет условие (58), которое, согласно (44), эквивалентно тождественному условию $y \&_q \neq 0$. Если известно \hat{a} , то по уравнениям (22), (23) определяются искомые W_{sl} и W .

7.2.5. Наблюдатель постоянной времени ротора в статорном базисе (Алгоритм 2.5)

Умножив слева уравнение (19) на y^T , получим

$$\frac{d}{dt} \frac{|y|^2}{2} = -a L_\kappa y^T i_r. \quad (7.2.72)$$

При получении (72) использовано соотношение (2.11')

$$i_r = L_r^{-1} (y - L_m i), \quad (7.2.73)$$

где i_r – ток ротора. Прямой способ нахождения a из уравнения (72) связан с теми же проблемами, что и в алгоритме 2.4. В данном алгоритме эти проблемы будут решаться теми же методами. По аналогии с выражениями (64), (65) алгоритма 2.4 можно получить систему

$$y = \left(1 - \frac{1}{t^{p+1}}\right) \frac{|y|^2}{2}, \quad (7.2.74)$$

$$y = -a L_r \frac{t}{t^{p+1}} y^T i_r. \quad (7.2.75)$$

Поскольку, как и ранее, можно полагать $a = \text{const}$, то

$$\dot{a} = 0. \quad (7.2.76)$$

Для системы уравнений (75), (76) сформируем наблюдатель в виде [11]

$$\dot{\hat{a}} = l(\hat{a}n - y), \quad (7.2.77)$$

где l – коэффициент наблюдателя, y взят из (74), а

$$n = \frac{t L_r}{t^{p+1}} y^T i_r. \quad (7.2.78)$$

Аналогично алгоритму 2.4 можно показать, что, для стремления к нулю ошибки наблюдателя достаточно, чтобы выполнялось одно из соотношений

$$l = \bar{l}n, \quad l = \bar{l}\text{sign } n, \quad (7.2.79)$$

где $\bar{l} < 0$, и соотношение (58).

Следует отметить, что алгоритмы 4 и 5 идентичны, но записаны в разных базисах. Алгоритм идентификации сопротивления ротора работы [7] также базируется на уравне-

нии (72), но построен не с помощью наблюдателя, а на основе менее универсального метода наименьших квадратов. Если известно \hat{a} , то по уравнениям (22), (23) определяются искомые w_{sl} и w .

Наблюдатель описывается уравнениями (74), (77), (78).

7.2.6. О компенсации влияния инжекции на процесс управления

Для оценки сопротивления ротора R_r в реальном времени необходимо изменение модуля вектора потокоцепления ротора $|y|$, так как

$$R_r = -\frac{1}{2} \frac{\frac{d}{dt}|y|^2}{i_r^T y}.$$

С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжeksiруют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой

$$i_d = i_{d0} + i_{dJ},$$

где $i_{d0} > 0$, i_{dJ} – постоянная и инжeksiруемая составляющие соответственно, причем $i_{d0} \gg i_{dJ}$. Инжeksiруемая составляющая намагничивающего тока задается выражением

$$i_{dJ} = I_{inj} \sin(w_{inj} t),$$

где I_{inj} и w_{inj} – амплитуда и частота инжeksiруемого сигнала (в расчетах принималось $I_{inj} = 0.02 i_{d0}$, $w_{inj} = (3 \div 5)$ рад/с).

При этом в потокоцеплении появляется переменная гармоническая составляющая, которая участвует в идентификации

$$y_d = y_{d0} + y_{dJ},$$

где $y_{d0} = L_m i_{d0}$, y_{dJ} – постоянная и переменная составляющие соответственно, причем $|y_{d0}| \gg |y_{dJ}|$.

Электромагнитный момент двигателя пропорционален $m \approx i_d i_q$. Чтобы в моменте отсутствовала колебательная составляющая, должно выполняться соотношение

$$(i_{d0} + i_{dJ})(i_{q0} + i_{qJ}) = i_{d0} \cdot i_{q0}.$$

Раскрывая скобки и пренебрегая слагаемым $i_{dJ} i_{qJ}$ как величиной второго порядка малости, найдем соотношение

$$i_{qJ} = -\frac{i_{q0}}{i_{d0}} i_{dJ}.$$

Таким образом, для исключения колебаний электромагнитного момента двигателя, гармоническая составляющая тока i_q должна находиться в противофазе с гармонической составляющей тока i_d .

7.2.7. Результаты моделирования

Параметры АД и ПЧ приведены в приложении А. Алгоритмы управления представлены в дискретном виде с тактом счета 100 мкс. В алгоритмы были введены ограничения тока и напряжения, а также осуществлено моделирование эффектов ШИМ и бросков напряжения в сети питания. Было применено векторное управление только по клеммным измерениям. При работе АД осуществлялись идентификация параметра $a = T_r^{-1}$ и оценка скорости ротора ω по четырем синтезированным алгоритмам (2.2–2.5). Для обеспечения идентификации в намагничивающую составляющую статорного тока инжектировался ток частотой 5 с^{-1} и амплитудой 3 А. Начальные значения T_r принимались равными $0.5T_{r0}$ и $2T_{r0}$, где T_{r0} – номинальное значение постоянной времени ротора. Переходные процессы с указанными начальными условиями при прочих равных условиях оказались близки, так как начальные условия наблюдателей

равны 0 и все процессы идентификации параметра $a = T_r^{-1}$ начинаются с 0. Наиболее сложной задачей векторного управления исключительно по клеммным измерениям является управление при близких к нулю и нулевой скоростях ротора, особенно в генераторном режиме. Поэтому, несмотря на многочисленное моделирование в широком диапазоне скоростей, данный раздел иллюстрируется только генераторным режимом при малых (рис. 7.2.1) и нулевой (рис. 7.2.2) скоростях. На рис. 7.2.1 показаны процессы отслеживания заданной скорости 5 с^{-1} с ее реверсом на 9 с, приложением (на 1 с) и снятием (на 7 с) нагрузки в генераторном режиме (см. график скорости) и процессы идентификации номинального значения $a_0 = T_{r0}^{-1}$ при начальной оценке $T_r = 2T_{r0}$. На рис. 7.2.2 показаны процессы стабилизации нулевой скорости и идентификации параметра $a_0 = T_{r0}^{-1}$ при приложении и снятии номинальной нагрузки. Цифрами 2, 3, 4, 5 обозначены результаты, полученные с помощью соответствующих цифрам алгоритмов идентификации параметра $a_0 = T_{r0}^{-1}$. (Алгоритмы 2 и 3 не оптимизировались). Ошибка идентификации в установившемся режиме практически равна 0. В отличие от алгоритмов работ [1–4, 12–15], процесс идентификации T_r не нарушается из-за приложения, снятия нагрузки и из-за реверса скорости. Наряду с идентификацией T_r , осуществляется достаточно точное отслеживание программной скорости w_p . Ошибка стабилизации нулевой скорости в установившемся режиме составляет 0.002 с^{-1} . После приложения нагрузки наблюдаются незначительные затухающие колебания, обусловленные переходными процессами в наблюдателе потокосцепления ротора. Примечательно, что идентификация T_r может осуществляться при стабилизации нулевой скорости. Хотя с помощью теоремы Барбашина-Кра-

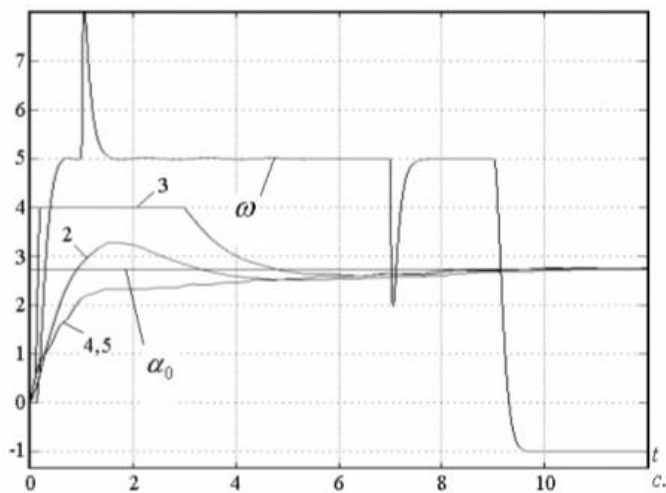


Рисунок 7.2.1

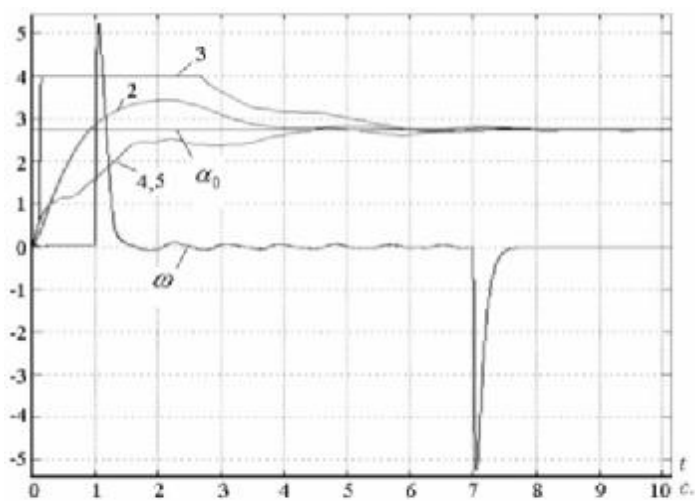


Рисунок 7.2.2

совского, дающей достаточные условия асимптотической устойчивости, не удалось доказать асимптотическую устойчивость процесса идентификации по алгоритму 2.2, многочисленное компьютерное моделирование указывает на работоспособность этого алгоритма.

Заключение. Синтезированы и исследованы 5 алгоритмов оценки постоянной времени и скорости ротора. Быстродействие и настройки алгоритмов идентификации в значительной мере зависят от параметров инжектируемого переменного тока. Поэтому время идентификации можно сократить по сравнению с приведенными на рисунках примерами (оптимизация не проводилась). Моделирование динамики показало следующее.

1. Идентификация T_r осуществляется только при инжекции в намагничивающую составляющую тока статора гармонической составляющей с малыми амплитудой и частотой.

2. Идентификация T_r , с одной стороны, и двигательный режим с любой нагрузкой или режим холостого хода, с другой, совместимы во всем диапазоне скоростей ротора от нулевой (включая нулевую) до номинальной.

3. Идентификация T_r и генераторный режим с любой нагрузкой, не превышающей номинальную, совместимы в диапазоне скоростей от номинальной (W_n) до $0.07 W_n$. В диапазоне от $0.07 W_n$ до нулевой скорости идентификация T_r совместима с генераторным режимом при нагрузках от 0.6 номинальной нагрузки до нулевой.

4. При отсутствии инжекции (идентификации T_r) привод работоспособен в генераторном режиме при всех нагрузках и скоростях из диапазонов от нулевых до номинальных значений.

5. В отличие от работ [1–4, 12–15], процесс идентификации постоянной времени ротора не нарушается из-за

приложения, наличия, снятия нагрузки и из-за реверса скорости. Это объясняется тем, что при синтезе алгоритмов было исключено предположение о постоянстве скорости. Время идентификации T_r при начальных отклонениях оценок от истинного (номинального) значения T_{r0} , лежащих в пределах от $0.5T_{r0}$ до $2T_{r0}$, не превышает 10 с. В установленном режиме ошибка оценки постоянной времени ротора с помощью синтезированных алгоритмов практически равны нулю. Этот результат достигнут за счет принятия авторами специальных мер по повышению точности оценки потокосцепления ротора.

6. Возможность идентификации постоянной времени ротора при стабилизации нулевой скорости позволяет использовать этот режим для предстартовой идентификации указанного параметра.

7. Высокая точность и достаточно большое быстродействие оценки сопротивления ротора позволяют достаточно точно оценивать температуру ротора и осуществлять управление двигателем без его перегрева.

7.3. Оценка параметров управляемой механической системы в реальном времени [17, 25]¹

Введение. Неопределенности, всегда имеющие место в системах управления, ухудшают их динамические и статические характеристики и могут привести к потере их работоспособности. Для устранения влияния неопределенностей разработаны и исследованы комбинированные управляющие системы с наблюдателями (компенсаторы), рассмотренные в подразделе 4.1. Эти компенсаторы обеспечивают робастность систем управления по отношению к паразитной динамике, неопределенностям и нелинейностям при неполных и неточных измерениях вектора состояния. Есте-

¹ Работы [17, 25] процитированы с согласия А. Е. Казуровой.

ственно, что описанные компенсаторы в состоянии обеспечить робастность более простой системы управления, которая рассматривается ниже. Однако технологические процессы часто требуют знания момента инерции (или массы) объекта управления и нагрузки на него. Этим вопросам посвящены работы [9, 18–20]. В работе [9] получены не рекуррентные выражения момента инерции, использующие информацию с датчика скорости, которые нельзя использовать в реальном времени. В публикации [18] в качестве измерителя используется инкрементный (импульсный) датчик (ИД) приращений угла поворота малой чувствительности (low resolution incremental encoder), создающий проблемы вычислений приращений угла поворота при малых скоростях вращения ротора и оценки скорости. Общий фильтр оценки скорости, нагрузки и момента инерции авторы получают в виде суммы трех отдельных алгоритмов оценок указанных переменных, полученных при условии известности остальных двух переменных. Более того, алгоритм оценки момента инерции не является рекуррентным. Такой алгоритм, во-первых, не дает информацию в реальном времени, во-вторых, доказательство его сходимости отсутствует. В работе [19] применен тот же прием. Отличие заключается в том, что скорость и нагрузка оцениваются в одном фильтре Калмана при известном моменте инерции, а момент инерции во втором фильтре при известных скорости и нагрузке. Алгоритм обладает теми же недостатками, что и алгоритм работы [19]. В публикации [20] оценка момента инерции и нагрузки осуществляется путем получения системы уравнений движения для различных моментов времени и нахождения из этой системы неизвестных параметров. Алгоритм не является рекуррентным и полученные результаты не привязываются к реальному времени. Доказательство сходимости алгоритма отсутствует.

Целью данного подраздела являются синтез и анализ алгоритмов идентификации момента инерции (или массы)

подвижной части управляемого механизма, нагрузки на него и коэффициента вязкого трения по информации о скорости.

7.3.1. Постановка задачи

Рассматривается управляемая механическая система, описываемая уравнением

$$I\ddot{w} = m + d_0\dot{w} + f_0. \quad (7.3.1)$$

Таким уравнением может описываться как вращательное, так и поступательное движения, при этом I – момент инерции (масса), m – управляющий момент (управляющее усилие), $d_0\dot{w}$ – момент (сила) трения, f_0 – момент (сила) нагрузки, \dot{w} – скорость (угловая или линейная). Требуется синтезировать наблюдатели, оценивающие неизвестные коэффициенты I, d_0, f_0 в реальном времени при функционировании системы (1).

Обычно быстроедействие наблюдателя назначают большим, чем быстроедействие системы управления. Предполагается, что за характерное для наблюдателя время коэффициенты I, d_0, f_0 меняются настолько медленно, что их можно принять постоянными. Разделим уравнение (1) на I . Тогда с учетом обозначений

$$I^{-1} = a, \quad ad_0 = d, \quad af_0 = f, \quad a = a_0 + a_d, \quad (7.3.2)$$

уравнение (1) примет вид

$$\ddot{w} = (a_0 + a_d)m + d\dot{w} + f. \quad (7.3.3)$$

В (2) и (3) a_0 – номинальное значение параметра a , a_d – его неизвестная составляющая. В силу выше оговоренных свойств коэффициентов можно записать

$$\dot{a}_0 = 0, \quad \dot{a}_d = 0, \quad \dot{f} = 0. \quad (7.3.4)$$

Измерением является w . Управление m считается известным.

7.3.2. Анализ восстанавливаемости (идентифицируемости) системы

Рассмотрим уравнения (3), (4), предполагая, что w и \dot{w} известны. Уравнение (3) представим в виде системы

$$\dot{y} = \dot{w} - a_0 m, \quad (7.3.5)$$

$$\dot{y} = a_d m + d w + f. \quad (7.3.6)$$

Правая часть в уравнении (5) известна, а в уравнении (6) известны m и w . Неизвестные – a_d , d и f , которые описываются уравнениями (4). Исследуем восстанавливаемость системы (4), (6). Согласно критерию восстанавливаемости [21, 22] система полностью восстанавливаемая тогда и только тогда, когда из уравнения

$$0 \equiv a_d m + d w + f$$

следует $a_d \equiv d \equiv f \equiv 0$. Таким образом, справедливо следующее утверждение.

Утверждение 1. Для полной восстанавливаемости системы (4), (6) необходимо и достаточно, чтобы m , w , 1 были линейно независимы.

На основании выражения (6), определения линейной независимости и утверждения 1 сформулируем.

Утверждение 2. Для полной восстанавливаемости системы (4), (6) необходимо, чтобы не выполнялись тождества $m \equiv \text{const}$, $w \equiv \text{const}$.

В частности, при асимптотической устойчивости частного решения уравнения (1) и задании m , пропорциональным $\sin(gt)$, где g – частота, w будет смещенной синусоидой, пропорциональной $\sin(gt + j)$. Но тригонометри-

ческие функции $\sin(gt)$, $\sin(gt+j)$ и const при $j \neq 0$ и не кратном p линейно независимы. В этом случае параметры a_d , d , f полностью восстанавливаемы.

7.3.3. Синтез адаптивного наблюдателя

Предположим, что трение $d\dot{w}$ настолько мало, что при его включении в f свойство $\dot{f} = 0$ можно считать остающимся в силе. Тогда уравнения (3), (4) можно представить в виде

$$\dot{w} = (a_0 + a_d)m + f, \quad (7.3.7)$$

$$\dot{a}_d = 0, \quad \dot{f} = 0. \quad (7.3.8)$$

В качестве измерения рассматривается скорость w . По уравнениям (7), (8) составим наблюдатель [21, 11, 23].

$$\dot{\hat{w}} = (a_0 + \hat{a}_d)m + \hat{f} + l_1(\hat{w} - w), \quad (7.3.9)$$

$$\dot{\hat{f}} = l_2(\hat{w} - w), \quad (7.3.10)$$

где l_1 , l_2 – коэффициенты наблюдателя, знак « \wedge » указывает на оценку соответствующего коэффициента или переменной. Определим ошибки наблюдателя следующим образом:

$$w\% = \hat{w} - w, \quad f\% = \hat{f} - f, \quad a_d\% = \hat{a}_d - a_d. \quad (7.3.11)$$

Для получения уравнений ошибок вычтем из уравнений (9), (10) соответствующие уравнения (7), (8). В результате этого с учетом (11) получим

$$\dot{w\%} = a_d\%m + f\% + l_1w\%, \quad \dot{f\%} = l_2w\%. \quad (7.3.12).$$

Для исследования устойчивости нулевого решения системы (12) воспользуемся прямым методом В. М. Ляпунова. В качестве функции Ляпунова выберем функцию V в виде

$$2V = \dot{w}^2 + q \dot{f}^2 + I^{-1} \dot{\alpha}_q^2, \quad (7.3.13)$$

где коэффициенты $q > 0$, $I > 0$. Полная производная по времени от функции V с учетом (11) и (8) дает

$$\dot{V} = \dot{w} \dot{\alpha}_q m + q \dot{f} \dot{f} + I^{-1} \dot{\alpha}_q \dot{\alpha}_d. \quad (7.3.14)$$

Подстановка \dot{w} , \dot{f} из (12) в (14) позволяет записать

$$\dot{V} = \dot{w} (\dot{\alpha}_q m + \dot{f} + l_1 \dot{w}) + q \dot{f} l_2 \dot{w} + I^{-1} \dot{\alpha}_q \dot{\alpha}_d. \quad (7.3.15)$$

В (15) примем

$$\dot{w} \dot{\alpha}_q m + I^{-1} \dot{\alpha}_q \dot{\alpha}_d \equiv 0, \quad \dot{w} \dot{f} + q \dot{f} l_2 \dot{w} \equiv 0, \quad (7.3.16)$$

откуда следует

$$\dot{\alpha}_d = -I \dot{w} m, \quad q l_2 = -1$$

или, с учетом (11),

$$\dot{\alpha}_d = -I (\hat{w} - w) m, \quad (7.3.17)$$

$$l_2 = -q^{-1} < 0. \quad (7.3.18)$$

Принимая во внимание (16), из выражения (15) получим

$$\dot{V} = l_1 \dot{w}^2. \quad (7.3.19)$$

Функция \dot{V} из равенства (19) по отношению к системе уравнений (12) при $l_1 < 0$ знакоотрицательна. Для проверки выполнения условий теоремы Барбашина-Красовского [24] найдем, при каких условиях тождество $\dot{V} \equiv 0$ не выполняется на целых траекториях. Из тождества $\dot{w} \equiv 0$ и уравнений (12) следует

$$\dot{\alpha}_q m + \dot{f} \equiv 0, \quad \dot{f} \equiv \text{const}. \quad (7.3.20)$$

Из (20) следует, что $\dot{a}_d \equiv \dot{f} \equiv 0$ только при $m = \text{var}$ (m – переменная). Таким образом, при выполнении условия

$$m = \text{var} \quad (7.3.21)$$

тождество $\dot{a}_d \equiv 0$ выполняется на единственной траектории $\dot{a}_d \equiv \dot{f} \equiv \dot{a}_d \equiv 0$.

Таким образом, на основании теоремы Барбашина-Красовского достаточными условиями асимптотической устойчивости нулевого решения системы (12), (17) будут условия

$$I > 0, \quad l_1 < 0, \quad l_2 < 0, \quad m = \text{var}. \quad (7.3.22)$$

В (22) третье неравенство получено с учетом (18) и того, что $q > 0$ и произвольно по величине. Для того чтобы избежать проблемы «чистого» интегрирования в (17) при определении \hat{a}_d , вместо равенства (17) запишем

$$\dot{\hat{a}}_d = -k_1(\hat{w} - w)m - k_2 \int_0^t (\hat{w} - w)m dt, \quad (7.3.23)$$

где коэффициенты $k_1 > 0, k_2 > 0$. Уравнение (23), это, по сути, блок адаптации, обеспечивающий движение оценки \hat{a}_d к истинному значению a_d . Поэтому система уравнений (9), (10), (23) представляет собой адаптивный наблюдатель коэффициентов a_d, f , сглаживающий измеряемую переменную w . Найденные оценки и соотношения (2) позволяют вычислить искомые параметры следующим образом:

$$\hat{I} = (a_0 + \hat{a}_d)^{-1}, \quad \hat{f}_0 = \hat{f}(a_0 + \hat{a}_d)^{-1}. \quad (7.3.24)$$

Синтезированный наблюдатель оценивает коэффициенты (24) и сглаживает переменную w в то время, когда выполняется условие (21). В течение того времени, когда ус-

ловие (21) не выполняется, наблюдатель сохраняет ранее оцененное значение \hat{I} , продолжая оценивать f и сглаживать W .

7.3.4. Синтез неадаптивного наблюдателя

Рассмотрим уравнения (3), (4), предполагая, что w и v известны. Уравнение (3) представим в виде системы (5), (6). Правая часть в уравнении (5) известна, а в уравнении (6) известны m и w . Неизвестны a_d , d и f , которые описываются уравнениями (4).

Введем обозначения

$$\begin{aligned} x_1 &= a_d, \quad x_2 = f, \quad x_3 = d, \\ x &=[x_1, x_2, x_3]^T, \quad C=[m, 1, w], \end{aligned} \quad (7.3.25)$$

с помощью которых система (4), (6) представляется в векторно-матричном виде

$$\dot{x} = 0, \quad y = Cx. \quad (7.3.26)$$

Для системы (26) построим наблюдатель, оценивающий вектор x в виде

$$\hat{x} = L(C\hat{x} - y), \quad (7.3.27)$$

где

$$L=[l_1, l_2, l_3]^T \quad (7.3.28)$$

вектор коэффициентов наблюдателя. Подстановка y из (5) в (27) дает

$$\dot{\hat{x}} = L(C\hat{x} - v + a_0 m). \quad (7.3.29)$$

При $L = const$ введем обозначение

$$\hat{x} + Lw = z, \quad (7.3.30)$$

после подстановки \hat{x} из (30) в уравнение (29) наблюдатель принимает вид

$$\hat{x} = z - wL, \quad \dot{\hat{x}} = L(C(z - Lw) + a_0 m). \quad (7.3.31)$$

Как видно из (31), для построения наблюдателя нет необходимости находить w , достаточно знать w . Уравнение ошибок наблюдателя (27) найдем вычитанием из уравнения (27) первого уравнения в (26). С учетом второго уравнения в (26) уравнение ошибок запишем в виде

$$\dot{e} = LCe. \quad (7.3.32)$$

Остановимся на выборе матрицы L . Для компактности изложения метода в (25) положим $d \equiv x_3 \equiv 0$. Тогда $C = [m, 1]$, $L = [l_1, l_2]^T$ и уравнение (32) примет вид

$$p e_1 = l_1 m e_1 + l_1 e_2, \quad p e_2 = l_2 m e_1 + l_2 e_2, \quad (7.3.33)$$

где p – оператор дифференцирования. Найдя e_2 из второго уравнения в (33) и подставив его в первое уравнение, получаем

$$e_1 - (l_2 + l_1 m) e_1 - l_1 m e_1 = 0. \quad (7.3.34)$$

Умножив уравнение (34) на e_1 , запишем уравнение

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} e_1^2 - l_1 m \frac{1}{2} \frac{d}{dt} e_1^2 = (l_2 + l_1 m) e_1^2. \quad (7.3.35)$$

Пусть

$$l_1 = \bar{l}_1 \cdot m^{-1}. \quad (7.3.36)$$

С учетом (36) уравнению (35) можно придать вид

$$V = \frac{1}{2} (e_1^2 - \bar{l}_1 e_1^2), \quad \dot{V} = (l_2 + \bar{l}_1 m m^{-1}) e_1^2. \quad (7.3.37)$$

Уравнения (37) получены при помощи уравнения (34). При $\bar{l}_1 < 0$ функция V будет определено положительной, при-

чем при $|\varphi|, |\psi| \rightarrow \infty \quad \lim V = \infty$, а функция V при $(l_2 + \bar{l}_1 m \mu^{-1}) < 0$ будет знакоотрицательной. Найдем, при каких условиях $\dot{V} \equiv 0$ только на траектории $\varphi \equiv \psi \equiv 0$. Из $\dot{V} \equiv 0$ следует тождество $\dot{\varphi} \equiv 0$, с учетом которого уравнение (34) при оговоренных значениях коэффициентов l_1, l_2 сводится к тождествам $\dot{\psi} \equiv \varphi \equiv 0$. Таким образом, на основании теоремы Барбашина-Красовского [24] заключаем, что при

$$l_1 = \bar{l}_1 \mu^{-1}, \quad \bar{l}_1 = \text{const} < 0, \quad (l_2 + \bar{l}_1 m \mu^{-1}) < 0 \quad (7.3.38)$$

нулевое решение асимптотически устойчиво в целом. Это означает, что при $t \rightarrow \infty \quad \hat{x}_1 \rightarrow a_d, \quad \hat{x}_2 \rightarrow f$. Входящее в (38) μ можно получить по m при помощи асимптотического дифференциатора.

При $\mu = 0$ в наблюдателе возникает особенность из-за наличия в условиях (38) μ^{-1} . Если $\mu = 0$ ($m = \text{const}$) не на целых траекториях, то асимптотическая устойчивость наблюдателя (29) сохраняется. Исключение из работы точек, где $\mu = 0$, не сужает область работоспособности наблюдателя, т. к. при $\mu = 0$ система по природе не наблюдаемая.

Для устранения особенности при $\mu = 0$ вместо (36) положим

$$l_1 = \bar{l}_1 \cdot \text{sign } \mu. \quad (7.3.39)$$

Тогда вместо выражений (37), (38) получаем

$$V = \frac{1}{2} (\dot{\varphi}^2 - \bar{l}_1 |\mu| \dot{\varphi}^2), \quad \dot{V} = (l_2 + \bar{l}_1 m \cdot \text{sign } \mu) \dot{\varphi}^2, \quad (7.3.40)$$

$$l_1 = \bar{l}_1 \cdot \text{sign } \mu, \quad \bar{l}_1 = \text{const} < 0, \\ (l_2 + \bar{l}_1 m \cdot \text{sign } \mu) < 0. \quad (7.3.41)$$

В этом случае выражения (31)–(41) не имеют особенностей.

7.3.5. Результаты моделирования

При моделировании принимались следующие параметры:

$I_0 = 1,17 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $f = 0 \dots 262 \text{ Н} \cdot \text{м}$, при ступенчато изменяющемся сигнале задания скорости момент инерции $I = (0,5; 1,0; 2,0)I_0$, а при синусоидальном сигнале задания скорости $I = (1,0; 2,0; 3,0)I_0$.

Моделировались следующие уравнения движения с законом управления (4.1.23), (4.1.20):

$$I\ddot{w} = m_0 + f_0, \quad \dot{w} = (m_0 + f_0)I^{-1}, \quad (7.3.42)$$

$$I = I_0 + I_d = \text{const}, \quad I_0 = \text{const}, \quad f_0 = \text{const}, \quad (7.3.43)$$

$$I_0\dot{w} = m_0 + f_\Sigma, \quad (7.3.44)$$

$$f_\Sigma = f_0 - I_d\ddot{w} \quad (7.3.45)$$

$$m_0 = m_{00} - \hat{f}_\Sigma, \quad (7.3.46)$$

$$m_{00} = -k_0(w - w_p) + I_0\dot{w}_p, \quad (7.3.47)$$

$$\hat{f}_\Sigma = z - lI_0\dot{w}, \quad (7.3.48)$$

$$\dot{z} = lm_{00}. \quad (7.3.49)$$

Адаптивный наблюдатель описывался следующими уравнениями:

$$\dot{\hat{w}} = (a_0 + \hat{a}_d)m_0 + \hat{f} + l_1(\hat{w} - w), \quad (7.3.50)$$

$$\dot{\hat{f}} = l_2(\hat{w} - w), \quad (7.3.51)$$

$$\hat{a}_d = -k_1(\hat{w} - w)m_0 - k_2 \int_0^t (\hat{w} - w)m_0 dt, \quad (7.3.52)$$

$$\hat{I} = (a_0 + \hat{a}_d)^{-1}, \quad I_0 = a_0^{-1}, \quad \hat{f}_0 = \hat{f}(a_0 + \hat{a}_d)^{-1}, \quad (7.3.53)$$

где a_0 введено в (2) и в пояснении к формулам (2) и (3).

Результаты моделирования работы адаптивного наблюдателя представлены на рис. 7.3.1–7.3.5. В частности, на рис. 7.3.1–7.3.4 приведены графики переходных процессов (w – угловая скорость объекта, f_0 – нагрузка, I – момент инерции и, соответственно, $\hat{w}, \hat{f}_0, \hat{I}$ – их оценки при ступенчатом (рис. 7.3.1–7.3.3) и синусоидальном (рис. 7.3.4) сигналах задания скорости) при $I = 2I_0$ (рис. 7.3.1), $I = I_0$ (рис. 7.3.2), $I = 0,5I_0$ (рис. 7.3.3), $I = 3I_0$ (рис. 7.3.4). На рис. 7.3.5 дан график зависимости времени идентификации параметров от момента инерции.

Анализ полученных графиков показывает, что синтезированный адаптивный наблюдатель способен идентифицировать момент инерции (или массу) подвижной части управляемого механизма и нагрузку на него по известной скорости w и управляющему воздействию m_0 . При этом, с уменьшением момента инерции I качество идентификации параметров улучшается.

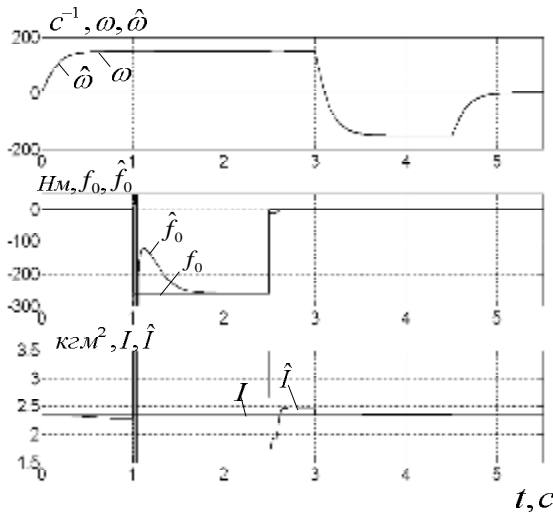


Рисунок 7.3.1

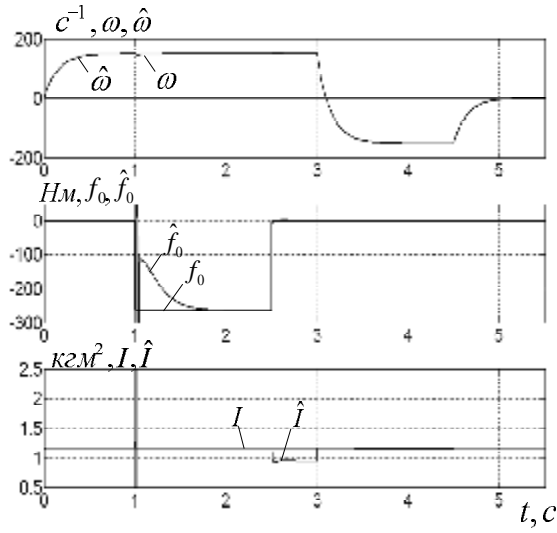


Рисунок 7.3.2

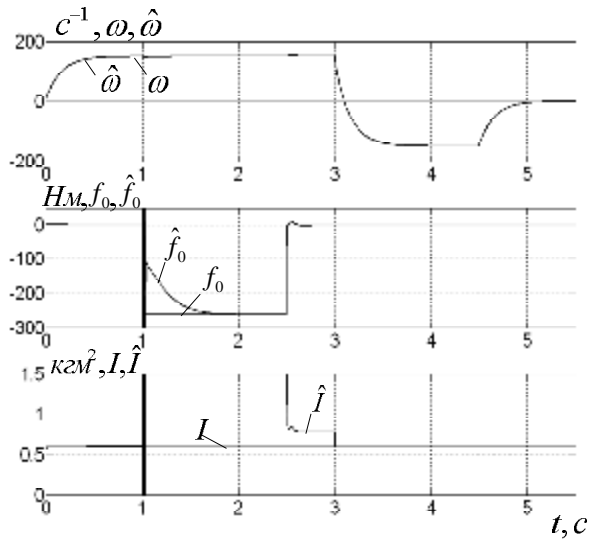


Рисунок 7.3.3

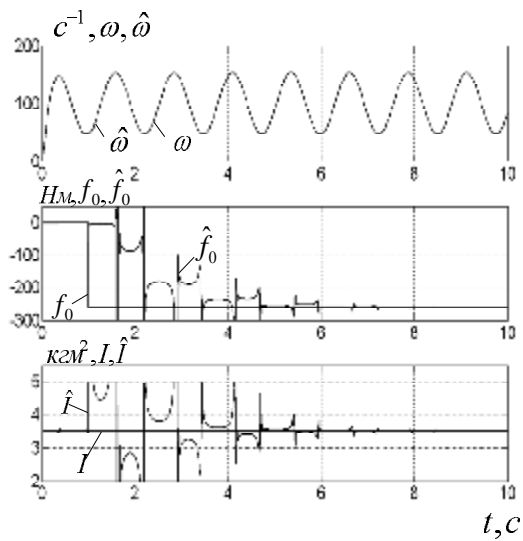


Рисунок 7.3.4

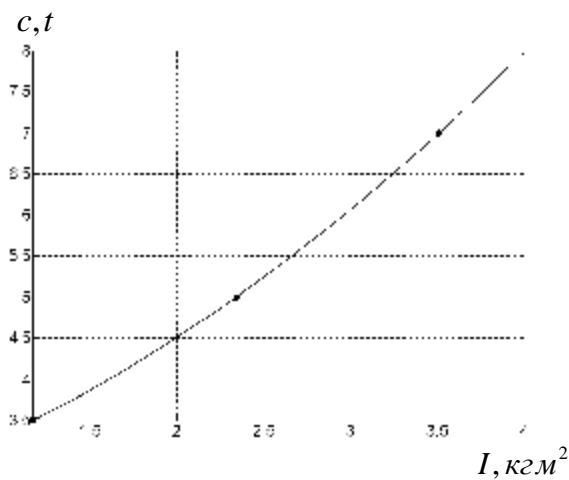


Рисунок 7.3.5

Нагрузка предполагалась номинальной. При уменьшении нагрузки и разброса момента инерции время идентификации сокращается.

Заключение. Синтезированы два алгоритма оценки параметров (массы или момента инерции, нагрузки и коэффициента вязкого трения) управляемой механической системы в реальном времени в процессе штатной работы системы. Для функционирования алгоритмов необходимо знать скорость и управляющее воздействие. В отличие от прототипов, полученные алгоритмы идентификации рекуррентны. Идентификация параметров осуществляется только в те моменты времени, когда выполняются доказанные и сформулированные критерии восстанавливаемости. Во всех случаях моделирования момент инерции оценивается за время менее 0,05 сек. с начала разгона. После включения нагрузки при невыполнении условия восстанавливаемости информация о моменте инерции искажается и мгновенно восстанавливается сразу после сброса нагрузки (см. рис. 7.3.1–7.3.3). При выполнении условий восстанавливаемости идентификация всех параметров происходит одновременно (см. рис. 4). С уменьшением нагрузки время идентификации уменьшается. Численное моделирование подтвердило работоспособность синтезированных алгоритмов.

7.4. Выводы из раздела 7

1. Синтезированы и исследованы 3 алгоритма оценки сопротивления статора. Все алгоритмы оценки сопротивления статора, в том числе и рассмотренные в данном разделе, работоспособны только в нижней половине диапазона регулирования скорости. К счастью, влияние сопротивления статора на динамику АД в верхней половине диапазона регулирования скорости незначительно.

2. В установившемся режиме все 3 алгоритма имеют одинаковую точность и небольшие колебания оценок, обусловленные инжекцией в намагничивающую составляющую статорного тока синусоидальной составляющей, предназначенной для обеспечения оценки сопротивления ротора.

3. В отличие от алгоритмов 1.2 и 1.3, алгоритм 1.1 работоспособен в режиме намагничивания, в котором длительность оценки сопротивления статора не превышает 0.1с.

4. Точная оценка сопротивления статора позволяет избавиться от необходимости измерения выходных напряжений ПЧ, а использовать вместо них управляющие сигналы блока ШИМ. В этом случае разработанные алгоритмы будут оценивать не активное сопротивление статора, а сумму этого сопротивления с сопротивлением кабеля и эквивалентным сопротивлением блока ШИМ, включающим в себя сопротивления транзисторов и фиктивные сопротивления, учитывающие влияние запаздывания при открытии и закрытии транзисторов ШИМ, и «мертвое» время в нем. Кроме того, в идентифицированном сопротивлении будут учитываться изменение напряжения питающей сети и эффект вытеснения тока. Этот факт обеспечивает робастность системы по отношению к перечисленным эффектам.

5. Синтезированы и исследованы 5 алгоритмов оценки постоянной времени и скорости ротора. Идентификация T_r осуществляется только при инжекции в намагничивающую составляющую тока статора гармонической составляющей с малой амплитудой и частотой.

6. Идентификация T_r , с одной стороны, и двигательный режим с любой нагрузкой или режим холостого хода, с другой, совместимы во всем диапазоне скоростей ротора от нулевой (включая нулевую) до номинальной.

7. Идентификация T_r и генераторный режим с любой нагрузкой, не превышающей номинальную, совместимы в

диапазоне скоростей от номинальной (w_n) до $0.07 w_n$. В диапазоне от $0.07 w_n$ до нулевой скорости идентификация T_r совместима с генераторным режимом при нагрузках от 0.6 номинальной нагрузки до нулевой.

8. Время идентификации T_r при начальных отклонениях оценок от истинного (номинального) значения T_{r0} , лежащих в пределах от $0.5 T_{r0}$ до $2 T_{r0}$, не превышает 10 с. В установившемся режиме ошибка оценки постоянной времени ротора с помощью синтезированных алгоритмов практически равна нулю.

9. При отсутствии инжекции (идентификации T_r) привод работоспособен в генераторном режиме при всех нагрузках и скоростях из диапазонов от нулевого до номинальных значений.

10. Возможность идентификации постоянной времени ротора при стабилизации нулевой скорости позволяет использовать этот режим для предстартовой идентификации указанного параметра.

11. Высокая точность и достаточно большое быстроедействие оценки сопротивлений статора и ротора позволяют достаточно точно оценивать температуры статора и ротора по зависимостям (2.55) раздела 2 и осуществлять управление двигателем без его перегрева.

12. Синтезированы два алгоритма оценки параметров (массы или момента инерции, нагрузки и коэффициента вязкого трения) управляемой механической системы в реальном времени в процессе штатной работы системы. Для функционирования алгоритмов необходимо знать скорость и управляющее воздействие.

Список литературы 7

1. A novel approach to speed and parameters estimation in induction motor drives / [C. Attaianesi, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongiu, A. Perfetto]. – IEEE Trans. Energy Conversion. – 1999. – Vol. 14, No. 4. – Pp. 939–945.
2. Guidi G. A novel stator resistance estimation method for speed–sensorless induction motor drives / G. Guidi and H. Umida. – IEEE Trans. Industry Applications. – 2000. – Vol. 36, No. 6. – Pp. 1619–1627.
3. Tajima H. Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed–sensorless vector control of induction motor drives / Tajima H., Guidi G. and Umida H. – IEEE Trans. Industry Applications. – 2002. – Vol. 38, No. 5. – Pp. 1282–1289.
4. Kubota H. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation / H. Kubota and K. Matsuse – IEEE Trans. Industry Applications. – 1994. – Vol. 30, No. 5. – Pp. 1219–1224.
5. A sensorless vector control system for induction motor using q-axis flux with stator resistance identification / M. Tsuji, S. Chen, K. Isumi and E. Yamada – IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2001. – Vol. 48, No. 1. – Pp. 185–193.
6. Holtz J. Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification / J. Holtz and J. Quan. – IEEE Trans. Industry Applications. – 2002. – Vol. 38, No. 4. – Pp. 1087–1095.
7. Akatsu K A. Sensorless very low-speed and zero-speed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection / K. Akatsu and A. Kawamura – IEEE Trans. Industry Applications. – 2000. – Vol. 36, No. 3. – Pp. 764–771.
8. Ha I.-J. An online identification method for both stator and rotor resistances of induction motor without rotational transducers / I.-J. Ha and S.-H Lee. – IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2000. – Vol. 47, No. 4. – Pp. 842–852.

9. Vas P. Sensorless vector and direct torque control / Vas P. – Oxford, New York, Tokyo: Oxford University Press, 1998. – 729 с.

10. Потапенко Е. М. Синтез инвариантных и адаптивных к изменению сопротивления статора алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко. – Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 2. – С. 16–29.

11. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Кузовков Н. Т. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.

12. Потапенко Е. М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя / Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е., Соломаха А. В. – Материалы 12-й Международной конференции по автоматическому управлению «Автоматика-2005», г. Харьков, 30 мая – 3 июня 2005 г. – Харьков: Изд-во НТУ «ХПИ», 2005. – Т. 2. – С. 123–124.

13. A Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Operating at High Efficiency Taking Core Loss into Account / K. Matsuse, Sh. Taniguchi, T. Yoshizumi and K. Namiki. – IEEE Trans. Ind. Appl. – 2001. – V. 37, № 2. – P. 548–557.

14. Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive with Adaptive Observer / [H. Kubota, I. Sato, Y. Tomura, K. Matsuse, H. Ohta, and Y. Hori.]. – IEEE Trans. Ind. Applications. – 2002. – Vol. 38, № 4. – Pp. 1081–1086.

15. Beguenane R. MRAC-IFO induction motor control with simultaneous velocity and rotor-inverse time constant estimation / R. Beguenane and M. Ouhrouche – Proceeding of IASTED International Conference PES'2003. – 2003. – 8 pp.

16. Потапенко Е. М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью наблюдателей / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко – Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 1. – С. 37–47.

17. Потапенко Е. М. Оценка параметров управляемой механической системы в реальном времени / Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е., Казурова А. Е. – Проблемы управления и информатики. – 2006. – № 5. – С. 69–78.

18. Kim N.-J. Very low speed control of induction machine by instantaneous speed and inertia estimation / N.-J. Kim, D.-S. Hyun – In Proc. IECON '94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 1. – Pp. 605–610.

19. Shin M.-H. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction machine in the field weakening region / M.-H. Shin and D.-S. Hyun. – IEEE Trans. on Power Electronics. – 2003. – V. 18, № 2. – Pp. 580–586.

20. Орловский И. А. Идентификация момента инерции и момента сопротивления в электроприводе постоянного тока / Орловский И. А. – Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2005. – № 1. – С. 140–144.

21. Квакернаак Х. Линейные оптимальные системы управления / Х. Квакернаак, Р. Сиван. – М. : «Мир», 1977. – 650 с.

22. Potapenko Ye. M. Simplified linear-system restorability and controllability criteria and their application in robots / Potapenko Ye. M. – Journal of Automation and Information Sciences. – 1996. – V. 28, № 5 & 6. – Pp. 146–151.

23. Андреев Ю. Н. Управление конечномерными линейными объектами / Андреев Ю. Н. – М.: Гл. ред. физ.-мат. лит. изд-ва «Наука», 1976. – 424 с.

24. Меркин Д. Р. Введение в теорию устойчивости движения / Меркин Д. Р. – М.: Гл. ред. физ.-мат. лит. изд-ва «Наука», 1971. – 312 с.

25. Potapenko E. M. Estimation of Parameters of Controlled Mechanical System in Real Time / Potapenko E. M., Potapenko E. E., Kazurova A. E. – Journal of Automation and Information Sciences. – 2006 – V. 38, Issue 9. – Pp. 69–79.

26. Potapenko E. E. Determination of Speed and Time Constant of Rotor of Induction Motor by Observers / E. E. Po-

tapenko, E. M. Potapenko. – Journal of Automation and Information Sciences. – 2007. – V. 39, Issue 1. – Pp. 36–47.

27. Potapenko E. M. Synthesis of Invariant and Adaptive to Change of Stator Resistance of Vector Control Algorithms of Induction Motor / E. M. Potapenko, E. E. Potapenko – Journal of Automation and Information Sciences. – 2007. – V. 39, Issue 3. – Pp. 1–15.

28. Потапенко Е. М. Оценка векторов потокоцеплений и их скоростей в двигателях переменного тока / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко – Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2003. – № 10, т. 1. – С. 105–107.

29. Jun Hu. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range / Hu Jun and Wu Bin. – IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – V. 13, № 5. – P. 969–977.

30. Ohtani T. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder / Ohtani T., Tacada N. and Tanaka K. – IEEE Trans. Indust. Applic. – 1992. – V. 28, № 1. – P. 157–164.

Раздел 8

СИНТЕЗ РОБАСТНЫХ КОМПЕНСАТОРОВ ТОКОВЫХ КОНТУРОВ [1, 2, 13–15]

Введение. Аналитические исследования векторного управления (ВУ) двигателями переменного тока показали, что в динамике системы можно выделить медленные и быстрые процессы. Медленные процессы имеют место в контурах регулирования скорости, потокосцепления, идентификации параметров и оценки вектора состояния двигателя. Быстрой динамикой обладают контуры регулирования токов. Это дает основание исследовать контуры токов независимо от медленных процессов. Вопросам проектирования регуляторов токовых контуров в двигателях переменного тока посвящено большое количество работ [3–6]. В настоящее время в качестве регуляторов тока наибольшее распространение получили ПИ-регуляторы, установленные в частях обоих контуров тока, описанных уравнениями в синхронном базисе, связанном с потокосцеплением ротора [4]. Как показано в работах [7, 1], в замкнутых контурах тока с ПИ-регуляторами приходится находить компромисс между быстодействием, точностью, с одной стороны, и перерегулированием, с другой, вследствие чего быстодействие токовых контуров ограничено. Это является одним из основных недостатков, приписываемых ВУ по сравнению с прямым управлением моментом [8]. Неопределенности электродвигателя и преобразователя частоты существенно ухудшают динамические характеристики контуров тока с ПИ-регуляторами. Кроме того, между конту-

рами токов имеют место перекрестные связи, пропорциональные не измеряемой синхронной скорости вектора потокосцепления ротора. В системах с ПИ-регуляторами для устранения влияния перекрестных связей приходится вводить компенсирующие перекрестные связи, усложняющие алгоритм управления.

В данном разделе ставится и решается задача синтеза алгоритмов управления, обеспечивающих независимую оптимизацию по быстродействию, точности и перерегулированию токовых контуров в условиях неопределенности параметров электродвигателя, преобразователя частоты, погрешностей датчиков тока и аналого-цифровых преобразователей и при наличии неопределенных перекрестных связей. С этой целью предлагается вместо стандартных ПИ-регуляторов применять компенсаторы, состоящие из наблюдателей неопределенности и комбинированных регуляторов [9], описанные также в подразделе 4.1.

Постановка задачи. На рис. 8.1 представлена функциональная схема двух токовых контуров с предлагаемым наблюдателем неопределенности, где приняты следующие обозначения: $i_{dq p}$, \hat{i}_{dq} – векторы программных токов и оценки главных гармоник токов в синхронном базисе (d, q) , связанном с вектором потокосцепления ротора; (1) – регуляторы тока (РТ); 2 и 8 – преобразователи постоянных токов в двухфазный переменный ток и наоборот; 3 – преобразователь двухфазного тока в эквивалентный трехфазный ток; (4) – преобразователь частоты ПЧ с ШИМ; (5) – двигатель переменного тока (АД); (6) – аналого-цифровой преобразователь (АЦП); (7) – преобразователь двух фаз трехфазного тока в эквивалентный двухфазный ток; (9) – наблюдатель неопределенности (Н); (10) – генератор функций $\sin w_0 t$, $\cos w_0 t$; w_0 – скорость вращения базиса (d, q) в статорном базисе (a, b) (синхронная скорость);

в синхронном базисе описывается следующей системой уравнений:

$$T_r p y_d = -y_d + L_m i_d, \quad (8.1)$$

$$s L_s p i_{dq} = -R_s i_{dq} - w_0 s L_s J i_{dq} - e + u, \quad (8.2)$$

$$e = w_0 L_{mr} J y + L_{mr} p y, \quad (8.3)$$

$$u = k_1 u_{dq p}, \quad (8.4)$$

где y, i, u – векторы потокоцепления ротора, тока и напряжения статора, заданные в базисе (d, q) ; e – вектор противоЭДС; w_0 – угловая скорость вращения вектора y , формирующая перекрестные связи между контурами тока; s – коэффициент рассеивания; p – оператор дифференцирования;

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, s = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, L_{mr} = \frac{L_m}{L_r}, T_s' = s \frac{L_s}{R_s},$$

$$y = \begin{bmatrix} y_d \\ 0 \end{bmatrix}, i = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8.5)$$

В (1)–(3) L_s, L_r, L_m – индуктивности статора, ротора и взаимная индуктивность статора и ротора; T_s' – постоянная времени контура тока; T_r – постоянная времени ротора. Поскольку $T_r \gg T_s'$, то в (2), (3) можно полагать $y = \text{const}$. Каждому матричному уравнению (2)–(4) соответствуют два скалярных уравнения. За счет кососимметрической матрицы J между этими уравнениями существуют перекрестные связи, ухудшающие динамику и затрудняющие синтез системы управления. Сопротивления

R_s и R_r , а следовательно, T_s' и T_r вследствие изменения температуры двигателя могут существенно меняться и принимать неизвестные значения, существенным образом влияя на динамику контуров.

Ставится задача синтеза робастной декомпозированной системы управления, обладающей большим быстродействием при отсутствии перерегулирования по сравнению с системой с ПИ-регуляторами.

8.1 Синтез компенсатора

Под компенсатором понимается совокупность наблюдателя и регулятора. Пусть R_{s0} , k_{10} , L_{s0} – номинальные значения соответствующих параметров, а

$$R_s - R_{s0} = R_{sd}, \quad k_1 - k_{10} = k_{1d}, \quad L_s - L_{s0} = L_{sd}, \quad (8.6)$$

где R_{sd} , k_{1d} , L_{sd} – погрешности знания параметров. Следуя работе [9], представим систему (2)–(4) в виде номинальной модели, на которую действует вектор неопределенности f , а именно,

$$pi_{dq} = -\frac{1}{T_{s0}'} i_{dq} + k_0 (u_{dqp} + f), \quad (8.7)$$

$$k_0 = k_{10} (s L_{s0})^{-1}, \quad (8.8)$$

$$f = k_{10}^{-1} (k_{1d} u_{dqp} - e - w_0 s L_s J i_{dq} - R_{sd} i_{dq} - pi_{dq} L_{sd}). \quad (8.9)$$

Все коэффициенты и переменные в (7), (8), за исключением pi_{dq} и f , считаются известными.

Задача состоит в очистке сигнала i_{dq} от пульсаций, обусловленных ШИМ, оценке f и его компенсации в регуляторе. Скалярные уравнения, соответствующие векторному уравнению (7), взаимосвязаны через f . При компенсации

f уравнения будут развязаны и неопределенности не будут оказывать влияние на динамику контуров. Будет предполагаться, что постоянные времени наблюдателя на порядок меньше постоянных времени электрических процессов в управляемых контурах. Поэтому при синтезе наблюдателя можно полагать

$$\dot{\hat{f}} = 0. \quad (8.10)$$

Измерением динамической системы (7), (10) является i_{dq} . Будем строить для каждого контура тока независимый компенсатор. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать скалярное уравнение тока, по форме совпадающее с (7), а именно,

$$pi = -(T'_{s0})^{-1}i + k_0(u_p + f) \quad (8.11)$$

с измерением

$$y = i. \quad (8.12)$$

Поскольку при $y \equiv i \equiv u_p \equiv 0$ из (11) следует $f \equiv 0$, то система (10)–(12) является полностью наблюдаемой [10]. В связи с этим, построим наблюдатель для оценки i и f [9]

$$p\hat{i} = -(T'_{s0})^{-1}\hat{i} + k_0(u_p + \hat{f}) + l_1(\hat{i} - i), \quad (8.13)$$

$$p\hat{f} = l_2(\hat{i} - i). \quad (8.14)$$

Здесь и далее знак « \wedge » указывает на оценку соответствующей переменной; l_1, l_2 – постоянные коэффициенты наблюдателя. Вычитание из (13) уравнения (11), а из (14) уравнения (10) дает систему уравнений ошибок наблюдателя

$$p\tilde{i} = (l_1 - (T'_{s0})^{-1})\tilde{i} + k_0\tilde{f}, \quad (8.15)$$

$$p\tilde{f} = l_2\tilde{i}. \quad (8.16)$$

Система (15), (16) имеет характеристическое уравнение

$$p^2 + ((T'_{s0})^{-1} - l_1)p - k_0 l_2 = 0. \quad (8.17)$$

Сопоставим уравнение (17) с эталонным уравнением

$$p^2 + 2d\Omega_o p + \Omega_o^2 = 0.$$

В результате получим

$$l_1 = (T'_{s0})^{-1} - 2d\Omega_o, \quad l_2 = -k_0^{-1}\Omega_o^2. \quad (8.18)$$

Частота Ω_o характеризует быстродействие наблюдателя.

Регулятор контура тока представим в виде

$$u_p = (q_1 + q_2 p^{-1})(i_p - \hat{i}) - \hat{f}, \quad (8.19)$$

где i_p – программное значение тока; q_1, q_2 – постоянные коэффициенты. Подстановка (19) в (11) с учетом соотношений

$$\hat{i} = i + \tilde{i}, \quad \hat{f} = f + \tilde{f} \quad (8.20)$$

дает уравнение динамики управляемого контура тока

$$pi = -((T'_{s0})^{-1} + k_0 q_1 + k_0 q_2 p^{-1})i + k_0 (q_1 + q_2 p^{-1})(i_p - i) - k_0 f. \quad (8.21)$$

При правильном выборе параметров наблюдателя переменные \tilde{i}, \tilde{f} с течением времени стремятся к нулю. Поэтому характеристическое уравнение для уравнения (21) имеет вид

$$p^2 + ((T'_{s0})^{-1} + k_0 q_1)p + k_0 q_2 = 0. \quad (8.22)$$

Сопоставляя уравнение (22) с эталонным характеристическим уравнением

$$p^2 + 2d\Omega_r p + \Omega_r^2 = 0,$$

где Ω_r характеризует быстродействие управляемого контура, можно получить значения коэффициентов регулятора в виде

$$q_1 = k_0^{-1}(2d\Omega_r - (T'_{s0})^{-1}), \quad q_2 = k_0^{-1}\Omega_r^2. \quad (8.23)$$

Таким образом, найдены выражения (18), (23) для выбора параметров компенсатора.

8.2. Синтез компенсатора при наличии смещений нулей датчиков тока

Датчики тока на рис. 8.1 стоят перед АЦП. Постоянные ошибки этих датчиков после блока 7 преобразуются в постоянные ошибки c_{sa} , c_{sb} , сопутствующие сигналам i_a , i_b . Следует отметить, что сами АЦП также могут служить источниками постоянных смещений. После блока 8 эти ошибки переходят в синусно-косинусные ошибки c_{01} , c_{02} частоты w_0 , складывающиеся с сигналами i_d , i_q вектора i_{dq} . Действительно, пусть c_s – вектор постоянных ошибок, сопутствующий вектору i_{ab} в статорном базисе (a, b) , A – матрица перехода от базиса (a, b) к синхронному базису (d, q) , c_0 – вектор ошибок в базисе (d, q) . Имеют место следующие соотношения:

$$\begin{aligned} c_0 &= Ac_s, & A &= \begin{bmatrix} \cos w_0 t & \sin w_0 t \\ -\sin w_0 t & \cos w_0 t \end{bmatrix}, & AA^T &= E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (8.24)$$

Поскольку электромагнитный момент пропорционален $i_d i_q$, то постоянные ошибки датчиков приводят к периодическим колебаниям электромагнитного момента с частотой $2w_0$. Кроме того, смещения нулей датчиков тока приводят

к ошибкам в оценках вектора состояния АД. Поэтому необходимо отделить i_{ab}, i_{dq} от сопутствующих им ошибок. Зная оценку \hat{c}_0 , по соответствующей формуле из (24) можно получить оценку \hat{c}_s .

Рассмотрим один из двух контуров тока (индекс контура при написании опущен). В соответствии с вышесказанным, измерением является

$$y = i + c_{01}, \quad (8.25)$$

где c_{01} описывается синусно-косинусными уравнениями

$$\&_{01} = -w_0 c_{02}, \quad \&_{02} = w_0 c_{01}. \quad (8.26)$$

Исследуем наблюдаемость системы (10), (11), (25), (26). При $y \equiv u_p \equiv 0$ уравнение (11) принимает вид

$$\&_{01} \equiv -(T'_{s0})^{-1} c_{01} - k_0 f. \quad (8.27)$$

Подстановка $\&_{01}$ из (26) в (27) дает уравнение

$$(T'_{s0})^{-1} c_{01} - w_0 c_{02} + k_0 f \equiv 0. \quad (8.28)$$

Поскольку $T'_{s0} \neq 0$, $k_0 \neq 0$, $f = \text{const}$, а c_{01} и c_{02} связаны между собой как $\sin w_0 t$ и $\cos w_0 t$ (т.е. переменные c_{01} , c_{02} , f являются линейно независимыми), то при $w_0 \neq 0$ тождество (28) может быть выполнено только при $c_{01} \equiv c_{02} \equiv f \equiv 0$. Сказанное позволяет заключить [10], что система (10), (11), (25), (26) является полностью наблюдаемой и для нее можно построить наблюдатель четвертого порядка для оценки переменных i , f , c_{01} , c_{02} одного из двух контуров тока. Наблюдатель строится по уравнениям (10), (11), (25), (26). Для уменьшения объема вычислений, связанных с наблюдателем, синтезируем его в виде систе-

мы двух уравнений, одно из которых является независимым. С этой целью представим уравнения работы контура тока в следующем виде:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B u_p, \quad (8.29)$$

$$\dot{\mathbf{z}} = F \mathbf{z}, \quad (8.30)$$

$$y = C\mathbf{x} + H\mathbf{z}, \quad (8.31)$$

где

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i \\ f \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -(T'_{s0}) & k_0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} k_0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} 0 & -w_0 \\ w_0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{z} = [c_{01} \quad c_{02}]^T, \quad C = H = [1 \quad 0]. \quad (8.1.32)$$

Как уже было сказано, с целью снижения объема вычислений в наблюдателе он разбивается на две части [9]: наблюдатель преобразованного вектора состояния

$$\dot{\mathbf{x}}_* = A\hat{\mathbf{x}}_* + B u_p + L_*(C\hat{\mathbf{x}}_* - y) \quad (8.33)$$

и наблюдатель неопределенности

$$\dot{\mathbf{z}}_* = [F + L_z(CS + H)]\hat{\mathbf{z}} + L_z(C\hat{\mathbf{x}}_* - y). \quad (8.34)$$

В (33), (44) $L_* = [l_{*1} \quad l_{*2}]^T$, $L_z = [l_{z1} \quad l_{z2}]^T$ – матрицы коэффициентов усиления наблюдателя,

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_* = \hat{\mathbf{x}} + S \hat{\mathbf{z}}. \quad (8.35)$$

Матрица S определяется из уравнения

$$(A + L_*C)S - SF + L_*H = 0. \quad (8.36)$$

Характеристическому определителю уравнения (33)

$$|Ep - A - L_*C| = 0$$

соответствует характеристическое уравнение

$$p^2 + [(T'_{s0})^{-1} - l_{*1}]p - k_0 l_{*2} = 0. \quad (8.37)$$

Из сопоставления уравнения (37) с эталонным характеристическим уравнением

$$p^2 + 2d_*\Omega_*p + \Omega_*^2 = 0$$

найдем

$$l_{*1} = (T'_{s0})^{-1} - 2d_*\Omega_*, \quad l_{*2} = k_0^{-1}\Omega_*^2. \quad (8.38)$$

Здесь Ω_* – частота, характеризующая быстроедействие наблюдателя (33).

Матрица F в соответствии с (32) имеет собственные значения $\pm jw_0$, где $j = \sqrt{-1}$. Матрица $(A + L_*C)$ назначается гурвицевой, исходя из ее желаемого спектра. Поэтому спектры матриц F и $(A + L_*C)$ не пересекаются, что является необходимым и достаточным условием существования единственного решения S уравнения (36) [11]. Зная S и желаемые динамические характеристики наблюдателя (34), можно найти матрицу L_z . По системе (33)–(36) с учетом обозначений (32) можно получить оценки $\hat{i}, \hat{f}, \hat{c}_{01}, \hat{c}_{02}$ соответствующих переменных.

Закон управления в исследуемом контуре тока будет иметь вид (19), для которого справедливы выкладки (20)–(23).

Изложенный выше синтез компенсатора относится к одному из контуров тока d или q . Покажем, что оценка \hat{c}_{02} является оценкой смещения нуля в смежном контуре. Действительно, в соответствии с (24)

$$c_0 = Ac_s = \begin{bmatrix} c_{s1} \cos w_0 t + c_{s2} \sin w_0 t \\ -c_{s1} \sin w_0 t + c_{s2} \cos w_0 t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{01} \\ c_{02} \end{bmatrix}. \quad (8.39)$$

Нетрудно убедиться в том, что c_{01}, c_{02} из (39) удовлетворяют уравнениям (26), что и требовалось показать.

Для смежного контура справедливы уравнения (10), (11) с измерением $y_2 = i$, (8.40)

где $y_2 = y_1 - \hat{c}_{02}$, а y_1 – выход блока 8. Поскольку (40) по содержанию совпадает с (12), то выкладки (13)–(23) остаются справедливыми для исследуемого случая.

Таким образом, синтезирован компенсатор при наличии смещений нулей в датчиках тока.

8.3. Результаты моделирования

При моделировании на ПЭВМ рассматривался асинхронный двигатель типа А2–81–4 со следующими номинальными характеристиками (см. Приложение А):

$$R_{s0}=0.072\text{Ом} \quad R_{r0}=0.106\text{Ом} \quad L_{m0}=0.0377\text{Гн} \quad L_{s0}=L_{r0}=0.0387\text{Гн} \\ s=0.051 \quad T_{r0}=0.365\text{с} \quad T'_{s0}=sT_{s0}=0.0274\text{с} \quad k_0=507 \quad k_{m0}=1.$$

По зависимостям (18), (23) были выбраны следующие значения коэффициентов: $l_1 = -670.55$, $l_2 = -493.1$, $q_1 = 0.915$, $q_2 = 35$. АД с преобразователем частоты моделировались уравнением

$$pi = -(T'_s)^{-1}i + ku, \quad (8.41)$$

где напряжение, подаваемое на электродвигатель, $u = u_p + 318\sin nt$, В; $n = 25100 \text{ с}^{-1}$ (4 кГц) – частота ШИМ ПЧ.

Уравнения (13), (14), (19) моделировались в дискретном виде с тактом счета $T_0 = 10^{-4} \text{ с}$ уравнениями

$$\begin{aligned} \hat{i}[n+1] &= \hat{i}[n] + T_0 \left\{ -(T'_{s0})^{-1} \hat{i}[n] + k_0(u_p[n] + \hat{f}[n]) + l_1(\hat{i}[n] - i[n]) \right\} \\ \hat{f}[n+1] &= \hat{f}[n] + T_0 l_2(\hat{i}[n] - i[n]), \\ u_p[n] &= u_p[n-1] + q_1(-\hat{i}[n] + \hat{i}[n-1]) + T_0 q_2(i_p - \hat{i}[n]) - \hat{f}[n] + \hat{f}[n-1] \end{aligned} \quad (8.42)$$

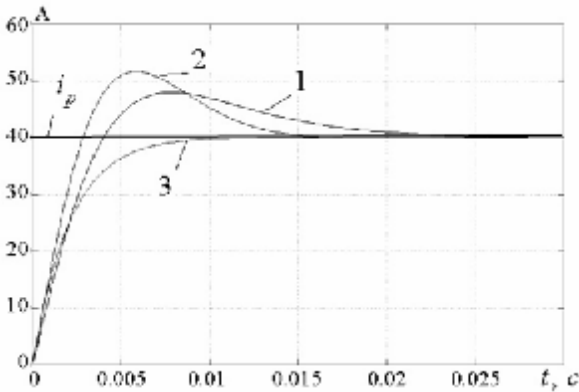


Рисунок 8.2. Переходные процессы
в токовых контурах

На рис. 8.2 сопоставлены программный ток $i_p = 40\text{A}$, результаты моделирования оптимизированного контура тока с фильтром первого порядка и ПИ-регулятором работы [6] (кривые 1 и 2) с результатами моделирования синтезированной системы (41), (42) (кривая 3). Как видно из сравнения переходных процессов, синтезированный выше компенсатор обеспечивает большее быстродействие при отсутствии перерегулирования. Несмотря на то, что регулятор (19) содержит И-составляющую, переходный процесс получен аperiodическим. Это объясняется взаимодействием процессов в наблюдателе и управляемом объекте. Более того, переходный процесс (кривая 3) практически не меняется при $0.5k_0 \leq k \leq 2k_0$, $0.5T'_{s0} \leq T'_s \leq 2T'_{s0}$ как при поочередном, так и при одновременном варьировании перечисленных коэффициентов.

Время переходного процесса и отсутствие перерегулирования сохраняются при всех значениях i_p . На рис. 8.2 показаны результаты моделирования без учета шумов напряжения, обусловленных ШИМ. На рис. 8.3 представлен

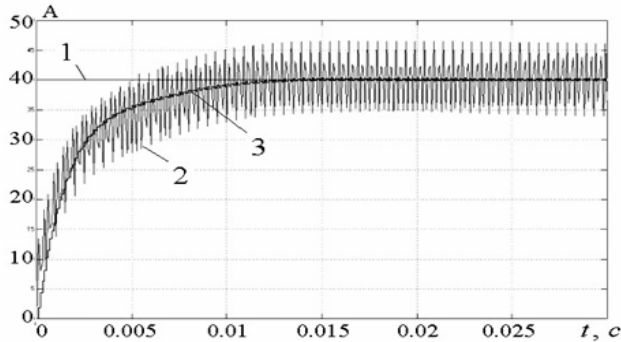


Рисунок 8.3

процесс с учетом шумов ШИМ. Прямая 1 – программное значение тока, кривая 2 – истинные значения тока, кривая 3 – оценка основной (полезной) составляющей тока.

Рис. 3 свидетельствует о достаточно качественной оценке полезной составляющей тока с учетом больших помех, вносимых ШИМ.

Закключение. Синтезированы алгоритмы компенсатора для управления контурами тока как без учета смещения нулей датчиков тока, так и с учетом этих смещений. Наблюдатели, входящие в состав компенсатора, оценивают главные гармоники токов, неопределенности контуров токов, включая смещения нулей датчиков и перекрестные связи, на фоне помех, создаваемых ШИМ. Синтезированный компенсатор обеспечивает робастность системы управления по отношению к изменению коэффициента передачи преобразователя частоты, броскам напряжения питающей сети, к отклонению всех параметров двигателя от номинальных значений (влияние отклонений от номинальных значений L_r , R_r , L_m , входящих в перекрестные связи между контурами токов, компенсируется вместе с компенсацией самих перекрестных связей). Численное моделирование показало, что синтезируемый компенсатор по срав-

нению с классическим ПИ-регулятором обеспечивает большее быстродействие при отсутствии перерегулирования и большую робастность по отношению к неопределенностям, в особенности, к перекрестным связям.

8.4. Приложение. Принцип действия схемы

На рис. 8.1 изображены токовые контуры системы векторного управления двигателя переменного тока, в частности, асинхронного двигателя (АД) 1. В АД при рассмотрении процессов в статорном базисе все переменные являются трехфазными и изменяются синусоидально. Организовать качественное управление такими процессами сложно. Каждую трехфазную переменную можно представить в виде вектора, вращающегося с определенной скоростью в статорном базисе. Этот вектор можно спроектировать на ортогональный базис (a, b) , связанный со статором АД. В результате происходит переход от трехфазного АД к эквивалентному двухфазному АД. Это осуществляется блоком 7. Описанное упрощение является существенным, но не принципиальным. Если двухфазные электромагнитные процессы рассматривать не в базисе (a, b) , а в базисе (d, q) , ось d которого совпадает с вектором потокосцепления ротора, то фазовые переменные уже не будут синусоидальными. Это осуществляется в блоке 8. В этом случае возникает полная аналогия с двигателем постоянного тока (ДПТ). Составляющая тока i_d называется током намагничивания и соответствует току обмотки возбуждения ДПТ, а i_q называется моментной составляющей и соответствует току якорной цепи ДПТ. При этом во многих случаях оказывается применимой теория управления ДПТ. На части схемы между блоками 8 и 2, где действует аналогия с ДПТ, формируются «постоянные» управляющие напряжения

u_{dp}, u_{qp} (u_{dqpr}). Затем с помощью блоков 2 и 3 формируется трехфазный управляющий сигнал u_{ABCP} . Преобразователь частоты (ПЧ) 4 состоит из двух блоков: выпрямителя и блока широтно-импульсной модуляции (ШИМ). ПЧ формирует трехфазное напряжение, питающее АД.

Неточность знания параметров АД, неидеальности ПЧ, наличие неизвестных перекрестных связей между каналами d и q приводят к необходимости компенсировать влияние этих неидеальностей. В данном подразделе это осуществляется с помощью комбинированного регулятора с наблюдателем неопределенности. Неопределенность формируется путем выделения идеальной системы и объединением всех неопределенностей и неидеальностей в одно слагаемое f , которое можно рассматривать как внешнее воздействие на идеальную систему. С помощью наблюдателя 9, помимо оценки токов i_d, i_q , оцениваются неопределенности f_d, f_q , которые составляют вектор неопределенности f . Влияние этой неопределенности компенсируется комбинированным регулятором 1.

8.5. Выводы из раздела 8

В настоящее время в качестве регуляторов тока наибольшее распространение получили ПИ-регуляторы. В замкнутых контурах тока с ПИ-регуляторами приходится находить компромисс между быстодействием, точностью, с одной стороны, и перерегулированием, с другой, вследствие чего быстодействие токовых контуров ограничено. Это является одним из основных недостатков, приписываемых ВУ по сравнению с прямым управлением моментом. Контур токов подвержен влиянию целого «букета» неопределенностей: неизвестным броскам напряжения сети, падению напряжения на транзисторах, запаздыванию их

открытия и закрытия, а также эффекту «мертвого» времени, неопределенности вследствие изменения температуры двигателя сопротивлений статора и ротора, неопределенным перекрестным связям между контурами токов. Перечисленные неопределенности электродвигателя и преобразователя частоты существенно ухудшают динамические характеристики контуров тока с ПИ-регуляторами.

Улучшение качества переходных процессов и устранение влияния перечисленных неопределенностей достигаются за счет применения робастного комбинированного управления, подробно рассмотренного в подразделе 4.1. Неопределенность формируется путем выделения идеальной системы и объединением всех неопределенностей в одно слагаемое, которое можно рассматривать как внешнее воздействие на идеальную систему. С помощью наблюдателя оценивается неопределенность. Ее влияние компенсируется комбинированным регулятором. За счет этого обеспечиваются апериодические переходные процессы с длительностью в полтора-два раза меньшей, чем у ПИ-регуляторов, и высокая точность формирования токов и напряжений.

Материалы данного раздела применимы для всех типов двигателей переменного тока с преобразователями частоты (ПЧ), включающими в себя выпрямитель и блок широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Список литературы 8

1. Оптимизация и исследование динамики токовых контуров системы векторного управления асинхронным двигателем / [Е. М. Потапенко, Д. С. Даниличев, Е. Е. Потапенко, В. Г. Бичай, Е. В. Васильева]. – Электротехника і електроенергетика. – 2003. – № 1. – С. 42–47.

2. Потапенко Е. М. Синтез робастных комбинированных регуляторов токовых контуров при векторном управ-

лении двигателями переменного тока / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко – Проблемы управления и информатики. – 2006. – № 6. – С.69–78.

3. Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables / J. Holtz, J. Quan, J. Pontt, J. Rodriguez, P. Newman, H. Miranda – IEEE Trans. on Industry Applications. – 2004. – Vol. 40, № 5. – Pp. 1388–1397.

4. Novotny D.W. Vector control and dynamics of AC drives / D.W. Novotny and T.A. Lipo – Oxford: Oxford University Press, 1996. – 440 p

5. Influence of digital current control strategy on the sensitivity to electrical parameter uncertainties of induction motor indirect field-oriented control / B. Robyns, P.A. Sente, H.A. Buyse and F. Labrique – IEEE Trans. on Power Electronics. – 1999. – V. 14, № 4. – P. 690–699.

6. Briz del Blanco F. Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors / Briz del Blanco F., Degner M.W and Lorenz R.D. – IEEE Trans. Industry Applications. – 1999. – Vol. 35, № 6. – Pp. 1424–1432.

7. Leonhard W.. Control of electrical drives. / Leonhard W. – Berlin: Springer, 1996. – 420 p.

8. Vas P. Sensorless vector and direct torque control / Vas P. – Oxford: Oxford University Press, 1998. – 729 p.

9. Потапенко Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями / Потапенко Е. М. – Проблемы управления и информатики. – 1995. – № 2. – С. 36–43.

10. Квакернаак Х. Линейные оптимальные системы управления / Х. Квакернаак, Р. Сиван – М.: Мир, 1977. – 650 с.

11. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц / Гантмахер Ф. Р. – М.: Наука, 1988. – 552 с.

12. Das J. C. Passive Filters – Potentialities and Limitation / Das J. C. – IEEE Trans. on Industry Application. – 2004. – Vol. 40, No. 1. – Pp. 232–241.

13. Potapenko E. M. Synthesis of Robust Combined Regulators of Current Circuits under Vector Control of Alternating-Current Motors / E. M. Potapenko, E. E. Potapenko – Journal of Automation and Information Sciences. – 2006. – V. 38, Issue 11. – Pp. 45–55.

14. Потапенко Е.Е. Синтез и анализ компенсаторов контуров тока асинхронных электродвигателей / Е.Е. Потапенко, Е.М. Потапенко // Материалы 11-й международной конф. по автоматическому управлению «Автоматика-2004», т. 2.- Киев, 2004.-С.49.

15. Потапенко Є.Є. Векторне керування асинхронними двигунами / Є.Є. Потапенко – Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня канд. техн. наук – Харків: ХНУРЕ. – 2005. – 20 с.

Раздел 9

ОБОБЩЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

9.1. Общая функциональная схема асинхронного двигателя с векторным управлением

Во введении были отмечены 2 подхода к разработке алгоритмов ВУ:

1) для системы уравнений, описывающей работу АД, аналитически синтезируют алгоритмы управления всем двигателем, которые обеспечивают асимптотическую устойчивость положения или скорости ротора, или их заданной траектории,

2) полная система уравнений, описывающая работу АД, декомпозируется на ряд подсистем, для каждой подсистемы синтезируются (в зависимости от подзадачи) алгоритмы управления, идентификации, наблюдения, фильтрации и др., после чего алгоритмы объединяются в один алгоритм.

Первый метод дает строгое доказательство асимптотической устойчивости, но требует упрощения постановки задачи и приводит к сложным алгоритмам управления. Второй метод дает более простые алгоритмы в более полной постановке, но подтверждение работоспособности объединенной системы достигается численным и (или) натурным моделированием. Разделение задачи управления на блоки позволяет строить в каждом конкретном случае всю систему из различных блоков, исходя из требований точно-

сти, простоты алгоритмов, электропотребления, диапазона регулирования и т. п. Блочная структура упрощает синтез и отладку алгоритмов управления, а также позволяет уменьшить объем вычислений за счет возможности назначения своего такта счета в каждом блоке. Авторами данной книги выбран второй путь, в соответствии с которым в разделах 4–8 решаются отдельные подзадачи, причем, каждая подзадача решается несколькими методами. Наличие различных методов решения одной и той же задачи будет полезно читателю в методологическом отношении. Блочная структура алгоритмов оценивания и идентификации позволяет уменьшить загрузку цифрового вычислителя. При формировании структуры общего алгоритма надо руководствоваться следующими [1, 2] правилами: 1) разделять алгоритм на ряд блоков с односторонними связями (без обратных связей), 2) использовать алгоритмы с постоянными коэффициентами, что в случае дифференциальных или разностных уравнений позволяет заранее вычислить их переходные матрицы, 3) уменьшать порядок систем уравнений регуляторов и наблюдателей, 4) осуществлять предварительную фильтрацию клеммных измерений токов и напряжений, что позволяет увеличить такт счета в ЦСП.

В соответствии с изложенными соображениями из разработанных в разделах 4–8 алгоритмов составлена обобщенная функциональная схема электропривода (ЭП), представленная на рис. 9.1.1. На рисунке изображены общие для всех ниже рассматриваемых схем блоки. Отличие схем сосредоточено в блоке «Наблюдатели, идентификаторы». Алгоритмы окрашенных блоков разработаны авторами и описаны в разделах 4–8.

На рис. 9.1.1 приняты следующие обозначения:

$i_{ab} = (i_a, i_b)^T$, $u_{ab} = (u_a, u_b)^T$ – векторы клеммных токов и напряжений, приведенных к статорному базису (a, b) ,

«^» – символ оценки соответствующих переменных,

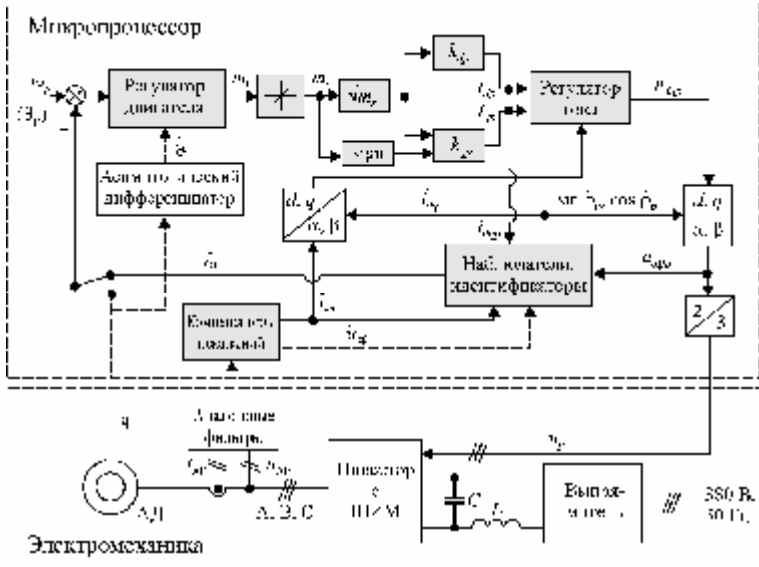


Рисунок 9.1.1. Функциональная схема АД с векторным управлением

w_0 – скорость вектора потокосцепления y в статорном базисе (a, b) (синхронная скорость),

w – скорость ротора,

w_p – программная скорость ротора,

m_0 – желаемый (программный) электромагнитный момент,

$i_{dqp} = (i_{dp}, i_{qp})^T$, $u_{dqp} = (u_{dp}, u_{qp})^T$ – векторы программного тока и напряжения, записанные в синхронном базисе (d, q) ,

$u_p = (u_{Ap}, u_{Bp}, u_{Cp})$ – программный сигнал, соответствующий желаемому трехфазному напряжению,

$u = (u_A, u_B, u_C)$ – трехфазное клеммное напряжение АД.

Питание АД осуществляется от трехфазного преобразователя частоты (ПЧ) с выпрямителем и инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Для управления двигателем измеряются только статорные токи в двух фазах i_{AB} (а в некоторых модификациях и напряжения u_{AB} , что показано пунктирной линией). Для выделения главных гармоник указанных переменных последние пропускаются через аналоговые фильтры, которые, помимо фильтрации, приводят к искажению амплитуд и фаз главных гармоник. Для устранения этих искажений в управляющем микропроцессоре формируются компенсаторы искажений. Полученные оценки главных гармоник токов \hat{i}_{ab} (а при наличии и напряжений \hat{u}_{ab}) поступают в блок «Наблюдатели, идентификаторы», куда также подаются двухфазные программные напряжения u_{abp} (в этом случае сигналы u_{AB} , \hat{u}_{ab} не используются) и программные статорные токи i_{dqp} , заданные в синхронном базисе. На основании этой информации оцениваются скорость ротора $\hat{\omega}$ и направляющие косинусы $\sin r_p$, $\cos r_p$ вектора потокосцепления ротора относительно статорного базиса. Оценка скорости ротора $\hat{\omega}$ сравнивается с ее программным значением ω_p . Полученная разность поступает в «Регулятор двигателя», который фактически является комбинированным компенсатором, формирующим программный (желаемый) электромагнитный момент m_0 . В отличие от традиционного ПИ-регулятора, компенсатор, разработанный авторами, является робастным по отношению к нагрузке, возмущениям, неопределенности индуктивностей и приведенного момента инерции ротора. Компенсатор обеспечивает заданный вид переходного процесса даже при наличии ограни-

чений тока и напряжения. С помощью момента m_0 из условия минимума потребляемой мощности или постоянства тока намагничивания формируются программные токи i_{dp} , i_{qp} в синхронном базисе. С программными токами сравниваются оценки одноименных токов статора, сформированные с помощью преобразователя $a, b / d, q$. Полученные разности подаются в регуляторы тока. Регуляторы токов разработаны авторами в виде комбинированных компенсаторов. В отличие от традиционных ПИ-регуляторов, компенсаторы обеспечивают неизменность заданных переходных процессов в контурах токов при изменении коэффициента передачи преобразователя частоты, бросках напряжения питающей сети, отклонениях всех параметров двигателя от номинальных значений. Компенсаторы устраняют влияние перекрестных связей между контурами токов. На выходе регуляторов тока формируются программные напряжения u_{dqp} в синхронном базисе, которые с помощью блока $d, q / a, b$ перепроектируются в программные двухфазные напряжения u_{abp} . При прохождении через блок «2/3», эти напряжения переводятся в трехфазные управляющие сигналы блока ШИМ u_p . Пунктирная цепь обеспечивает позиционное управление приводом по сигналам позиционного датчика J , установленного на валу двигателя. Информация о скорости ротора в этом случае получается с помощью асимптотического дифференцирования позиционного сигнала, рассмотренного в подразделе 3.5, или экстраполятора, описанного в пункте 4.1.2. Закон позиционного управления синтезирован там же. Блок «Наблюдатели, идентификаторы» является самым сложным и объемным в вычислительном отношении элементом алгоритма управления, в значительной степени определяющим ее свойства и показатели качества.

9.2. Раздельное управление скоростью и перемещением

9.2.1. Управление скоростью

На основании материалов разделов 4–8, а также с учетом рекомендаций, данных в подразделе 9.1, авторами составлена функциональная схема блока «Наблюдатели, идентификаторы». На рис. 9.2.1 представлена схема блока «Наблюдатели, идентификаторы» с независимой оценкой сопротивлений статора \hat{R}_s и ротора \hat{R}_r , входящего в \hat{T}_r .

Идентификация \hat{R}_r осуществляется за счет инъекции в ток намагничивания гармонического сигнала.

На схеме приняты следующие обозначения:

1 – алгоритм (6.3.28), (6.3.29), (6.3.33)–(6.3.35) оценки синхронной скорости \hat{W}_0 ,

2 – алгоритм (7.1.22)–(7.1.25) оценки сопротивления статорной цепи \hat{R}_s ,

3 – алгоритм (6.2.12), (6.2.14)–(6.2.17) оценки потокосцепления ротора \hat{Y} ,

4 – алгоритм (7.2.74), (7.2.77)–(7.2.79) оценки сопротивления ротора \hat{R}_r ,

5 – алгоритм (6.3.32) оценки скольжения \hat{W}_{sl} ,

6 – алгоритм (6.3.30) оценки скорости ротора \hat{W} ,

7 – алгоритм (2.34) оценки направляющих косинусов потокосцепления ротора \hat{Y} в статорном базисе (a, b) ,

8 – алгоритм (5.7.29), (5.7.34) фильтрации, устраняющей влияние инъекции.

Выбор алгоритма блока 1 обусловлен его независимостью от сопротивлений статора и ротора, а также работоспособностью в диапазоне скоростей ротора от нулевой (включая ее) до номинальной. Следует отметить, что зна-

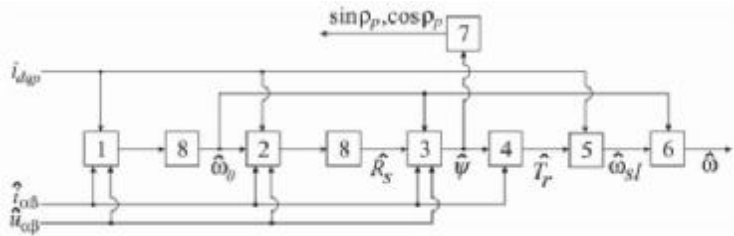


Рисунок 9.2.1. Функциональная схема для прямого векторного управления с инъекцией гармонического сигнала в ток намагничивания

ние сопротивлений ротора и статора позволяет вычислить температуры последних и тем самым предупредить перегрев двигателя. Как видно на рисунке 9.1.1, при использовании программных напряжений u_{abp} , токов \hat{i}_{ab} и алгоритмов (7.1.22)–(7.1.25) вместо активного сопротивления статора R_s будет оцениваться сумма этого сопротивления с сопротивлением кабеля и эквивалентным сопротивлением блока ШИМ. Эквивалентное сопротивление блока ШИМ включает в себя сопротивления транзисторов и фиктивные сопротивления, учитывающие влияние запаздывания при открытии и закрытии транзисторов ШИМ, а также «мертвое» время. Кроме того, в идентифицированном сопротивлении будут учитываться изменение напряжения питающей сети и эффект вытеснения тока. Этот факт обеспечивает робастность системы по отношению к перечисленным эффектам. При использовании для вычисления сопротивления статора напряжения \hat{u}_{ab} и близком расположении преобразователя частоты и двигателя будет оцениваться именно активное сопротивление статора. Как будет показано ниже, этот факт позволяет простым косвенным методом оценить сопротивление ротора.

Результаты компьютерного моделирования управления скоростью АД с системой управления, изображенной на рис 9.1.1, 9.2.1, представлены на рисунках 6.4.1, 6.5.2, 7.1.4–7.1.8, 7.2.1, 7.2.2. На перечисленных рисунках показано поведение отдельных переменных при векторном управлении в различных режимах работы.

В данной схеме для идентификации сопротивления ротора в намагничивающую составляющую статорного тока инжестировалась периодическая составляющая, вследствие чего модуль потокоцепления также приобретал необходимую для идентификации периодическую составляющую. Такие же составляющие получали и все другие переменные. Для устранения периодических составляющих в электромагнитном моменте и скорости ротора в моментную составляющую статорного тока впрыскивался гармонический ток такой частоты, фазы и амплитуды, чтобы произведение $|\mathbf{y}|i_q$ не содержало периодической составляющей.

Наиболее сложно обеспечивается работоспособность приводов без датчиков кинематических переменных при малых скоростях, тем более, в генераторном режиме. Для сопоставления поведения всех переменных векторного управления в указанных случаях на рис. 9.2.2–9.2.4 представлены результаты моделирования следующей циклограммы работы. В течение первых двух секунд с момента включения двигателя осуществляется его намагничивание. На второй секунде включается разгон ротора до скорости 1 с^{-1} . На четвертой и восьмой секундах ступенчато подается и сбрасывается номинальная нагрузка, соответствующая двигателю режиму, а на десятой секунде включается реверс для достижения скорости холостого хода -1 с^{-1} . На четырнадцатой и восемнадцатой секундах ступенчато подается и сбрасывается номинальная нагрузка, соответствующая генераторному режиму. (Обозначения переменных на рисунках соответствуют списку принятых обозначений). Как видно на рис. 9.2.2, в синхронной скорости W_0 и скольжении W_{sl}

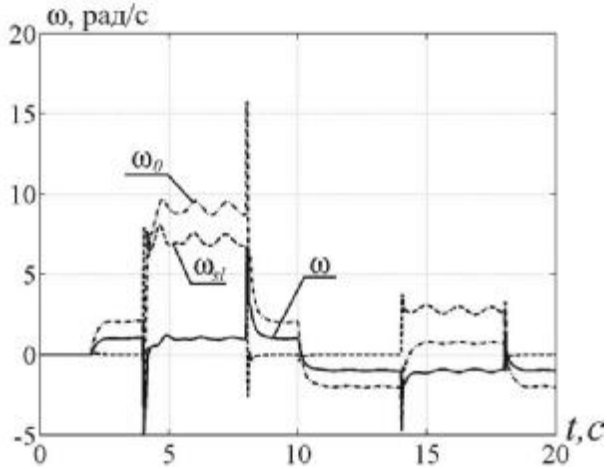


Рисунок 9.2.2

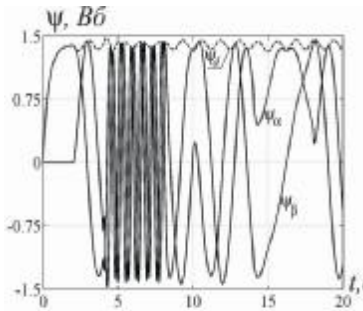


Рисунок 9.2.3

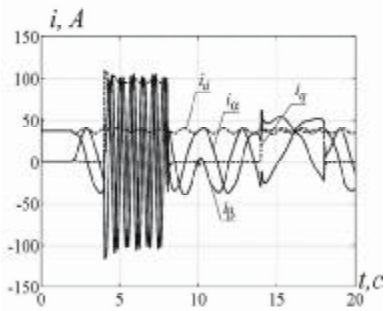


Рисунок 9.2.4

при наличии нагрузки заметны колебания, обусловленные инъекцией синусоидального тока в намагничивающую составляющую тока статора. В то же время, в скорости ротора ω влияние инъекции отсутствует. Это достигнуто за счет того, что в моментную составляющую тока статора подается компенсирующая составляющая, в результате чего электромагнитный момент, пропорциональный $y_d i_q$,

теоретически не зависит от инъекции. Следует отметить, что указанная инъекция, помимо идентификации сопротивления ротора, гарантирует, в случае необходимости, стабилизацию нулевой скорости ротора. На рис. 9.2.2 показано изменение скоростей ротора (w), скольжения (w_{sl}) и синхронной скорости (w_0).

На рисунках 9.2.3 и 9.2.4 показано изменение проекций векторов потокосцепления ротора и тока статора на оси статорного (a, b) и синхронного (d, q) базисов.

9.2.2. Управление перемещением

В предыдущих разделах рассматривалось управление скоростью асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД). Для позиционного управления обычно применяются двигатели постоянного тока, основным недостатком которых является наличие коллектора, который усложняет двигатель, снижает его надежность, удорожает обслуживание, делает невозможным его эксплуатацию в агрессивных и пожароопасных средах. В настоящее время для позиционного управления чаще используются синхронные двигатели с постоянными магнитами, для которых характерна высокая стоимость постоянных магнитов и их способность к размагничиванию, в результате чего с течением времени характеристики двигателей ухудшаются. Кроме того, мощность синхронных двигателей с постоянными магнитами ограничена. В то же время, для поддержания и регулирования скорости получили широкое распространение АД, не имеющие перечисленных выше недостатков. В настоящее время выпущено и эксплуатируется большое количество этих двигателей. Как показано в предыдущих разделах, АД с разработанным там векторным управлением обеспечивают высококачественное управление во всем диапазоне скоростей. Поэтому естественно желание ис-

пользовать АД и для позиционного управления. В случае удачного решения этого вопроса появляется возможность создания универсального электропривода, который, по желанию потребителей, путем простых коммутаций можно перенастроить как для позиционного, так и для скоростного управления.

Вопросам позиционного управления АД, в отличие от управления скоростью, посвящено небольшое количество работ [1–5]. В работе [1] для полностью известного АД по информации позиционного датчика и датчиков статорных токов получен алгоритм управления, обеспечивающий экспоненциальную устойчивость заданной траектории без гарантии показателей качества системы управления. В публикациях [2, 3] с полностью известным вектором состояния (за исключением потокосцепления ротора) и не известным сопротивлением ротора синтезированы алгоритмы, обеспечивающие асимптотическую устойчивость заданной траектории (без гарантии показателей качества). К гладкости заданной траектории в этих работах предъявляются жесткие требования. В работе [4] для обеспечения робастности по отношению к неопределенности параметров двигателя и внешних возмущений применено управление со скользящими режимами. Этому виду управления присущ ряд существенных недостатков, а именно,

- наличие вибраций, снижающих надежность механических частей привода;
- возможная потеря работоспособности в присутствии в системе управления паразитной динамики;
- плохая помехоустойчивость по отношению к высокочастотным помехам;
- отсутствие робастности на участке достижения поверхности переключения;
- наличие пульсаций скорости и момента.

В статье [5] для управления скоростью и положением использовано косвенное векторное управление (КВУ). По

заявлению авторов статьи, приводы с КВУ теряют работоспособность при не точном знании сопротивления ротора и (или) при наличии нагрузки (по нашему мнению, это особенно характерно для генераторного режима). Для устранения этого недостатка предложено вместе с традиционным КВУ использовать робастный компенсатор, который не влияет на работу системы в номинальном режиме, а при неточном знании сопротивления ротора и (или) при наличии неизвестной нагрузки улучшает работу системы управления.

Таким образом, в доступной литературе отсутствует информация о системах высокоточного управления положением ротора АД в генераторном и двигательном режиме, обладающих робастностью по отношению к неопределенности сопротивлений статора и ротора, момента инерции ротора, резко переменной нагрузки с неизвестным законом изменения.

При позиционном управлении оценку скорости ротора можно (и следует) получить по информации позиционного датчика. Это обстоятельство позволяет оценить сопротивление и температуру ротора и статора другим методом, а именно, с использованием зависимостей, заимствованных из выражений (6.3.30), (6.3.32), (2.55)

$$w = \frac{w_0 - w_{sl}}{n}, \quad w_{sl} = \frac{i_{qp}}{T_r i_{dp}}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad (9.2.1)$$

где i_{dp} , i_{qp} – программные значения статорных токов, записанные в синхронном базисе и сформированные в разделе 4. Выражения (1) позволяют записать

$$\hat{w}_0 - n\hat{w} = \hat{w}_{sl} = R_r \frac{i_{qp}}{L_r i_{dp}}. \quad (9.2.2)$$

Формально из выражения (2) можно вычислить сопротивление R_r за исключением режима холостого хода, когда $\hat{w}_{sl} = i_{qp} = 0$. Для устранения этой особенности перепишем выражения (2) в виде системы

$$y \equiv \hat{w}_{sl}, \quad y = R_r i_{qp} (L_r i_{dp})^{-1}. \quad (9.2.3)$$

Поскольку сопротивление меняется медленно, то будем полагать $\dot{R}_r = 0$. Рассматривая это уравнение как динамическое уравнение с измерением в виде равенства в системе (3), построим наблюдатель [11, 12] для оценки сопротивления ротора в виде

$$\hat{R}_r = l i_{qp} (L_r i_{dp})^{-1} (\hat{R}_r - R_r), \quad (9.2.4)$$

где l – коэффициент усиления наблюдателя. Вычитая из уравнения (4) уравнение $\dot{R}_r = 0$, получим уравнение ошибки наблюдателя $\dot{\tilde{R}}_r = (\hat{R}_r - R_r)$ в виде

$$\dot{\tilde{R}}_r = l i_{qp} (L_r i_{dp})^{-1} \tilde{R}_r. \quad (9.2.5)$$

В уравнении (5) выражение в скобках всегда положительное. Для обеспечения асимптотической устойчивости нулевого решения уравнения (5) положим

$$l = -\bar{l} \text{sign} i_{qp}, \quad (9.2.6)$$

где $\bar{l} = \text{const} > 0$. При выполнении принятых условий нулевое решение уравнения (5) будет асимптотически устойчивым. Это означает, что $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{R}_r = R_r$. С помощью равенств

(3) и (6) придадим наблюдателю (4) рабочий вид

$$\dot{\hat{R}}_r = \bar{l} |i_{qp}| [(L_r i_{dp})^{-1} \hat{R}_r - \hat{w}_{sl}], \quad (9.2.7)$$

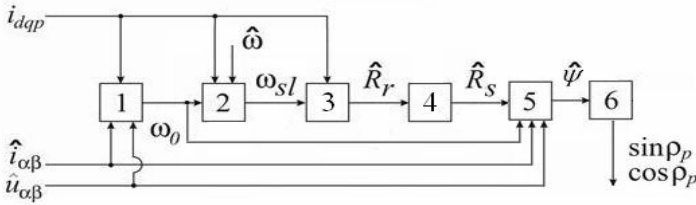


Рисунок 9.2.5

где w_{sl} определено первым равенством в (2). При $i_{qp} \neq 0$ выражение (7) обновляет оценку R_r , при $i_{qp} = 0$ – сохраняет предыдущую оценку. С учетом малого отличия температур обмоток ротора и статора в соответствии с зависимостями (2.55) сопротивление статора определится равенством

$$\hat{R}_s = R_{s0} \left(\hat{R}_r R_{r0}^{-1} \right), \quad (9.2.8)$$

где R_{s0} , R_{r0} – номинальные значения сопротивлений при температуре $T_0 = 25^\circ C$. Температуры ротора и статора при тех же условиях определяются выражениями

$$\hat{T}_{tr} = T_0 + \left(\hat{R}_r R_{s0}^{-1} - 1 \right) a^{-1}, \quad \hat{T}_{ts} = \hat{T}_{tr}, \quad (9.2.9)$$

где a – температурный коэффициент сопротивления.

На рис. 9.2.5 показана функциональная схема блока «Идентификаторы, наблюдатели» при позиционном управлении.

9.3. Универсальное векторное управление асинхронным приводом

Под универсальным векторным управлением будем понимать управление, обеспечивающее, работоспособность привода во всех режимах работы (двигательном, генера-

торном, холостого хода) для управления скоростью и положением.

В предыдущем подразделе разработаны 2 блока «Идентификаторы, наблюдатели», которые в составе схемы, показанной на рис. 9.1.1, обеспечивают качественное управление или скоростью, или перемещением. Между этими блоками мало общего.

Поставим цель разработать такой алгоритм векторного управления, который с минимальными изменениями обеспечит точное робастное по отношению к неопределенностям привода управление скоростью и перемещением.

9.3.1. Формирование универсального управления

При разработке универсальной системы управления за основу примем прямое векторное управление (ПВУ) скоростью, построенное на результатах исследований, проделанных в предыдущих разделах. Для управления скоростью будут использоваться только клеммные измерения тока и напряжения статора. При позиционном управлении клеммные измерения дополняются измерением положения с помощью внешнего датчика. В качестве такового в последнее время получили распространение инкрементные датчики, рассмотренные в пункте 4.1.2. (В данной книге не рассматриваются вопросы позиционного управления без внешнего датчика, которое можно осуществить за счет естественной или искусственной электромагнитной анизотропии асинхронного двигателя). При управлении перемещением наличие позиционного датчика позволяет осуществить более точную оценку скорости по его информации с помощью различного вида наблюдателей, дифференциаторов (подраздел 3.5) и экстраполяторов (пункт 4.1.2). Скорость при позиционном управлении будет оцениваться с помощью асимптотического дифференциатора, описанного в подразделе 3.5.

Для достижения поставленной цели, по мнению авторов, в наибольшей степени подходят следующие методы. Метод оценки синхронной скорости $\hat{\mathbf{w}}_0$ (6.3.28), (6.3.29), (6.3.33)–(6.3.35), который не зависит от сопротивлений ротора и статора и при наличии нагрузки работоспособен при нулевой скорости ротора. Метод оценки сопротивления статорной цепи \hat{R}_s (7.1.22)–(7.1.25), работоспособный как при наличии электромагнитного момента, так и в режиме намагничивания двигателя. Метод оценки потокосцепления ротора $\hat{\mathbf{y}}$ (6.2.12), (6.2.14)–(6.2.17), работоспособный при всех скоростях ротора. Алгоритм (2.34) оценки направляющих косинусов потокосцепления ротора $\hat{\mathbf{y}}$ в статорном базисе (a, b) . Для оценки сопротивления ротора воспользуемся его связью с сопротивлением статора, обусловленной взаимосвязью температур ротора и статора, на что указано в работах [6–10]. В работах [6, 9, 10] считают, что температуры обмоток ротора и статора равны, в публикациях [7, 8] экспериментально определено, что температура обмотки ротора на 10°C больше температуры обмотки статора. Учитывая малую разницу температур в соответствии с зависимостями (2.55) аналогично (9.2.8) будем полагать

$$\hat{R}_r = R_{r0} \left(\hat{R}_s R_{s0}^{-1} \right). \quad (9.3.1)$$

Скорость ротора оценивается по выражениям (6.3.30)–(6.3.32), не зависящим от сопротивления статора. На рис. 9.3.1 сплошными и пунктирными линиями показана функциональная схема блока описанных выше идентификаторов и наблюдателей, используемых при управлении скоростью. Достоинством совокупности перечисленных методов является то, что они между собой не связаны обратными связями, что способствует устойчивости работы всей системы. Алгоритм комбинированного управления скоростью задается выражениями (4.1.20), (4.1.23). Алгоритм

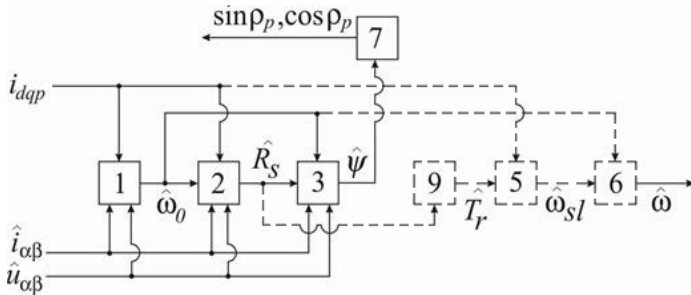


Рисунок 9.3.1

комбинированного позиционного управления принимается в виде (4.1.32), (4.1.23). Перечисленные методы комбинированного управления с оценкой и компенсацией неопределенностей делают систему робастной по отношению к неопределенностям приведенного момента инерции ротора, нагрузки, механических помех. Оценка скорости ротора при позиционном управлении осуществляется с помощью асимптотического дифференцирования позиционного сигнала по зависимостям (3.5.2)–(3.5.8). В этом случае зависимости (9.1), (6.3.30)–(6.3.32), (4.1.32), (4.1.23) (на рис. 9.3.1 блоки 9, 5, 6) не используются. Оценку температуры статора и ротора можно получить после оценки сопротивления статора с использованием выражений (2.55) по равенствам

$$\hat{T}_{ts} = T_0 + \left(\hat{R}_s R_{s0}^{-1} - 1 \right) a^{-1}, \quad \hat{T}_{tr} = \hat{T}_{ts}. \quad (9.3.2)$$

9.3.2. Результаты моделирования

Параметры АД указаны в приложении А. На рис. 9.3.2 представлены истинная скорость ротора и ее оценка. Управление осуществлялось только по клеммным измерениям в процессе разгона двигателя с нулевой скорости до 150 рад/с, подачи и сброса нагрузки соответственно при 0.8 с и 1.5 с, реверса до скорости –150 рад/с и последующего торможения до нулевой скорости.

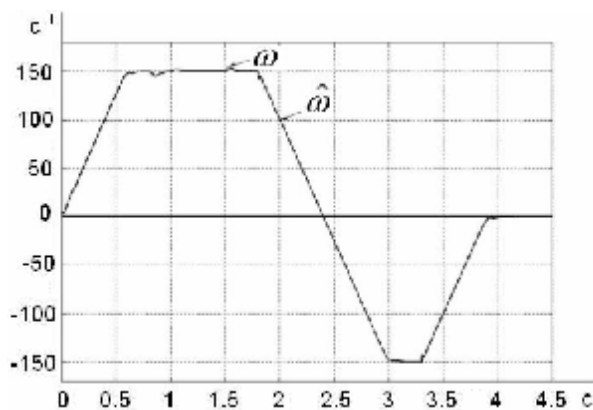


Рисунок 9.3.2. Регулирование скорости

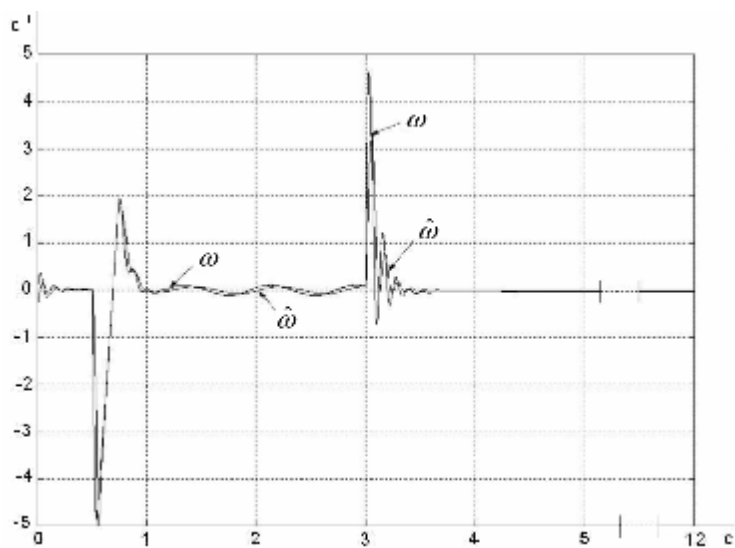


Рисунок 9.3.3. Стабилизация нулевой скорости

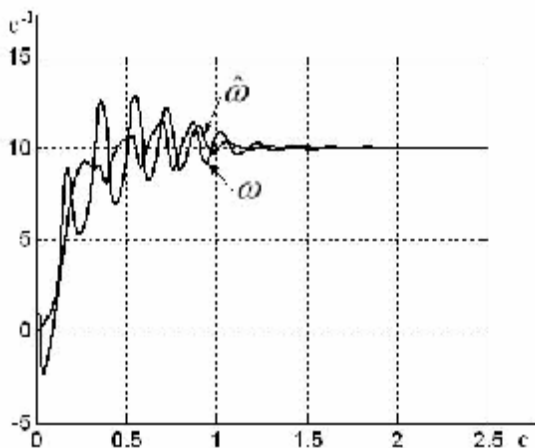


Рисунок 9.3.5. Разгон с идентификацией сопротивления статора

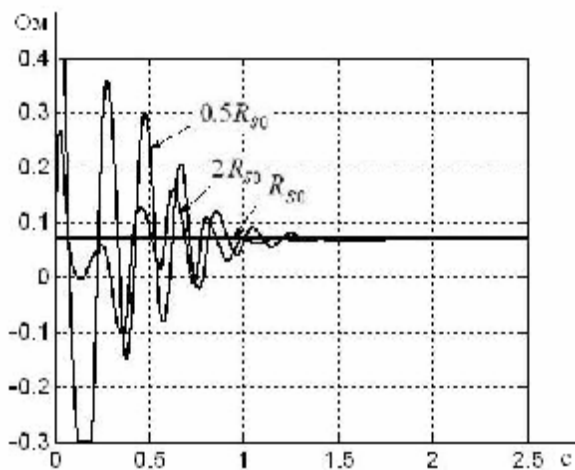


Рисунок 9.3.6. Идентификация сопротивления статора

Одновременно в индикаторном режиме осуществлялась идентификация сопротивления статора с начальной оценкой в 2 раза меньшей его истинного значения. Как видно на рис. 9.3.5 и 9.3.6, после завершения переходного процесса устанавливались заданная скорость 10 рад/с и точная оценка сопротивлений.

Известно, что для управления скоростью АД только по клеммным измерениям наиболее критичным является генераторный режим. Для иллюстрации работоспособности предлагаемой системы на рис. 9.3.7 показан процесс разгона двигателя до скорости 10 рад/с при номинальной нагрузке в генераторном режиме. При этом использовались только клеммные измерения. Как видно на рисунке, наблюдается небольшое перерегулирование, которое можно устранить путем применения задатчика интенсивности разгона. Для иллюстрации работоспособности предлагаемого универсального векторного управления АД при позиционировании на рис. 9.3.8 показан разворот ротора двигателя на 0.5 рад с последующей стабилизацией этого положения при подаче и сбросе номинальной нагрузки.

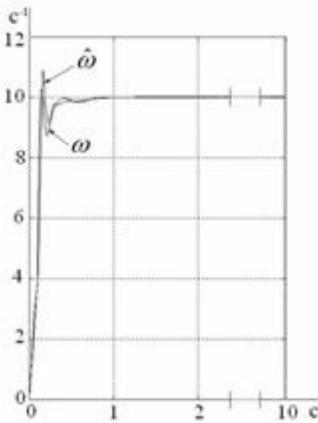


Рисунок 9.3.7

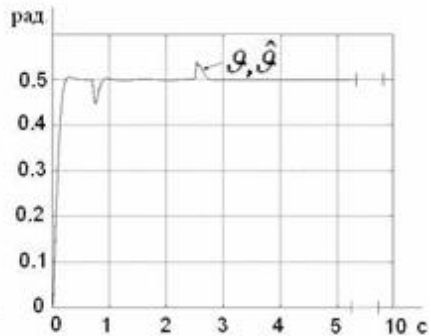


Рисунок 9.3.8

9.4. Выводы из раздела 9

На основании разделов 4–8 разработаны 2 схемы векторного управления, предназначенные для раздельного управления скоростью и перемещением. Предложена схема универсального векторного управления, позволяющая путем незначительного изменения алгоритмов управления осуществлять как управление скоростью ротора АД, так и его положением. Для управления скоростью используются только клеммные измерения, для управления положением к клеммным измерителям добавляется измеритель перемещения.

Разработанные схемы векторного управления позволяют по измерениям двух из трех фаз токов (или токов и напряжений) оценить

- главные гармоники векторов тока и напряжения,
- главные гармоники векторов потокоцеплений ротора и статора,
- их угловые частоты,
- скорость вращения ротора,
- сопротивления обмоток ротора и статора,
- температуры ротора и статора,
- смещения нулей токов и напряжений в цепях статора, в том числе, и погрешности датчиков,
- приведенный момент инерции ротора,
- внешнее воздействие на ротор.

Результаты компьютерного моделирования управления скоростью АД с системой управления, изображенной на рис 9.1.1, 9.2.1, представлены на рисунках 6.4.1, 6.4.2, 6.5.1, 7.1.4–7.1.8, 7.2.1, 7.2.2, 9.2.2–9.2.4. Результаты моделирования универсальной системы при скоростном и позиционном управлении, изображенной на рис. 9.1.1, 9.3.1, представлены на рис. 9.3.2–9.3.8. Эти результаты показывают, что во всех режимах работы (двигательном, генераторном и

холостого хода) во всем диапазоне скоростей системы управления обеспечивают робастность по отношению к:

- падению напряжения на транзисторах блока ШИМ за счет их сопротивлений,
- запаздываниям на открытие и закрытие транзисторов блока ШИМ и за счет мертвого времени,
- броскам напряжения питающей сети,
- разбросу сопротивлений ротора и статора,
- смещению нулей токов и напряжений в цепях статора,
- неопределенности приведенного момента инерции ротора,
- неизвестному внешнему воздействию на ротор,
- шумам, обусловленным ШИМ.

Во всем диапазоне скоростей от номинальной до нулевой и во всех режимах работы (двигательном, генераторном и холостого хода) разработанные системы обеспечивают:

- регулирование и реверс скорости,
- астатизм по отношению к нагрузке,
- стабилизацию любой, в том числе и нулевой, скорости,
- оптимальное по потребляемой мощности управление скоростью и углом поворота ротора,
- непрерывный контроль температуры ротора и статора двигателя,
- при наличии инжекции в ток намагничивания обеспечивается стабилизация нулевой скорости ротора.

Помимо рассмотренных схем векторного управления, материалы данной книги позволяют составить и другие схемы, предназначенные для иных целей, например, для управления усилием или перемещением и усилием одновременно.

Список литературы 9

1. Hu J. Position tracking control of an induction motor via partial state feedback / Hu J., Dawson D. M. and Qian Y. – Automatica. – 1995. – Vol. 31, No. 7. – Pp. 989–1000.
2. Lee H.-T. Adaptive SPR speed/position control of induction motor / Lee H.-T., Fu L.-C. and Hsu S.-H. – Proceeding of the 15th Triennial World Congress of the IFAC Congress, Barcelona, Spain, 21–26 July, 2002.
3. Guerrero-Ramirez G. Adaptive nonlinear control of rigid robots driven by current-fed induction motors / Guerrero-G. Ramirez, U. Tang – Proceeding of the 41st IEEE Conference on Decision and Control, Las Vegas, Nevada USA, 10-13 December 2002. – Pp. 2038–2043.
4. Adaptive backstepping motion control of induction motor drives / [Lin S.-K., Fang C.-H., Chen M.-P., Chen J.-K] – Proceeding of the 15th Triennial World Congress of the IFAC Congress, Barcelona, Spain, 21-26 July, 2002.
5. Gan W.-C. Design and analysis of a plug-in robust compensator: an application to indirect-field-oriented-control induction machine drives / W.-C. Gan and L. Qiu. – IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2003. – Vol. 50, № 2. – Pp. 272–282.
6. Kubota H. DSP-based adaptive flux observer of induction motor / Kubota H., Matsuse K. and Nakano T. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 1993. – Vol. 29, No. 2. – Pp. 344–348.
7. Dessoude M. Electricite de France (EDF), R&D Division, Electrical Equipment Department (France), *Personal Communication*, June 1994.
8. Beguenane R. Induction motor thermal monitoring by means of rotor resistance identification / R. Beguenane, M. E. H. Benbouzid. – IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1999. – Vol. 14, No. 3. – Pp. 566–570.
9. Franceschini G. A Genetic Algorithm Approach to Design Flux Observer for Induction Servo Motors /

Franceschini G., Piazzzi A., Tassoni C. – In Proc. IECON'94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – V. 3. – P. 2132–2136.

10. An extended model of induction machine for failure detection / [S. Ploix, O. Adrot, F. Kratz, C. Iung, J. Ragot]. – Preprints of IFIP / IFAC / IMACS Conf. On Control of Industrial Systems. – 1997. – V. 3/3. – P. 55–62.

11. Квакернаак Х. Линейные оптимальные систем управления / Х. Квакернаак, Р. Сиван. – М.: «Мир», 1977. – 650 с.

12. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Кузовков Н. Т. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Эта книга посвящена алгоритмам векторного управления асинхронным приводом. За ее бортом остались такие вопросы как векторное управление синхронными, вентильно-индукторными и другими приводами. Следует отметить, что полученные в данной книге результаты с некоторыми доработками могут быть использованы для управления перечисленными типами приводов. В книге не рассмотрены вопросы прямого управления моментом и потокосцеплением, методы определения угла поворота и скорости ротора двигателя с использованием пазовых пульсаций тока и эффекта магнитного насыщения, выявления неисправностей привода в процессе его штатной работы. Книга содержит, в основном, результаты исследований авторов. Эти результаты получены за счет применения теории наблюдателей, фильтрации и робастного управления. По мнению авторов, эти методы можно успешно применить для решения перечисленных выше задач. Следует отметить, что из-за применения названных методов книга довольно сложна для чтения приводчиками с традиционным образованием. С другой стороны, она трудна для понимания специалистами по управлению, не связанными тесно с электроприводом. Поэтому существует необходимость в написании на базе этой книги учебника. В связи с этим авторы будут признательны за замечания и рекомендации в отношении содержания книги.

С наилучшими пожеланиями читателям,

авторы Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко.

Приложение А

ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

При моделировании использовался асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором А2-81-4, имеющий следующие параметры:

номинальная мощность 40 кВт,

номинальное (действующее) фазное статорное напряжение 220/380 В,

номинальный (действующий) фазный статорный ток 130/75 А,

максимальная перегрузка по току $i_{\max} = 1,5 i_{\text{ном}}$,

номинальная скорость ротора 1460 об/мин,

момент инерции привода $1,17 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$,

номинальный момент нагрузки (m_l) 262 Нм,

номинальное значение потокосцепления ротора 1,4 Вб,

номинальное значение электромагнитного момента 3100 Нм,

активное сопротивление статора (R_{s0}) 0.072 Ом,

активное (приведенное) сопротивление ротора (R_{r0}) 0,106 Ом,

индуктивность рассеяния статора ($s_s L_{s0}$) $9,15 \cdot 10^{-4}$ Гн,

индуктивность рассеяния (приведенная) ротора ($s_r L_{r0}$) $9,15 \cdot 10^{-4}$ Гн,

индуктивность намагничивания (L_{m0}) 0,0377 Гн,

номинальная электромагнитная постоянная времени ротора (T_r) 0.365 с.

Преобразователь частоты имеет следующие характеристики: частота ШИМ – 4кГц, амплитуда ШИМ 520 В, диапазон регулирования выходной частоты главной гармоники (0.1–400) Гц. В алгоритмы были введены ограничения тока и напряжения, а также осуществлено моделирование эффектов ШИМ и бросков напряжения питающей сети. Алгоритмы управления представлялись в дискретном виде с тактом счета 100 мкс.

За номинальные были приняты следующие значения параметров системы:

$$R_{s0} = 0.072 \text{ Ом}, R_{r0} = 0.106 \text{ Ом}, n = 2, w_{p0} = 150 \text{ с}^{-1},$$

$$I_0 = 1.17 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, g = 0, m_1 = 0, L_{s0} = 38.7 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$L_{m0} = 37.7 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}, L_{r0} = 38.7 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$s = 0.051;$$

Приложение Б

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ МЕТОДАМИ ЛЯПУНОВА

Методы исследования устойчивости Ляпунова позволяют исследовать устойчивость систем управления, описываемых линейными, нелинейными, дискретными, непрерывными, бесконечномерными уравнениями, а так же уравнениями в частных производных.

Достоинство этого метода в том, что для исследования устойчивости не требуется находить ни решения дифференциальных уравнений, ни рассчитывать корни.

Физическая суть методов Ляпунова. На рис. Б.1 представлена фазовая траектория асимптотически устойчивой САУ. Стрелками указаны различные положения радиус-вектора r .

Радиус-вектор изображающей точки на рис. Б.1 определяется выражением

$$r^2 = x_1^2 + x_2^2.$$

Условием асимптотической устойчивости являются условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |r| = 0, \quad \frac{d}{dt} |r| < 0.$$

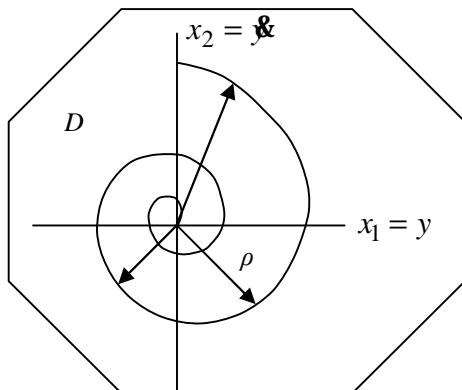


Рисунок Б.1 – Фазовый портрет асимптотически устойчивой траектории

Для системы третьего порядка $r^2 = x_1^2 + x_2^2 + x_3^2$.

Для системы n -го порядка $r^2 = x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2$.

Помимо перечисленных функций об асимптотической устойчивости можно судить и по другим функциям, например, для системы 2-го порядка

$$V = a_1 x_1^2 + a_2 x_2^2 \quad \forall a_1, a_2 > 0 \quad \lim_{t \rightarrow \infty} V = 0 \Rightarrow V < 0$$

или другая четная функция

$$V = a_1 x_1^2 + a_2 x_2^4.$$

Функция V , с помощью которой удастся судить об устойчивости системы, называется **функцией Ляпунова**.

Для функции Ляпунова характерно то, что она является всегда положительной и обращается в 0 только в начале координат.

Функция $V(x_1, x_2, \dots, x_n)$, зависящая от всех координат вектора состояния, называется **определенно положительной**

(отрицательной) в области D , содержащей начало координат, если в этой области она везде положительна (отрицательна) кроме начала координат, $x_1 = x_2 = x_3 = \dots = x_n = 0$, где она обращается в ноль.

Функция $V(x_1, x_2, \dots, x_n)$ называется **знакоположительной (знакоотрицательной)**, если она в этой области удовлетворяет соотношению $V \geq 0$ ($V \leq 0$).

Признаками асимптотической устойчивости системы являются: существование для исследуемых уравнений определено положительной функции V и в любой момент времени $\forall t < 0$, т. е. $\forall t$ должна быть определено отрицательной.

Б.1. Теорема Ляпунова об асимптотической устойчивости

Рассмотрим систему нелинейных дифференциальных уравнений

$$\dot{x}_i = X_i(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad i = \overline{1, n}. \quad (\text{Б.1})$$

X_i – в общем случае нелинейные функции.

Теорема Ляпунова. Если для системы (1) в области D , содержащей начало координат, существует определенно положительная функция V , полная производная которой по времени $\forall t$, взятая в силу системы (1), определенно отрицательна, то начало координат будет асимптотически устойчивым при условии, что начальные условия взяты из области D .

Пусть для системы (1) существует функция Ляпунова

$$V(x_1, x_2, \dots, x_n). \quad (\text{Б.2})$$

Фраза «полная производная по времени, взятая в силу системы (1)» означает

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial V}{\partial x_i} \dot{x}_i = \sum_{i=1}^n \frac{\partial V}{\partial x_i} X_i(\dots). \quad (\text{Б.3})$$

Теорема Ляпунова дает достаточные условия асимптотической устойчивости.

Б.2. Теорема Барбашина-Красовского

Теорема Ляпунова требует, чтобы в течение всего переходного процесса $\dot{V} < 0$ (рис. Б.2, а). Очевидно, что в случае, изображенном на рис. Б.2б, система также будет асимптотически устойчивой. Теорема Барбашина-Красовского охватывает и этот случай.

Рассматривается система (Б.1).

Теорема. Если для системы (Б.1) в области D существует определенно положительная функция V , такая, что ее полная производная по времени, взятая в силу системы (Б.1), будет знакоотрицательной ($\dot{V} \leq 0$), причем множество точек, где $\dot{V} = 0$, не содержит целых траекторий кроме начала координат, то положение равновесия будет асимптотически устойчиво при начальных условиях из области D .

Пример. Пусть дано уравнение маятника (1), изображенного на рис. Б.3.

$$\ddot{\varphi} + a\dot{\varphi} + b \sin \varphi = 0, \quad (\text{Б.4})$$

$$a, b > 0. \quad (\text{Б.5})$$

Умножим уравнение (4) на $\dot{\varphi}$. Получим

$$\ddot{\varphi} \dot{\varphi} + b \sin \varphi \cdot \dot{\varphi} = -a\dot{\varphi}^2.$$

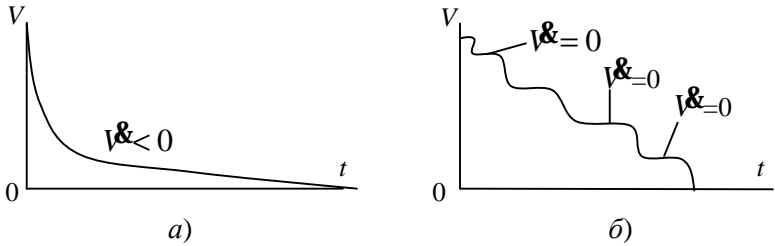


Рисунок Б.2 – Характеры изменения функции Ляпунова

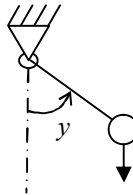


Рисунок Б.3 – Математический маятник

Это уравнение преобразуется к виду

$$\dot{V} = -a\dot{\varphi}^2, \quad (\text{Б.6})$$

где

$$V = \left[\frac{\dot{\varphi}^2}{2} + b(1 - \cos y) \right]. \quad (\text{Б.7})$$

Т. к. функция V обращается в 0 только при $y = \dot{\varphi} = 0$, а во всех остальных случаях является положительной, то функция V является определенно положительной. Как видно из

(7), V – полная энергия системы. В данном случае $\frac{\dot{\varphi}^2}{2}$ является кинетической энергией, а второе слагаемое является потенциальной энергией. В правой части (6) стоит функция

рассеяния $V = -ay^2$. Если $V \equiv 0$, то рассеяние энергии колебаний отсутствует. Покажем, что такая ситуация может быть только в начале координат, где $y = 0$. Для этого предположим, что

$$V = -ay^2 \equiv 0 \Rightarrow y \equiv 0. \quad (\text{Б.8})$$

Так как функция V не зависит от y , то она является *знакоотрицательной*. Из условия $y \equiv 0$ следует

$$y \equiv 0; \quad y = \text{const} = c. \quad (\text{Б.9})$$

Подставим (8), (9) в (4). Получим

$$b \sin c \equiv 0 \Rightarrow c = 0 \Rightarrow y = 0,$$

т. е. условие $V \equiv 0$ может выполняться только в начале координат. Таким образом, выполняются все условия теоремы Барбашина-Красовского.

Теорема Барбашина-Красовского так же, как и теорема Ляпунова об асимптотической устойчивости, дает достаточные условия устойчивости. Невозможность найти функцию Ляпунова еще не говорит о том, что система не является асимптотически устойчивой.

Рассмотренный пример иллюстрирует один из методов построения функций Ляпунова. Функция Ляпунова (7) пропорциональна полной энергии системы: сумме кинетической (первое слагаемое) и потенциальной (второе слагаемое) энергий. Таким образом, полная энергия системы может выступать в роли функции Ляпунова.

Список литературы

Меркин Д. Р. Введение в теорию устойчивости движения. – М.: Гл. ред. физ.-мат. лит. изд-ва «Наука», 1971. – 312 с.

Приложение В

ДИНАМИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

На практике обычно можно измерить только часть элементов вектора состояния. Неизмеряемую часть вектора состояния восстанавливают (оценивают) с помощью динамических фильтров

Пусть объект управления описывается системой

$$\dot{x} = Ax + Bu + Gf, \quad (\text{B.1})$$

$$y = Cx + Dv, \quad (\text{B.2})$$

где x, u, y, f, v – векторы состояния, управления, измерения, внешних воздействий и погрешностей датчиков соответственно; A, B, C – матрицы объекта, управления и измерения.

Размерности вновь введенных векторов и матриц даны в (3).

$$\begin{aligned} x \in R^n; u \in R^m; y \in R^r; f \in R^l; \\ v \in R^q; G \in R^{n \times l}; D \in R^{r \times q}. \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

В.1. Структурная схема и уравнения динамических фильтров

Составим структурную схему объекта управления, соответствующую системе (1), (2) и изображенную в верхней части рис. В.1.

В отличие от материально существующего объекта управления (например, электродвигателя с технологическими механизмами), динамический фильтр программируется и решается в вычислителе. Структурная схема динамического фильтра должна в максимально возможной степени совпадать со структурной схемой объекта управления (нижняя часть рис. В.1). В структурную схему фильтра не вошли цепи, связанные с неизвестными входными воздействиями f и V . Для синхронизации работы динамического фильтра с работой объекта управления предназначена цепь, содержащая матрицу L коэффициентов усиления фильтра размером $(n \times r)$. По структурной схеме фильтра запишем уравнение его работы.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(\hat{y} - y). \quad (\text{В.4})$$

Разность $\hat{y} - y$ называется **невязкой**. С помощью уравнения (2) представим уравнение (4) в виде

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + LC(\hat{x} - x) - LDv. \quad (\text{В.5})$$

Введем в рассмотрение ошибку динамического фильтра

$$\tilde{x} = \hat{x} - x. \quad (\text{В.6})$$

Для получения динамического уравнения ошибки фильтра вычтем из уравнения (5) уравнение (1), получим

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + LC\tilde{x} - LDv - Gf. \quad (\text{В.7})$$

Уравнение (7) можно рассматривать как неоднородное дифференциальное уравнение с внешним воздействием $-LDv - Gf$. Для того чтобы ошибка фильтра была ограниченной, необходимо, чтобы частное решение уравнения (7) было асимптотически устойчивым. Для этого необходимо и достаточно, чтобы нулевое решение уравнения (8) было асимптотически устойчивым.

$$\dot{\tilde{x}} = (A + LC)\tilde{x}. \quad (\text{В.8})$$

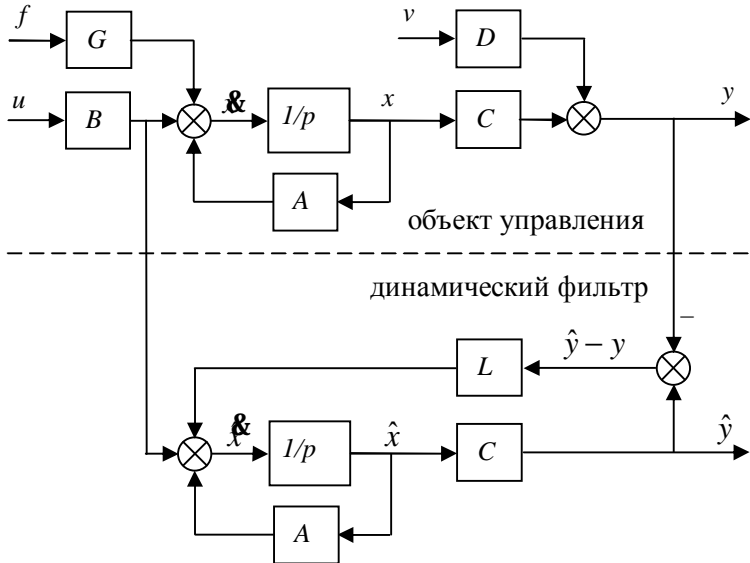


Рисунок В.1 – Структурные схемы объекта управления динамического фильтра

Уравнению (8) соответствует характеристическое уравнение

$$\det(Ep - A - LC) = 0, \quad (\text{В.9})$$

где L – неизвестная матрица коэффициентов усиления динамического фильтра. Раскрывая определитель и приравнявая полученное к какому-либо стандартному полиному, можно записать систему алгебраических уравнений для нахождения элементов матрицы L . При этом переходный процесс уравнения (8) будет соответствовать заданному. В том случае, когда решение уравнения (8) стремится к 0, из (6) следует, что

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x} = x. \quad (\text{В.10})$$

Соотношение (10) справедливо только для уравнения (8). В случае уравнения (7) \hat{x} будет стремиться не к x , а к некоторой окрестности (трубке) вектора x . Диаметр этой трубки обусловлен внешним воздействием уравнения (7). В случае, когда этот диаметр мал, вектор \hat{x} на практике можно отождествлять с вектором x и использовать \hat{x} при формировании закона управления.

Уравнение (7) представляет собой матричное инерционное звено. Известно, что инерционное звено является хорошим фильтром низких частот (отфильтровывает высокочастотные помехи), следовательно, частное решение уравнения (7) будет иметь существенно уменьшенные высокочастотные помехи, т.е. динамический фильтр, помимо восстановления (оценки) всего вектора состояния объекта управления, будет также отфильтровывать высокочастотные погрешности датчиков и высокочастотные внешние воздействия на объект. В том случае, когда матрица L выбрана так, что \hat{x} является наилучшей среднеквадратической оценкой вектора состояния объекта x , динамический фильтр называется **фильтром Калмана**. В том случае, когда матрица L выбирается из других соображений, динамический фильтр называется **наблюдателем Луэнбергера**.

Динамические фильтры позволяют восстановить весь вектор состояния и отфильтровать высокочастотные воздействия на объект и погрешности датчика. Однако не для каждой системы можно построить работоспособный динамический фильтр. Для того чтобы можно было его построить, система должна быть **полностью наблюдаемой** (говорят, что пара матриц (A, C) должна быть полностью наблюдаемой).

В.2. Критерии наблюдаемости

Система называется **полностью наблюдаемой**, когда ее вектор состояния можно восстановить за сколь угодно малый промежуток времени.

Теорема 1. Система является полностью наблюдаемой тогда и только тогда, когда матрица наблюдаемости Q_n имеет ранг, равный порядку системы n , где n – размерность вектора состояния системы ($x \in R^n$).

$$Q_n = [C^T, A^T C^T, (A^T)^2 C^T, \dots, (A^T)^{n-1} C^T] \in R^{rn \times n}. \quad (B.11)$$

Ранг матрицы Q_n равен n тогда и только тогда, когда из ее блоков можно составить матрицу $n \times n$, определитель которой не равен 0.

Существует и другой, более удобный, критерий полной наблюдаемости.

Теорема 2. Система (1), (2) является полностью наблюдаемой тогда и только тогда, когда при $v \equiv 0$, $f \equiv 0$, $u \equiv 0$, $y \equiv 0$ из системы (1), (2) следует $x \equiv 0$. Для применения этой теоремы удобнее, когда система (1), (2) представлена в скалярном виде, т.е. в виде системы дифференциальных уравнений, причем не обязательно в форме Коши.

В.3. Наблюдение объектов, подверженных действию возмущений и погрешностей датчиков (оценка внешних возмущений и погрешностей датчиков)

На практике объекты управления всегда подвержены внешним воздействиям. Это нагрузка, ветер, трение и др. воздействия. В измерительных приборах часто присутствуют смещения нуля (постоянная погрешность), погрешности с частотой питающей сети и др. Во многих случаях законы изменения этих воздействий известны, но не известны

их величины. В соответствии с этим объект управления описывается системой (1), (2).

Для решения поставленной в названии подраздела задачи надо внешние воздействия f и погрешности датчиков v описать системой дифференциальных уравнений.

Например, пусть $f_0 = \text{const}$, тогда уравнение будет $\dot{f}_0 = 0$.

Пусть теперь $f = f_0 + f_1 t$. Введем обозначения $f = z_1$, $\dot{f} = z_2$. Тогда $\dot{f} = f_1 = z_2$ и $\dot{z}_2 = 0$.

Система уравнений имеет вид $\dot{z}_1 = z_2$, $\dot{z}_2 = 0$ или в матричной форме

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad f = Q z, \quad \text{где } Q = [1 \ 0].$$

Пусть $f = f_0 \sin wt$. Введем обозначения $f = z_1$, $\dot{f} = w f_0 \cos wt = w z_2$. Тогда система уравнений будет $\dot{z}_1 = w z_2$, $\dot{z}_2 = -w z_1$ или

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad f = Q z, \quad \text{где } Q = [1 \ 0].$$

На основании сказанного можно записать

$$f = Q z, \quad \dot{z} = M z. \quad (\text{B.12})$$

$$v = R q, \quad \dot{q} = N q. \quad (\text{B.13})$$

Таким образом, наряду с уравнениями (1) и (2), можно записать уравнения внешних воздействий на объект в виде

$$\dot{z} = M z, \quad f = Q z. \quad (\text{B.14})$$

Погрешности датчиков можно аналогичным образом описать в виде системы дифференциальных уравнений

$$\dot{q} = N q, \quad v = R q. \quad (\text{B.15})$$

Для объединенной системы уравнений (1), (2) и (14), (15) расширенный вектор состояния примем в таком виде:

$$r = \begin{bmatrix} x \\ z \\ q \end{bmatrix}. \quad (\text{B.16})$$

Тогда расширенная система (система с расширенным вектором состояния) будет выглядеть так:

$$\dot{\mathbf{r}} = \begin{bmatrix} A & GQ & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & N \end{bmatrix} \cdot \mathbf{r} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{u}, \quad (\text{B.17})$$

$$\mathbf{y} = [C \ 0 \ DR] \mathbf{r} = C_{\Sigma} \mathbf{r}. \quad (\text{B.18})$$

Для оценки вектора \mathbf{r} наблюдатель, построенный по стандартному принципу, имеет вид

$$\dot{\hat{\mathbf{r}}} = A_{\Sigma} \hat{\mathbf{r}} + B_{\Sigma} \mathbf{u} + L(C_{\Sigma} \hat{\mathbf{r}} - \mathbf{y}). \quad (\text{B.19})$$

Для того чтобы расширенный наблюдатель (19) был работоспособен, необходимо и достаточно, чтобы пара матриц (A_{Σ}, C_{Σ}) была полностью наблюдаемой (чтобы система уравнений (17), (18) была полностью наблюдаемой). В результате решения уравнения (19) существует оценка вектора состояния \mathbf{r} , т. е. оценка x , z , q . Таким образом, оцениваются вектор состояния объекта управления, внешние воздействия на него и погрешности датчиков. В результате можно построить закон управления в виде

$$\mathbf{u} = -P\hat{\mathbf{x}} - SQ\hat{\mathbf{z}}. \quad (\text{B.20})$$

Подставим (20) в (1). Получим

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} - BP\hat{\mathbf{x}} - BSQ\hat{\mathbf{z}} + G\mathbf{f}. \quad (\text{B.21})$$

Если $BS = G$, то внешнее воздействие будет скомпенсировано. Как известно, такой принцип управления называется комбинированным управлением.

В.4. Использование наблюдателей для построения робастных систем управления

На практике параметры системы управления (СУ), во-первых, точно не известны, во-вторых, они могут существенно изменяться как в процессе хранения, так и в процессе эксплуатации. В частности, в электроприводе существенно неопределенными могут быть приведенный момент инерции ротора и сопротивления ротора и статора. Эти параметры могут меняться в два раза как вверх, так и вниз. Такие большие изменения параметров делают обычные классические СУ неработоспособными. Для обеспечения работоспособности в условиях сильной неопределенности разработаны специальные СУ. Это адаптивные СУ, СУ с переменной структурой (СПС) (системы со скользящими режимами) и др.

Системы управления, работоспособные в условиях большой неопределенности, получили название **робастных** СУ (от английского *robust* – жесткий, прочный). В данном подразделе будет рассматриваться комбинированная СУ с наблюдателем неопределенности, аналогичная системе, изученной в подразделе В.3.

Будем полагать, что

$$A = A_0 + A_d, B = B_0 + B_d, C = C_0 + C_d \quad (\text{В.22})$$

где A_0, B_0, C_0 – номинальные матрицы, элементы которых обычно известны из паспортных данных, A_d, B_d, C_d – неизвестные отклонения от номинальных значений.

Подстановка (3) в (1) и (2) дает

$$\dot{x} = A_0 x + B_0 u + G_\Sigma f_\Sigma, \quad (\text{В.23})$$

$$y = C_0 x + D_{\Sigma} v_{\Sigma}, \quad (\text{B.24})$$

где

$$G_{\Sigma} f_{\Sigma} = A_d x + B_d u + G f, \quad D_{\Sigma} v_{\Sigma} = C_d x + D v - \quad (\text{B.25})$$

векторы неопределенностей. Уравнения (4), (5) по структуре полностью соответствуют уравнениям (1), (2).

Ставится задача: для системы (23), (24) синтезировать наблюдатель, оценивающий вектор x и векторы неопределенностей. Как видно из (25), векторы неопределенностей меняются со скоростями того же порядка, что и векторы x и u . Поэтому быстродействие наблюдателя назовем таковым, что за время переходного процесса наблюдателя переменные x и u изменяются настолько мало, что на этом интервале времени можно полагать $G_{\Sigma} f_{\Sigma} = \text{const}$, $D_{\Sigma} v_{\Sigma} = \text{const}$ или

$$\frac{d}{dt}(G_{\Sigma} f_{\Sigma}) = 0, \quad \frac{d}{dt}(D_{\Sigma} v_{\Sigma}) = 0. \quad (\text{B.26})$$

Если система (23), (24), (26) является полностью наблюдаемой, то по методике, описанной в подразделе В.3, можно построить наблюдатель, оценивающий вектор состояния и векторы неопределенностей. По информации, полученной с помощью наблюдателя, можно задать комбинированный закон управления типа (20), с помощью которого парируется влияние вектора неопределенности $G_{\Sigma} f_{\Sigma}$.

Список литературы

1. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Кузовков Н. Т. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
2. Квакернаак Х. Линейные оптимальные системы управления / Х. Квакернаак, Р. Сиван – М.: Мир, 1977. – 650 с.

Наукове видання

**ПОТАПЕНКО Євгеній Михайлович
ПОТАПЕНКО Євгеній Євгенійович**

**РОБАСТНІ АЛГОРИТМИ
ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ
АСИНХРОННИМ ПРИВОДОМ
(російською мовою)**

**Потапенко Евгений Михайлович
Потапенко Евгений Евгеньевич**

**РОБАСТНЫЕ АЛГОРИТМЫ
ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ
АСИНХРОННЫМ ПРИВОДОМ**

Технічний редактор *Рибіна Ю. А.*
Комп'ютерне верстання *Новикова К. О.*

Підп. до друку 05.12.2008. Формат 60×84/16. Папір офс.
Різогр. друк. Ум. друк. арк. 20,5. Обл.-вид. арк. 18,7.
Тираж 300 прим. Зам. № 1821.

Запорізький національний технічний університет
69063 Україна, Запоріжжя, вул. Жуковського, 64
Тел.: 8 (061) 769–82–96, 220–12–14

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи
до державного реєстру видавців, виготівників
і розповсюджувачів видавничої продукції
від 27.12.2005 р., серія ДК № 2394