

В. И. Королёв

**СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ**

Выполнение курсового проектирования

Учебно-методическое пособие

**Санкт-Петербург
2022**

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

**«Санкт-Петербургский государственный университет
промышленных технологий и дизайна»
Высшая школа технологии и энергетики**

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Выполнение курсового проектирования

Учебно-методическое пособие

Утверждено Редакционно-издательским советом ВШТЭ СПбГУПТД

Санкт-Петербург
2022

УДК 681.51(075)

ББК 31.291

К 682

Рецензенты:

кандидат технических наук, доцент, ведущий инженер ООО «НПО
«Санкт-Петербургская электротехническая компания»

Е. Н. Ковалёв;

кандидат технических наук, доцент, зав. кафедрой прикладной математики
ВШТЭ СПбГУПТД

В. П. Яковлев

Королёв, В. И.

К 682 Системы управления электроприводом: учебно-методическое пособие /
В. И. Королёв. — СПб.: ВШТЭ СПбГУПТД, 2022. — 79 с.

Учебно-методическое пособие соответствует программам и учебным планам дисциплины «Системы управления электроприводом» для бакалавров по направлению подготовки 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника». В учебно-методическом пособии приведены алгоритмы построения систем автоматического регулирования приводами постоянного и переменного тока.

В разделе «Системы управления электроприводом постоянного тока» приведён алгоритм синтеза системы автоматического регулирования скорости и системы позиционирования, построенные по принципу подчиненного регулирования с последовательной коррекцией. Раскрыта необходимость использования задатчиков интенсивности. Подробно рассмотрены вопросы, связанные с ограничением промежуточных координат электропривода. В разделе «Синтез системы асинхронного привода с векторным управлением» представлена структурная схема асинхронного привода с векторным управлением со стабилизацией потокосцепления ротора. Подробно рассматриваются алгоритмы синтеза регуляторов тока, потокосцепления, момента, скорости.

Данное учебно-методическое пособие может быть рекомендовано для студентов очной и заочной форм обучения по направлению 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника» с профилем подготовки «Электропривод и автоматика».

УДК 681.51(075)

ББК 31.291

© ВШТЭ СПбГУПТД, 2022

© Королёв В. И., 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
1. ТИПОВЫЕ НАСТРОЙКИ КОНТУРОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ	7
2. ПРИНЦИП ПОДЧИНЁННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ	14
3. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА	21
3.1. Система управления электроприводом регулирования (стабилизации) скорости	21
3.2. Система управления электроприводом позиционирования	35
4. АНАЛИЗ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ЗАДАТЧИКОВ ИНТЕНСИВНОСТИ	39
4.1. Линейный датчик интенсивности	39
4.2. Датчик интенсивности с S-образным выходным сигналом	40
5. АЛГОРИТМ СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ ДЛЯ ОГРАНИЧЕНИЯ МОМЕНТА, РАЗВИВАЕМОГО ДВИГАТЕЛЕМ.....	50
6. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ АСИНХРОННОГО ПРИВОДА С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ	57
6.1. Обоснование выбора и расчёт параметров структурной схемы асинхронного двигателя	57
6.2. Обоснование выбора структурной схемы асинхронного привода с векторным управлением.....	62
6.3. Синтез регуляторов структурной схемы асинхронного привода с векторным управлением со стабилизацией потокосцепления ротора.....	64
6.3.1. Синтез регулятора контура тока	64
6.3.2. Синтез регулятора контура стабилизации потокосцепления ротора	66
6.3.3. Синтез регулятора контура момента	69
6.3.4. Синтез регулятора контура скорости	72
Библиографический список	79

ВВЕДЕНИЕ

Развитие современной промышленности характеризуется повсеместным использованием эффективных технологий в различных сферах производства. Это обеспечивается постоянным повышением качества технологических процессов, в том числе за счет использования высокоэффективных систем управления автоматизированными электроприводами. При синтезе современных систем автоматического управления электропривода (СУЭП) широко используются как традиционные, так и появившиеся относительно недавно нетрадиционные способы управления.

К классическим способам управления относятся способы подчинённого, модального, векторного и адаптивного управления, которые позволяют формировать высокие динамические и регулировочные свойства электропривода.

Способ подчинённого управления с контурами тока, момента, скорости и положения двигателя нашел весьма широкое применение не только в электроприводах (ЭП) постоянного тока, но и в ЭП с двигателями переменного тока — синхронными (в схеме вентильного привода) и асинхронными. Системы подчинённого регулирования содержат блоки ограничения уровней выходных сигналов регуляторов для ограничения переменных привода на уровне допустимых значений. К недостаткам способа подчинённого регулирования следует отнести малое быстродействие.

Многие промышленные механизмы соединены с двигателем через упругую кинематическую передачу, содержащую зазор. Использование способа подчинённого регулирования координат в системах управления электроприводом таких исполнительных механизмов, как правило, малоэффективно. Для регулирования скорости или положения исполнительного механизма в электроприводах данного типа предпочтительно использовать модальный способ управления. Одним из достоинств этого способа управления является высокое быстродействие.

Рассмотренные способы управления с модальным и подчинённым регулированием координат электропривода распространяются на линейные объекты управления с заранее известными и неизменными параметрами. При изменении параметров нарушаются условия оптимизации, заложенные при синтезе соответствующих регуляторов, динамические показатели электропривода ухудшаются. Особенно чувствителен к изменениям параметров способ подчинённого регулирования, который основывается на принципе компенсации больших постоянных времени. Для сохранения показателей качества электропривода в условиях изменчивости его параметров возникает задача адаптации, т. е. приспособляемости к новым условиям. Она решается автоматическим путем — изменением параметров регуляторов. Параметры регулятора объекта управления подстраиваются под желаемый динамический процесс, задаваемый эталонной моделью.

Относительно недавно, в 50 — 60 годах XX века, появились новые нетрадиционные способы управления. К ним относятся нейронные сети и фаззи-логика (нечеткая логика). Эти способы используются в интеллектуальных системах управления.

Ранее электроприводы постоянного тока не имели серьёзных конкурентов среди регулируемых электроприводов. Исследованию всевозможных характеристик ЭП на базе двигателя постоянного тока с независимым возбуждением посвящено большое количество работ. Иностранные и российские компании и по настоящее время продолжают выпуск ЭП постоянного тока. Однако их использование связано с серьёзными недостатками, к которым относятся сложная конструкция (большая масса), высокая стоимость и наличие щёточно-коллекторного узла, существенно снижающего надёжность и межремонтный срок службы.

В настоящее время появление новой элементной базы (мощных электронных ключей для силовых преобразователей-IGBT транзисторов) и использование современных средств микропроцессорной техники позволяет разработчикам создавать компактные, многофункциональные и высокоэффективные системы управления ЭП переменного тока, которые удовлетворяют требованиям большинства технологических процессов. К преимуществам таких систем управления можно отнести широкий диапазон и высокую точность регулирования скорости, возможность поддержания высокого момента при низких скоростях, высокую энергоэффективность и хорошие динамические характеристики. В настоящее время использование в приводах асинхронных и вентильных двигателей является основной тенденцией развития регулируемых электроприводов.

Одним из принципов управления асинхронным электроприводом является скалярное управление. Оно широко применяется в приводах насосов, вентиляторов, компрессоров и других механизмов, для которых важно поддерживать не скорость двигателя, а технологический параметр, например, давление или расход жидкости (газа) в трубопроводе, уровень воды в барабане котла, температуру в замкнутом пространстве и т. д.

Так как угловая скорость вращения электродвигателей переменного тока определяется частотой питающего напряжения (тока), то управление скоростью этих двигателей можно обеспечить совместным регулированием либо частоты и напряжения, либо частоты и тока статорной обмотки. Первый способ принято называть частотным управлением, второй — частотно-токовым управлением. В случае если к динамике привода не предъявляются особых требований, а статические характеристики соответствуют условиям поставленной задачи, то наиболее простым и эффективным решением является использование частотного регулирования в разомкнутой системе. Для формирования закона управления напряжением статора АД в зависимости от частоты используется функциональный преобразователь, т. е. частота в такой системе является независимым параметром, определяющим скорость вращения АД с точностью до скольжения, а отношение амплитуды напряжения к частоте зависит от свойств исполнительного механизма (характера изменения момента сопротивления исполнительного механизма от скорости). Важным достоинством скалярного метода является возможность одновременного управления группой электродвигателей.

В семидесятые годы прошлого столетия был предложен векторный принцип управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом, который связан как с изменением частоты и текущих значений переменных АД, так и с взаимной ориентацией их векторов в полярной или декартовой системе координат. За счет регулирования амплитудных значений переменных и углов между их векторами обеспечивается полное управление АД как в статике, так и в динамике, что даёт заметное улучшение качества переходных процессов. Уравнения, описывающие привод, рассматриваются не в стационарной, а во вращающейся системе координат, при этом основные переменные изменяются не по гармоническому закону, а представляют собой модули проекций векторов этих переменных на взаимно перпендикулярные оси выбранной системы координат.

Векторный принцип управления, при котором стабилизируется потоко-сцепление ротора, позволяет строить системы управления АД по тем же принципам, что и системы управления постоянного тока, в частности по принципу подчинённого регулирования. Векторное управление теоретически позволило достигнуть в асинхронных приводах тех же показателей качества динамических процессов, что и в приводах с двигателями постоянного тока. Информация о текущих значениях и пространственном положении векторов переменных АД может быть получена как прямым их измерением с помощью соответствующих датчиков, так и косвенно — на основе математической модели АД. В общем случае системы с косвенным регулированием координат электропривода из-за нестабильности параметров АД и сложной их взаимосвязи уступают по своим статическим и динамическим показателям системам с прямым векторным управлением.

К недостаткам векторного управления следует отнести высокую сложность вычислительных алгоритмов, зависимость качества регулирования от точности выполняемых измерительных и вычислительных операций, недостаточное быстродействие при регулировании момента.

В восьмидесятые годы прошлого столетия были разработаны алгоритмы управления, получившие название Direct Torque Control (прямое управление моментом). Принцип прямого управления моментом является развитием принципа векторного управления. Основным преимуществом принципа прямого управления моментом является высокая динамика реакции на управляющие воздействия по каналу электромагнитного момента.

Рассмотренные способы и принципы управления позволяют реализовать весь спектр требований технологического процесса к электроприводу, обеспечивающих безаварийное и качественное его ведение.

1. ТИПОВЫЕ НАСТРОЙКИ КОНТУРОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Контур регулирования — это система, состоящая из объекта регулирования и регулирующего устройства. В дальнейшем термины «регулирование» и «управление» будем считать синонимами.

Регулятор (регулирующее устройство) предназначен для компенсации больших постоянных времени объекта регулирования, что обеспечивает увеличение быстродействия контура, введения астатизма в систему для исключения статической ошибки по управлению, а также для получения желаемого качества переходных процессов по управляющему и возмущаемому воздействиям.

Стандартными (типовыми) настройками контуров регулирования принято считать такие настройки, при которых передаточные функции замкнутых контуров, при включении передаточной функции датчика обратной связи в прямой канал контура, принимают вид:

$$W(s) = \frac{1}{2T_{\mu}^2 s^2 + 2T_{\mu} s + 1} \quad (1.1)$$

или

$$W(s) = \frac{4T_{\mu} s + 1}{8T_{\mu}^3 s^3 + 8T_{\mu}^2 s^2 + 4T_{\mu} s + 1}, \quad (1.2)$$

где T_{μ} — малая, не подлежащая компенсации, постоянная времени объекта управления, с.

В первом случае говорят о настройке на технический оптимум (оптимум по модулю), во втором — о настройке на симметричный оптимум.

При настройке на оптимум по модулю (ОМ) переходная функция замкнутого контура описывается уравнением:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_{\mu}}} \left(\cos \frac{t}{2T_{\mu}} + \sin \frac{t}{2T_{\mu}} \right). \quad (1.3)$$

График переходной функции контура, настроенного на оптимум по модулю, изображён на рис. 1.1.

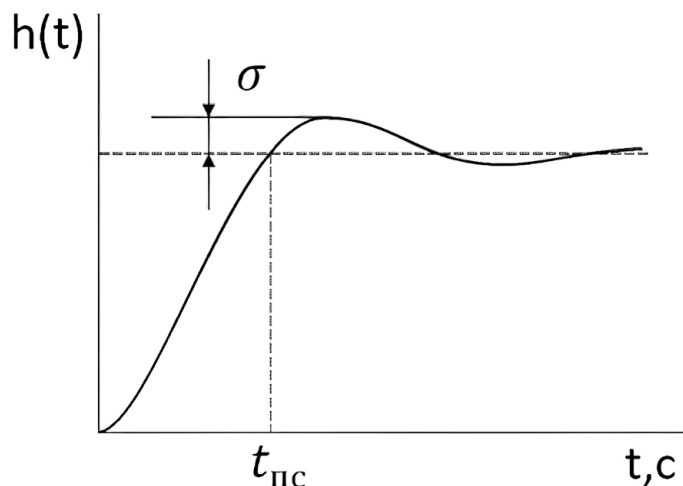


Рис. 1.1. График переходной функции замкнутого контура регулирования, настроенного на оптимум по модулю

Выходной сигнал контура, настроенного на ОМ, при единичном входном воздействии (переходная функция) будет обрабатываться со следующими показателями качества переходного процесса: перерегулирование — $\sigma = 4,3 \%$, время первого согласования — $t_{\text{ПС}} = 4,71 T_{\mu}$, время регулирования равно $8,4 T_{\mu}$.

За время регулирования принимают момент вхождения регулируемой величины в область значений, отличающихся от установившегося не более чем на 2% .

Передаточная функция разомкнутого контура, настроенного на ОМ имеет вид:

$$W(s) = \frac{1}{2T_{\mu}s(T_{\mu}s+1)} \quad (1.4)$$

Асимптотическая логарифмическая амплитудно-частотная и логарифмическая фазо-частотная характеристики разомкнутого контура при настройке на оптимум по модулю приведены на рис. 1.2. Запас устойчивости по фазе при такой настройке составляет 63° . Из анализа изображённых на рис. 1.2 характеристик можно заключить, что незначительные ошибки при определении параметров объекта или их несущественные изменения в процессе эксплуатации практически не влияют на устойчивость контура.

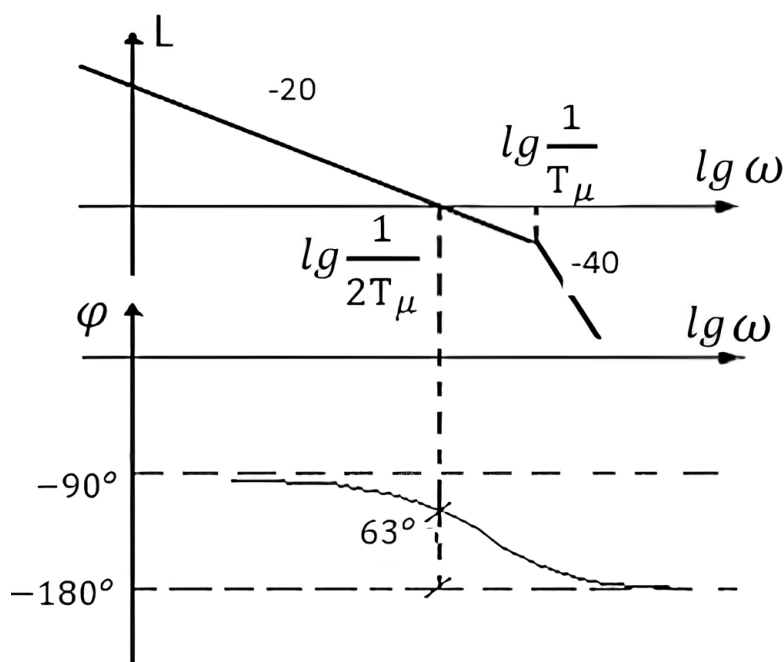


Рис. 1.2. Логарифмическая асимптотическая амплитудно-частотная и логарифмическая фазо-частотная характеристики разомкнутого контура при его настройке на оптимум по модулю

Точная настройка на оптимум по модулю возможна только тогда, когда неизменяемая часть контура (объект) описывается одним, двумя или тремя последовательно включёнными апериодическими звеньями первого порядка или последовательно включёнными одним апериодическим звеном первого порядка и интегральным звеном.

При настройке контуров могут быть использованы пропорциональный, интегральный, пропорционально-интегральный или пропорционально-интеграль-

но-дифференциальный регуляторы. Передаточная функция пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора, из структурной схемы которого можно сформировать структурную схему любого другого регулятора, выглядит следующим образом:

$$W(s) = K_p \frac{(T_p s + 1)(T_{p2} s + 1)}{T_p s}, \quad (1.5)$$

где K_p — динамический коэффициент усиления регулятора; T_p и T_{p2} — постоянные времени регулятора, с.

Пропорциональный регулятор имеет передаточную функцию:

$$W(s) = K_p, \quad (1.6)$$

передаточная функция пропорционально-интегрального регулятора:

$$W(s) = K_p \frac{(T_p s + 1)}{T_p s}, \quad (1.7)$$

а интегрального:

$$W(s) = \frac{1}{T_p s}. \quad (1.8)$$

На рис. 1.3 приведены структурные схемы объектов управления, при которых возможна точная настройка на оптимум по модулю.

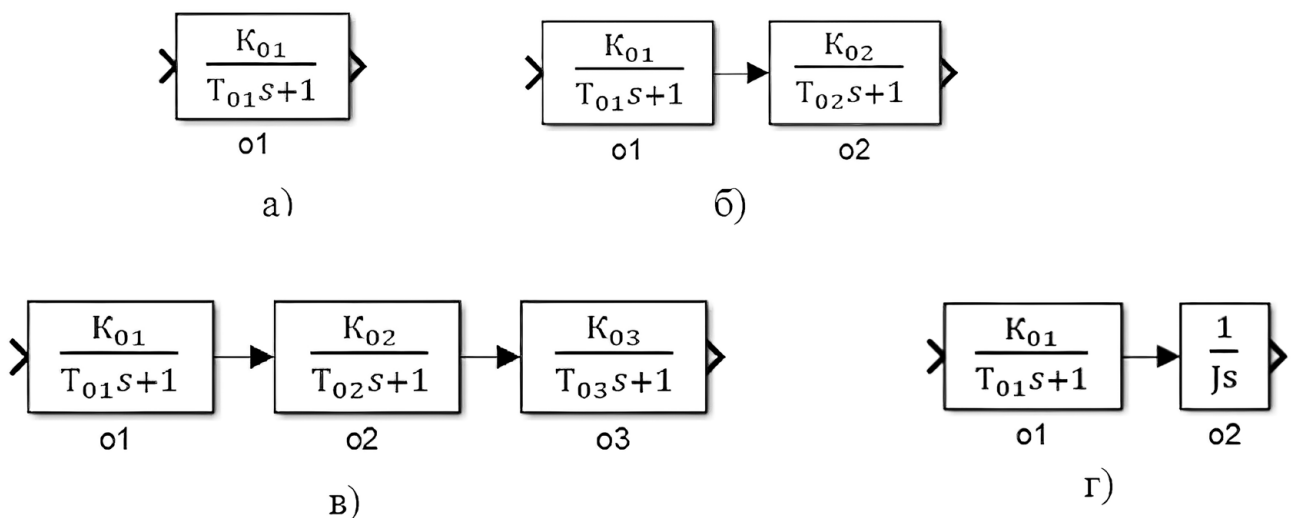


Рис. 1.3. Структурные схемы объектов управления, при которых контуры регулирования выходного параметра могут быть точно настроены на оптимум по модулю:

- а — одиночное апериодическое звено первого порядка,
- б, в — последовательное соединение двух и трех апериодических звеньев первого порядка, г — последовательное соединение апериодического звена первого порядка и интегрального звена

Для настройки контура, неизменяемая часть которого представлена на рис. 1.3б, на оптимум по модулю необходимо использовать пропорционально-интегральный регулятор (1.7), динамический коэффициент усиления которого определяется по формуле:

$$K_p = \frac{T_6}{2T_\mu K_0}, \quad (1.9)$$

где K_0 — общий коэффициент усиления структурной схемы объекта; T_6 — большая постоянная времени в структурной схеме объекта; T_μ — малая постоянная времени в структурной схеме объекта.

В данном случае $K_0 = K_{o1} K_{o2}$, а при $T_{o1} > T_{o2}$ $T_6 = T_{o1}$, $T_\mu = T_{o2}$.

Постоянная времени регулятора:

$$T_p = T_6. \quad (1.10)$$

Для контура с неизменяемой частью, представленной на рис. 1.3в, следует использовать пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор (1.5) с динамическим коэффициентом усиления, значение которого рассчитывается по формуле (1.9):

$$K_p = \frac{T_{o1}}{2T_\mu K_{o1} K_{o2} K_{o3}} = \frac{T_{o1}}{2T_{o3} K_{o1} K_{o2} K_{o3}},$$

а значение постоянной времени регулятора T_p по формуле (1.10).

Постоянная времени регулятора T_{p2} принимается равной средней по величине постоянной времени звеньев неизменяемой части контура.

При объекте, который описан апериодическим звеном первого порядка, необходимо использовать интегральный регулятор с передаточной функцией (1.8), постоянная времени которого

$$T_p = K_{o1} 2 T_{o1} \quad (1.11)$$

В контуре, структурная схема объекта которого представлена на рис. 1.3г, должен быть использован пропорциональный регулятор с коэффициентом усиления

$$K_p = \frac{1}{K_{o1} 2 T_{o1}}. \quad (1.12)$$

При настройке на симметричный оптимум передаточная функция разомкнутого контура должна иметь вид:

$$W(s) = \frac{4T_\mu s + 1}{8T_\mu^2 s^2 (T_\mu s + 1)}. \quad (1.13)$$

Переходная функция контура, настроенного на симметричный оптимум, представляет собой функцию:

$$h(t) = 1 + e^{-\frac{t}{2T_\mu}} - 2e^{-\frac{t}{4T_\mu}} \cdot \cos \frac{\sqrt{3}t}{4T_\mu}. \quad (1.14)$$

График этой переходной функции изображён на рис. 1.4.

Выходной сигнал контура, настроенного на симметричный оптимум, при единичном входном воздействии будет обрабатываться со следующими показателями качества переходного процесса: перерегулирование — 43,4 %, время первого согласования $t_{пс} = 3,1 T_\mu$, время регулирования равно $16,5 T_\mu$.

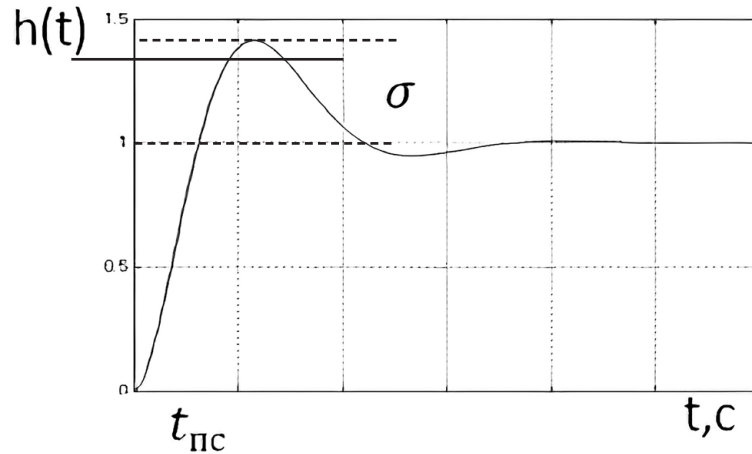


Рис. 1.4. График переходной функции контура, настроенного на симметричный оптимум

Точную настройку контуров на симметричный оптимум можно провести только тогда, когда их неизменяемая часть представляет собой изображённые на рис. 1.5 структуры.

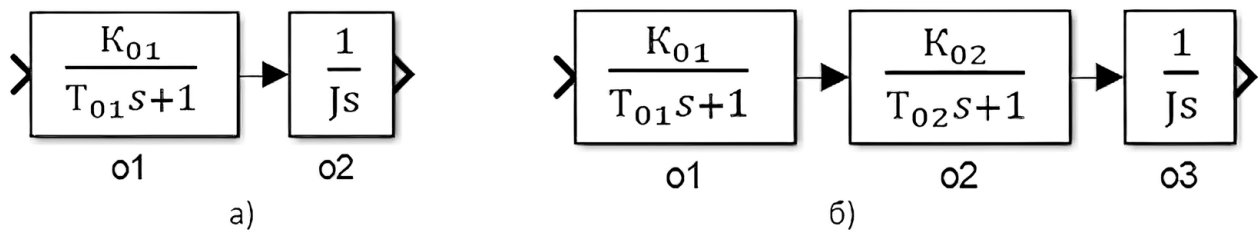


Рис. 1.5. Структурные схемы объектов управления, при которых контуры регулирования выходного параметра могут быть настроены на симметричный оптимум

При неизменяемой части контура, структурная схема которой представлена на рис. 1.5а, для обеспечения настройки на симметричный оптимум необходимо использовать пропорционально-интегральный регулятор, передаточная функция которого соответствует (1.7).

При этом значения динамического коэффициента усиления и постоянной времени регулятора следует рассчитывать по формулам:

$$K_p = \frac{J}{2T_\mu K_o}, \quad (1.15)$$

$$T_p = 4 T_\mu, \quad (1.16)$$

где $T_\mu = T_{01}$.

Если неизменяемая часть контура соответствует структуре на рис. 1.5б и $T_{02} > T_{01}$, то для настройки на симметричный оптимум следует использовать пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор с передаточной функцией (1.5).

Значение динамического коэффициента усиления в данном случае определяется по формуле (1.17)

$$K_p = \frac{1}{2T_\mu K_{01} K_{02}}, \quad (1.17)$$

где $T_\mu = T_{01}$.

Постоянная времени T_p определяется по формуле (1.16), а постоянная времени $T_{p2} = T_{02}$.

Следует отметить, что системы, настроенные на симметричный оптимум, не имеют статической ошибки при возмущающих воздействиях, возникающих до интегрального звена объекта управления, однако большое значение перерегулирования требует принятие дополнительных мер по формированию задающего сигнала.

Логарифмическая асимптотическая амплитудно-частотная и логарифмическая фазо-частотная характеристики разомкнутого при его настройке на симметричный оптимум приведены на рис. 1.6.

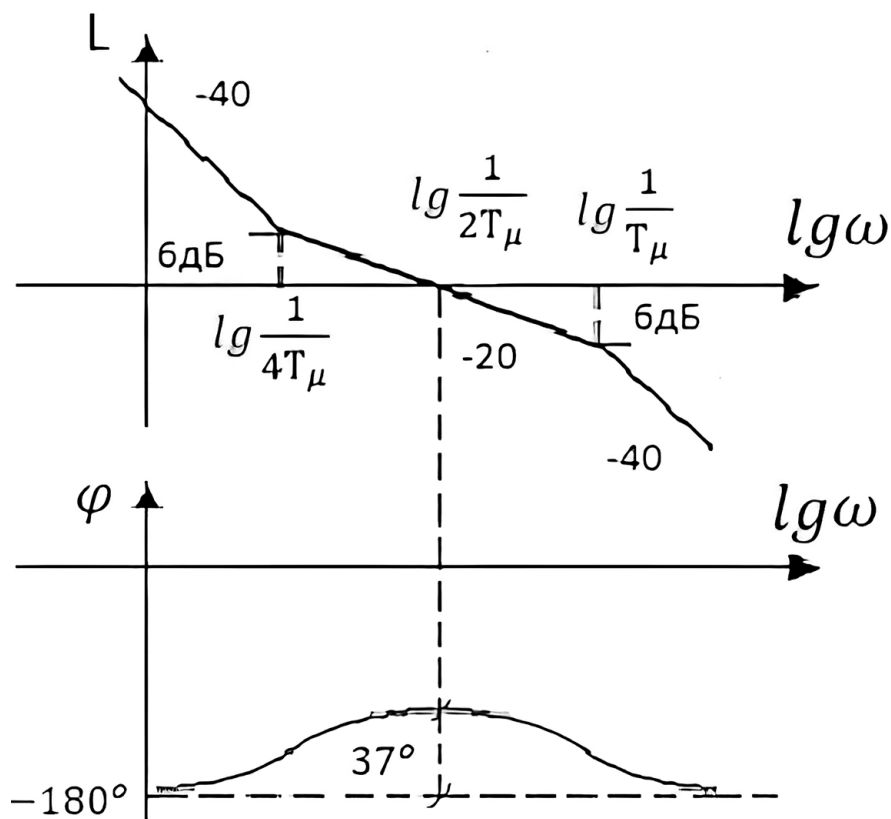


Рис. 1.6. Логарифмическая асимптотическая амплитудно-частотная $L = f(\lg \omega)$ и логарифмическая фазо-частотная, $\varphi = f(\lg \omega)$ характеристики разомкнутого контура, настроенного на симметричный оптимум (СО)

Как видно на рис. 1.6, изломы ЛАЧХ контура, настроенного на СО, расположены симметрично относительно частоты среза, откуда и произошло название «симметричный оптимум». Запас устойчивости по фазе равен 37° .

На практике структурные схемы объектов управления, при которых контуры могут быть точно настроены на ОМ или СО, встречаются не часто. Однако

существует ряд рекомендаций, позволяющих значительно расширить количество контуров, которые с некоторыми оговорками можно считать настроенными на оптимум по модулю или симметричный оптимум. Во-первых, следует проанализировать соотношения постоянных времени звеньев, описывающих неизменяемую часть контура. Если часть постоянных времени на порядок меньше, чем ближайшая по значению постоянная времени структурной схемы объекта регулирования, то их следует просуммировать, а сумму считать постоянной времени контура T_{μ} ; во-вторых, проанализировать возможность заменить звенья второго и высшего порядка апериодическими звеньями первого порядка.

После любого из выполненных упрощений следует проверить настраиваемый контур на устойчивость и быстродействие.

2. ПРИНЦИП ПОДЧИНЁННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

В настоящее время при создании систем управления электроприводами широко применяется принцип последовательной коррекции или принцип подчиненного регулирования. Этот принцип состоит в следующем.

Объект регулирования представляется в виде последовательно соединенных звеньев $W_{об1}(s)$, $W_{об2}(s)$, $W_{об3}(s)$ и т. д. с промежуточными координатами x_1 , x_2 , x_3 , ... и регулируемой (выходной) координатой X (см. структурную схему на рис. 2.1). В качестве указанных координат используются существенные координаты, такие, например, как ток, напряжение, ЭДС, магнитный поток, момент, скорость, положение.

Для управления каждой координатой организуется отдельный контур со своей обратной связью и своим регулятором. На рис. 2.1 датчики координат представлены звеньями с коэффициентами передачи Kx_1 , Kx_2 и Kx_3 , а передаточные функции регуляторов обозначены через W_{R1} , W_{R2} , W_{R3} .

Замкнутые контуры регулирования образуют систему, в которой имеется внутренний контур управления, состоящий из регулятора W_{R1} первого звена объекта $W_{об1}$ и цепи обратной связи по координате X_1 , первый внешний контур, включающий в себя внутренний контур, второе звено объекта $W_{об2}$, регулятор W_{R2} и цепь обратной связи по координате X_2 и второй внешний контур, включающий в себя первый внешний контур, третье звено объекта управления $W_{об3}$, регулятор W_{R3} и обратную связь по координате X_3 , для рассматриваемого случая являющейся выходной координатой, т. е. $X_3 = X$.

Выходной сигнал регулятора каждого внешнего контура является задающим для последующего, заключённого внутри него контура. Таким образом, каждый внутренний контур регулирования подчинён соответствующему внешнему.

Каскадные системы управления характеризуются лучшим качеством управления по сравнению с одноконтурными системами по следующим причинам:

- возмущения, $F_1(s)$, $F_2(s)$, поступающие на части объекта, расположенные ближе к входу, прежде чем воздействовать на выходную координату (регулируемую переменную) предварительно парируются во внутренних контурах управления;
- наличие внутренних контуров уменьшает влияние изменения параметров объекта на динамические качества системы регулирования.

Практическое преимущество разделения системы на контуры с основным и вспомогательными регуляторами состоит в том, что настройку их параметров можно осуществлять независимо и последовательно. Она осуществляется следующим образом.

1. Настройка первого внутреннего контура осуществляется на оптимум по модулю.

2. При переходе к внешнему контуру передаточную функцию замкнутого внутреннего контура упрощают, аппроксимируя его аperiodическим звеном первого порядка

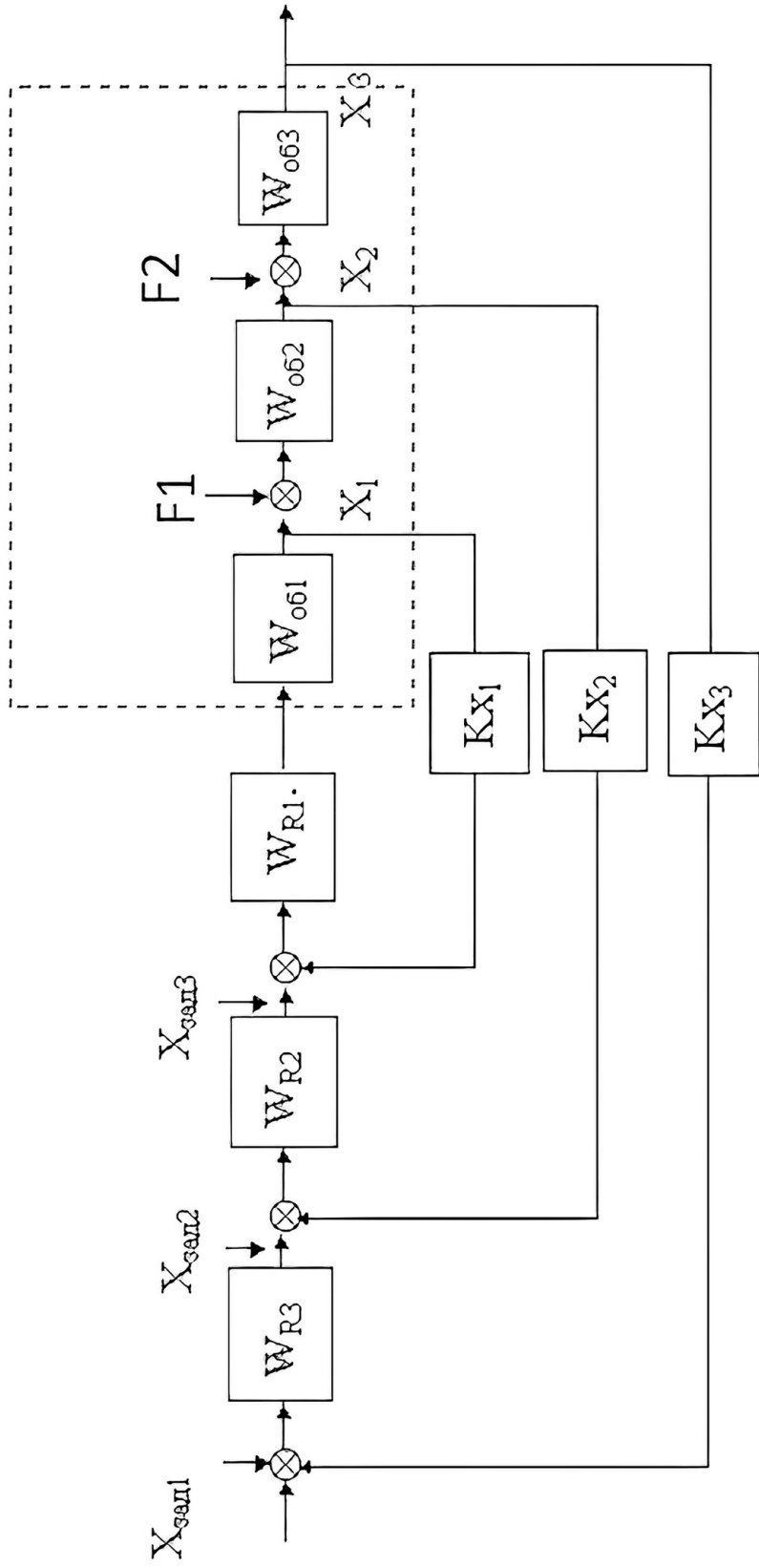


Рис. 2.1. Структурная схема системы автоматического регулирования, построенной по принципу подчинённого регулирования

$$W(s)_{31} = \frac{1/K_{x1}}{2T_{\mu1}s + 1} . \quad (2.1)$$

Постоянная времени $T_{\mu1}$ является суммой малых постоянных времени контура, которые не подверглись компенсации.

Если во внешнем контуре есть свои малые постоянные, не подлежащие компенсации, то эквивалентная постоянная времени замкнутого внутреннего контура 2 входит в состав суммарной малой постоянной времени $T_{\mu2}$.

Если во внешнем контуре нет своих малых постоянных времени, то для него некомпенсируемая постоянная времени $T_{\mu2}$ выбирается равной $2T_{\mu1}$.

3. Заменяя первый внешний контур эквивалентным апериодическим звеном, аналогичным образом осуществляется оптимизация следующего внешнего контура и т. д.

Легко установить, что быстродействие каждого внешнего контура не менее чем в 2 раза ниже быстродействия подчинённого ему внутреннего контура.

К преимуществам системы подчинённого регулирования относят относительную простоту алгоритма синтеза системы управления, унификацию настроек регуляторов, достаточно высокое качество динамических процессов за счёт компенсации основных инерционностей объекта и простоту ограничения промежуточных координат.

Недостатком системы является некоторый проигрыш по быстродействию, связанный с последовательным воздействием на объект через внутренние контуры, а не сразу через входное звено объекта.

В большинстве случаев конкретного применения принципа подчинённого регулирования в системах управления электроприводов, указанный недостаток несуществен, а перечисленные выше преимущества имеют решающее значение.

В качестве примера применения принципа подчинённого регулирования рассмотрим синтез двухконтурной системы управления объектом, структурная схема которого представлена на рис. 2.2.

В качестве промежуточной координаты предложено использовать выходной сигнал звена $\frac{K_1}{T_1s+1} - I$, а в качестве выходной координаты следует считать сигнал на выходе интегрального звена — ω . Задано, что постоянная времени $T_{пр}$ много меньше постоянной времени T_I . Для обеспечения управления координатой I необходимо создать контур управления этой координатой. Данный контур является внутренним контуром двухконтурной системы. При создании контура должен быть выбран датчик обратной связи и проведён структурный и параметрический синтез регулятора.

Передаточные функции датчиков обратных связей $W(s)_д$ принято представлять апериодическим звеном первого порядка

$$W(s)_д = \frac{K_д}{T_дs+1} , \quad (2.2)$$

где $K_д$ — коэффициент передачи датчика обратной связи; $T_д$ — постоянная времени передаточной функции датчика обратной связи.

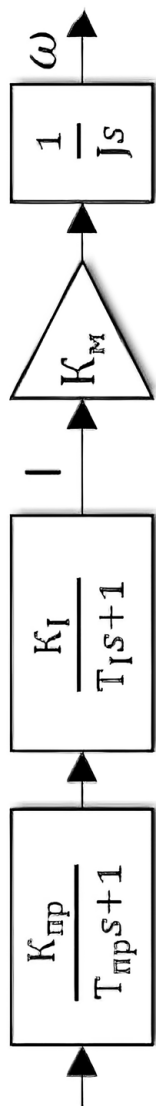


Рис. 2.2. Структурная схема объекта управления

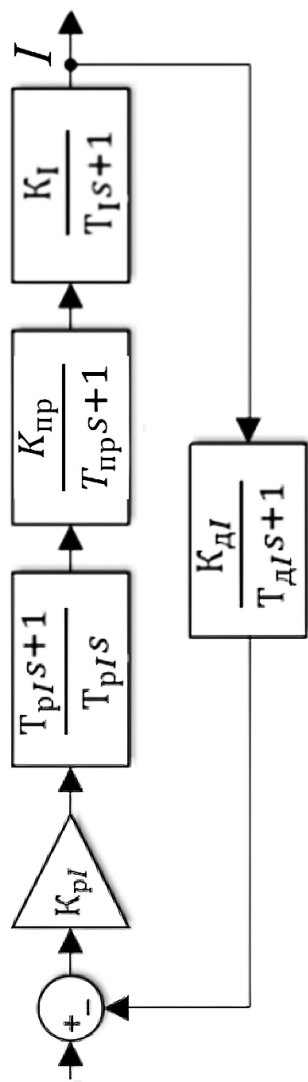


Рис. 2.3. Структурная схема замкнутого внутреннего контура

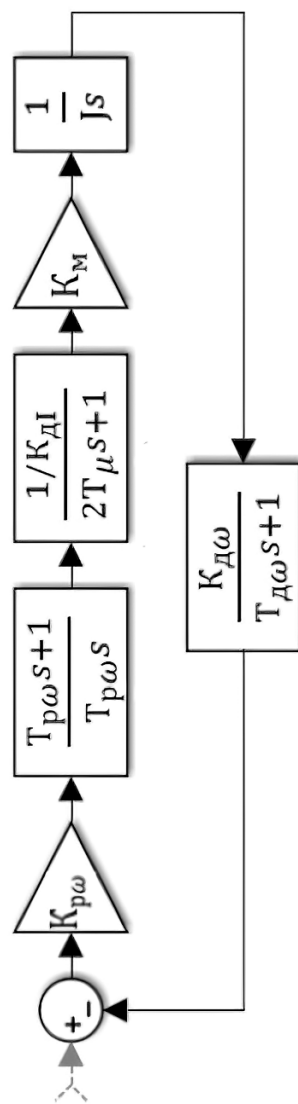


Рис. 2.4. Структурная схема внешнего контура с упрощённой передаточной функцией внутреннего контура

Примем передаточную функцию датчика обратной связи по координате I, соответствующей $W(s)_{дл} = \frac{K_{дл}}{T_{дл}s+1}$, где $T_{дл}$ соизмерима с $T_{пр}$ и много меньше T_I . После выбора передаточной функции датчика обратной связи неизменяемая часть синтезируемого контура представляет собой три последовательно включённых апериодических звена первого порядка. Если $T_{пр}$ и $T_{дл}$ компенсировать нельзя или не имеет смысла, то примем их сумму в качестве некомпенсируемой постоянной внутреннего контура $T_{пр} + T_{дл} = T_{\mu}$. После суммирования $T_{пр}$ и $T_{дл}$ неизменяемая часть контура будет представлять из себя структуру из двух последовательно соединённых апериодических звеньев первого порядка с постоянными времени T_I и T_{μ} . Исходя из структуры неизменяемой части контура и необходимости его настройки на оптимум по модулю, следует выбрать пропорционально-интегральный регулятор с передаточной функцией аналогичной (1.7)

$$W(s)_{pl} = K_{pl} \frac{T_{pl}s+1}{T_{pl}s},$$

где $T_{pl} = T_I, T_{пр} + T_{дл} = T_{\mu}, K_{перI} = \frac{T_I}{2T_{\mu}K_{пр}K_IK_{дл}}$.

Структурная схема замкнутого внутреннего контура примет вид, изображённый на рис. 2.3.

Передаточная функция замкнутого внутреннего контура $W(s)_{звк}$ аналогична выражению (1.1)

$$W(s)_{звк} = \frac{1/K_{дл}}{2T_{\mu}^2s^2+2T_{\mu}s+1},$$

а упрощённая передаточная функция этого контура выглядит аналогично (2.1)

$$W(s)_{звк упр} = \frac{1/K_{дл}}{2T_{\mu}s+1}.$$

Выбрав датчик обратной связи внешнего контура с передаточной функцией, аналогичной (2.2)

$$W(s)_{до} = \frac{K_{до}}{T_{до}s+1},$$

причём $T_{до}$ — соизмерим с $T_{пр}$ и, заменив замкнутый внутренний контур апериодическим звеном $\frac{1/K_{дл}}{2T_{\mu}s+1}$, получим структурную схему внешнего контура с упрощённой передаточной функцией внутреннего контура, которая представлена на рис. 2.4.

В состав неизменяемой части рассматриваемого контура входят два звена с соизмеримыми постоянными времени $T_{до}$ и $2T_{\mu}$, которые целесообразно просуммировать, и эту сумму считать малой, не подлежащей компенсации постоянной времени внешнего контура:

$$2T_{\mu} + T_{до} = T_{\mu 2}.$$

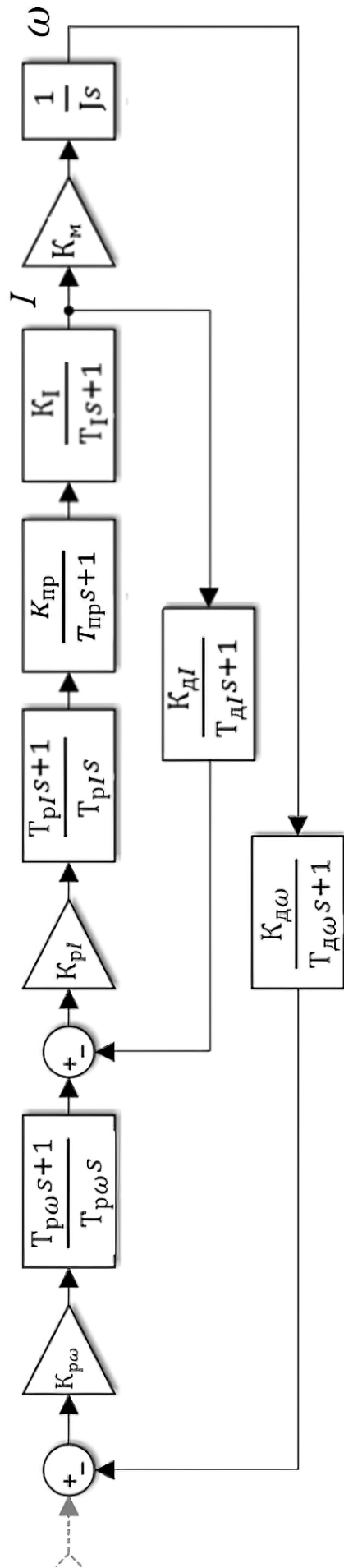


Рис. 2.5. Структурная схема двухконтурной системы автоматического регулирования

После проведённых преобразований структура неизменяемой части контура представляет собой последовательное соединение апериодического звена первого порядка с постоянной времени $T_{\mu 2}$, пропорционального звена и интегрального. При такой конфигурации неизменяемой части контура и, учитывая, что синтезируемый контур внешний и его следует настраивать на симметричный оптимум, необходимо использовать пропорционально-интегральный регулятор с передаточной функцией аналогичной (1.7)

$$W(s)_{p\omega} = K_{p\omega} \frac{T_{p\omega} s + 1}{T_{p\omega} s}, \text{ где, аналогично (1.15) и (1.16), } K_{p\omega} = \frac{J}{2T_{\mu 2} \left(\frac{1}{K_{д1}}\right) K_M},$$

$$T_{p\omega} = 4T_{\mu 2}.$$

На рис. 2.5 представлена синтезированная двухконтурная система управления.

Таким образом, можно сделать вывод, что принцип подчинённого регулирования значительно упрощает синтез регуляторов. Оптимизацию системы с последовательной коррекцией начинают с внутреннего контура, последовательно переходя к внешним. Внутренний контур следует настраивать на оптимум по модулю. При переходе к внешнему контуру передаточную функцию подчинённого контура упрощают, аппроксимируя его передаточную функцию звеном первого порядка. Ошибка аппроксимации при этом несущественна. Новую некомпенсированную постоянную времени рассчитывают с учётом некомпенсированной постоянной времени упрощённого внутреннего контура и датчика обратной связи. Аналогичным образом следует поступать при переходе к следующему контуру.

3. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

3.1. Система управления электроприводом регулирования (стабилизации) скорости

Структурная схема электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением строится по системе уравнений:

$$M_{\partial\delta} = I_{\text{я}} K_{\text{м}}, \quad (3.1)$$

$$E_{\partial\delta} = \omega_{\partial\delta} K_{\text{е}}, \quad (3.2)$$

$$M_{\text{дв}} - M_{\text{с}} = J_{\text{дв}} \frac{d\omega}{dt}, \quad (3.3)$$

$$(U_{\text{я}} - E_{\text{дв}}) \frac{K_{\text{я}}}{T_{\text{я}} s + 1} = I_{\text{я}}, \quad (3.4)$$

где $M_{\text{дв}}$ — момент двигателя, Н·м; $\omega_{\text{дв}}$ — угловая скорость, рад/с; $I_{\text{я}}$ — ток якоря, А; $E_{\text{дв}}$ — электродвижущая сила якорной обмотки (ЭДС), В; $K_{\text{м}}$ — коэффициент пропорциональности между током якоря и моментом двигателя, Н·м/А; $K_{\text{е}}$ — коэффициент пропорциональности между скоростью и ЭДС якоря двигателя, В/(рад/с); $M_{\text{с}}$ — момент сопротивления механизма, Н·м; $J_{\text{дв}}$ — момент инерции якоря двигателя, кг·м².

Передачная функция якорной цепи двигателя:

$$W(s)_{\text{я}} = \frac{K_{\text{я}}}{T_{\text{я}} s + 1}, \quad (3.5)$$

где постоянная времени цепи якоря:

$$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{r_{\text{я}}}, \quad (3.6)$$

где $L_{\text{я}}$ — индуктивность якорной цепи, Гн; $r_{\text{я}}$ — активное сопротивление якорной цепи, Ом.

Коэффициент усиления передачной функции якоря двигателя:

$$K_{\text{я}} = \frac{1}{r_{\text{я}}}. \quad (3.7)$$

Структурная схема, построенная по вышеприведённым уравнениям, приведена на рис. 3.1.

На рис. 3.1 J — приведённый к валу двигателя момент инерции электропривода, включающий в себя момент инерции якоря двигателя просуммированный с моментом инерции механизма, приведенным к валу двигателя.

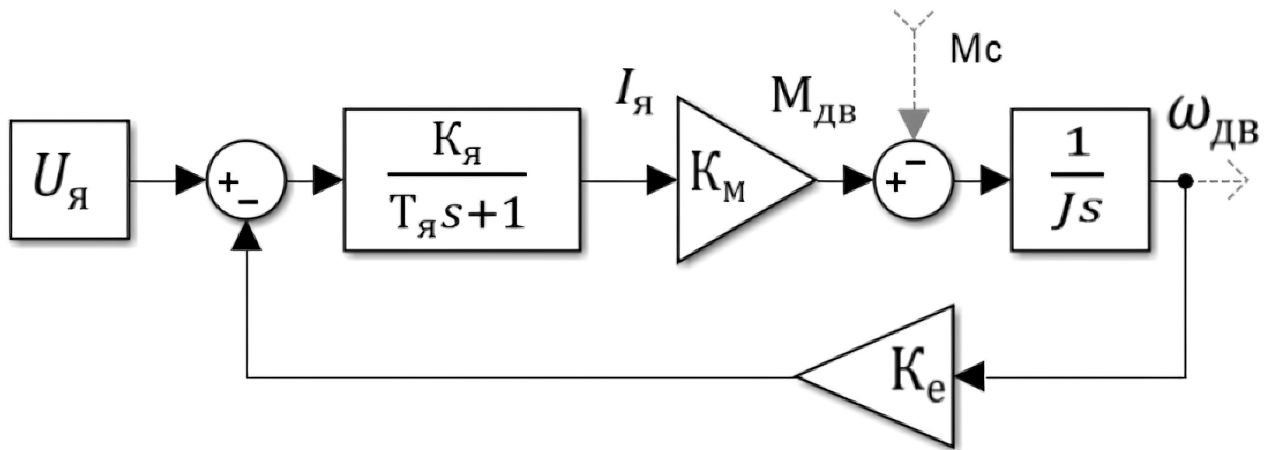


Рис. 3.1. Структурная схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

До недавнего времени такой двигатель широко использовался в системах регулирования скорости с широким диапазоном регулирования и высокой точностью поддержания скорости. В качестве электрического преобразователя энергии в электроприводах постоянного тока используется тиристорный преобразователь (выпрямитель), передаточная функция которого

$$W(s)_{\text{тп}} = \frac{K_{\text{тп}}}{T_{\text{тп}}s + 1}, \quad (3.8)$$

где $K_{\text{тп}}$ — коэффициент усиления тиристорного преобразователя, величина которого принимается равной номинальному напряжению якорной цепи двигателя; $T_{\text{тп}}$ — постоянная времени тиристорного преобразователя, величина которой принимается равной длительности «пульса» выпрямленного напряжения.

Для выпрямителя по схеме Ларионова, который очень широко используется в тиристорных выпрямителях, $T_{\text{тп}} = 0,0033$ с.

В настоящее время системы автоматического регулирования электроприводов строятся по принципу подчинённого регулирования.

При создании системы автоматического регулирования (стабилизации) скорости электропривода выходной координатой является скорость двигателя, в качестве промежуточной координаты следует выбрать ток якоря.

Современные датчики скорости и тока обладают высоким быстродействием. В общем виде передаточные функции датчиков принято представлять апериодическими звеньями первого порядка с постоянными времени, зависящими от принципа преобразования входного сигнала и лежащими в пределах 0,001 — 0,0001 секунд и меньше.

Передаточная функция датчика в общем виде:

$$W(s)_д = \frac{K_д}{T_д s + 1}, \quad (3.9)$$

где $K_д$ — коэффициент усиления датчика; $T_д$ — постоянная времени датчика, с.

$$K_D = \frac{U_{оп}}{X_{баз}}, \quad (3.10)$$

где $U_{оп}$ — уровень входной величины регулятора, при которой выходная величина контура достигает базового значения $X_{баз}$.

Обычно $U_{оп}$ задают равным 1 или 10 относительным единицам.

В качестве базовой величины выходной координаты контура принимают её номинальное или рабочее значение.

Передаточные функции датчиков тока и скорости имеют вид:

$$W(s)_{дт} = \frac{K_{дт}}{T_{дт}s + 1}, \quad (3.11)$$

$$W(s)_{дс} = \frac{K_{дс}}{T_{дс}s + 1}, \quad (3.12)$$

где $K_{дт}$ коэффициент усиления датчика тока, $1/A$; $K_{дс}$ — коэффициент усиления датчика скорости, $1/(\text{рад}/\text{с})$; $T_{дт}$ — постоянная времени датчика тока, с; $T_{дс}$ — постоянная времени датчика скорости.

Структура регулятора выбирается в зависимости от структуры неизменяемой части контура, соотношения постоянных времени элементов неизменяемой части контура и принятого оптимума настройки.

Передаточные функции регуляторов тока и скорости обозначаются $W(s)_{регI}$ и $W(s)_{рег\omega}$.

На вход представленной на рис. 3.2 структурной схемы подаётся сигнал от задатчика интенсивности, т. к. прямой пуск электропривода в большинстве случаев не допустим.

При выполнении условия $\frac{Jr_{я}}{K_{т}K_{е}} \geq 4T_{я}$ обратной связью по ЭДС двигателя можно пренебречь.

Структурная схема системы автоматического регулирования (стабилизации) скорости при этом примет вид, представленный на рис. 3.3.

На вход системы автоматического регулирования скорости (САРС) подаётся не сигнал задания скорости, а тестовый сигнал единичного значения, так как в теории автоматического регулирования качество переходных процессов оценивается по реакции системы на единичный скачкообразный сигнал.

Внутренним контуром системы является контур тока, который следует настраивать на оптимум по модулю.

Структурная схема контура тока изображена на рис. 3.4.

Неизменяемая часть контура тока представлена тремя последовательно включёнными апериодическими звеньями первого порядка. Постоянные времени тиристорного преобразователя и датчика тока, как правило, являются постоянными времени второго порядка малости по отношению к постоянной времени якорной цепи. В таком случае их целесообразно просуммировать и считать эту сумму суммарной малой постоянной времени контура тока:

$$T_{\mu} = T_{тп} + T_{дт}. \quad (3.13)$$

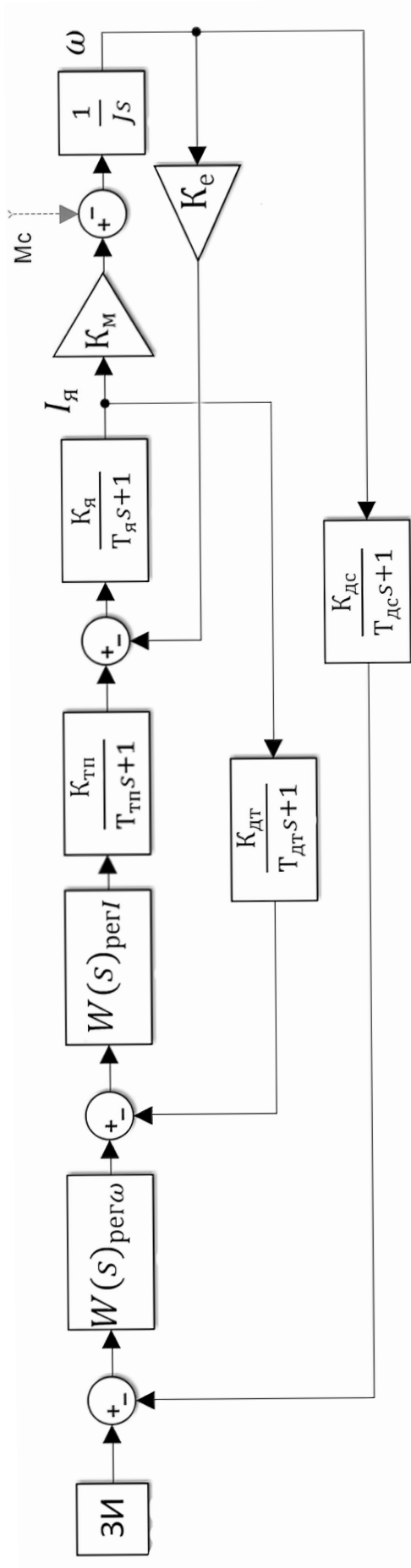


Рис. 3.2. Структурная схема электропривода регулирования (стабилизации) скорости с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением

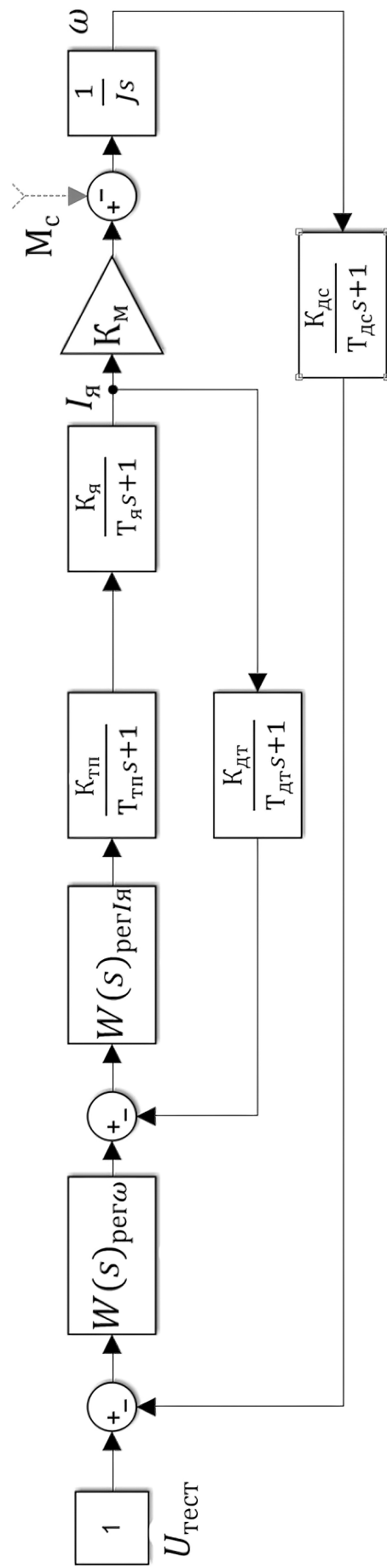


Рис. 3.3. Структурная схема системы автоматического регулирования скорости без учёта обратной связи по ЭДС

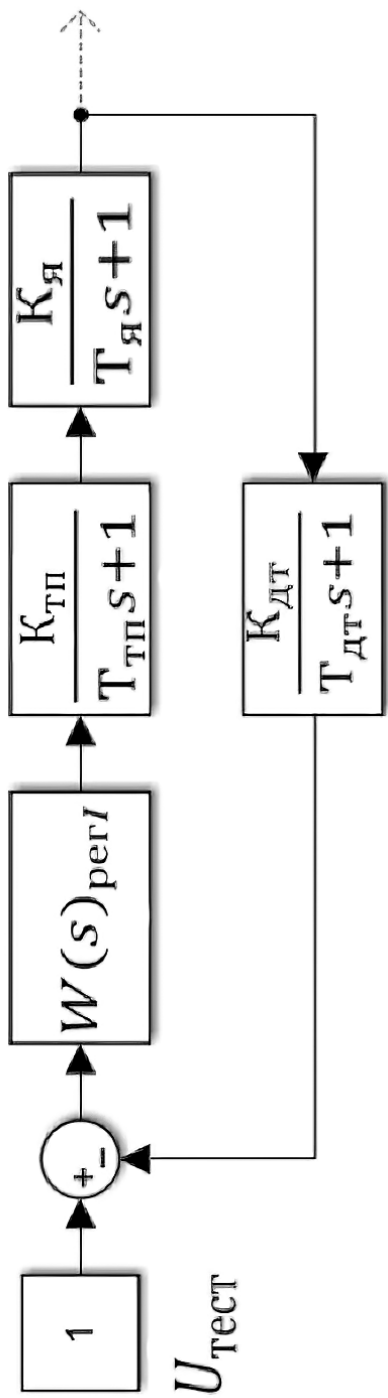


Рис. 3.4. Структурная схема контура тока

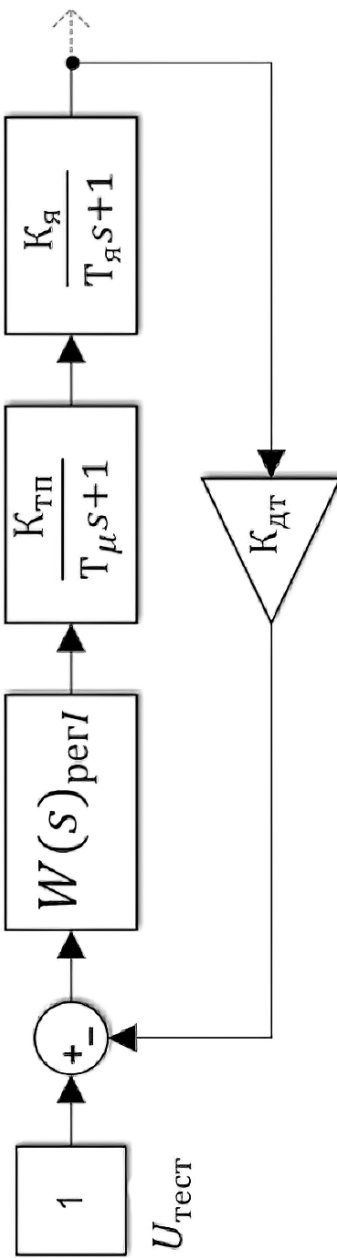


Рис. 3.5 Упрощённая структурная схема контура тока

После этого неизменяемая часть контура тока упрощается до включённых последовательно двух апериодических звеньев первого порядка (рис. 3.5).

При такой конфигурации неизменяемой части контура и необходимости его настройки на оптимум по модулю необходимо применить пропорционально-интегральный регулятор с передаточной функцией, аналогичной (1.7).

$$W(s)_{\text{регI}} = K_{\text{PI}} \frac{T_{\text{PI}}s+1}{T_{\text{PI}}s}, \quad (3.14)$$

Постоянная времени регулятора тока выбирается равной постоянной времени якорной цепи по формуле, аналогичной (1.10)

$$T_{\text{PI}} = T_{\text{я}}, \quad (3.15)$$

а динамический коэффициент усиления регулятора тока определяется по формуле, аналогичной (1.9)

$$K_{\text{PI}} = \frac{T_{\text{я}}}{2T_{\mu}K_{\text{ТП}}K_{\text{я}}K_{\text{дт}}}. \quad (3.16)$$

На рис. 3.6 изображена структурная схема контура тока со структурно синтезированным регулятором.

Передаточная функция замкнутого контура тока, аналогична (1.1)

$$W(s)_{\text{зкт}} = \frac{1/K_{\text{дт}}}{2T_{\mu}^2s^2 + 2T_{\mu}s + 1}. \quad (3.17)$$

Для синтеза регулятора скорости целесообразно реальную передаточную функцию замкнутого контура тока в контуре скорости заменить упрощённой передаточной функцией, аналогичной (2.1)

$$W(s)_{\text{зкт уп}} = \frac{1/K_{\text{дт}}}{2T_{\mu}s + 1}, \quad (3.18)$$

При этом неизменяемая часть контура скорости представляет собой последовательно включённые два апериодических звена первого порядка и интегрирующее звено (рис. 3.7).

Постоянная времени датчика скорости соизмерима или значительно меньше величины $2T_{\mu}$, поэтому их следует просуммировать и считать эту сумму малой постоянной времени контура скорости

$$T_{\mu 2} = 2T_{\mu} + T_{\text{дс}}. \quad (3.19)$$

При этом неизменяемая часть контура скорости упрощается до двух последовательно включённых апериодического звена первого порядка и интегрирующего звена (рис. 3.8).

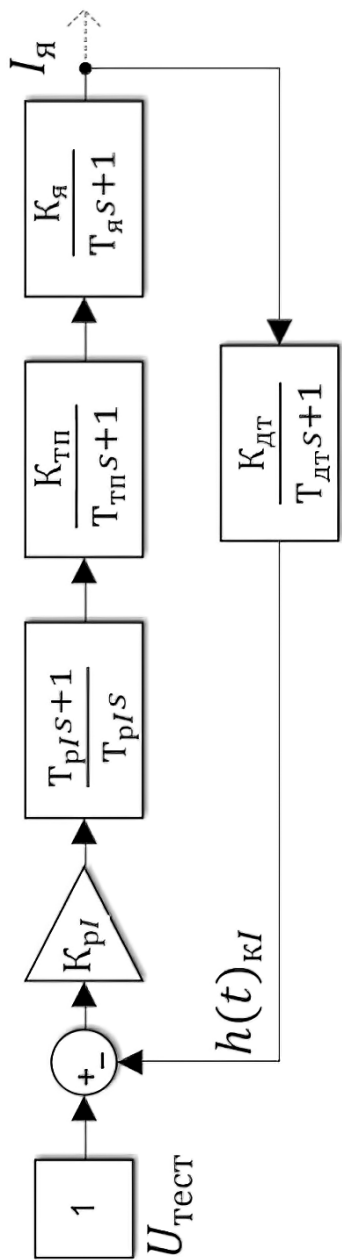


Рис. 3.6. Структурная схема контура тока с синтезированной структурой регулятора

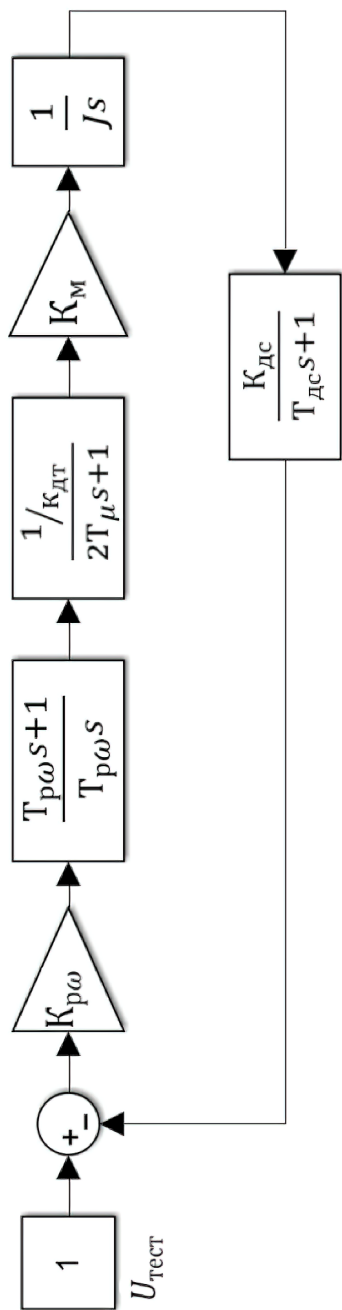


Рис. 3.7. Структурная схема контура скорости с упрощённой передаточной функцией замкнутого контура тока

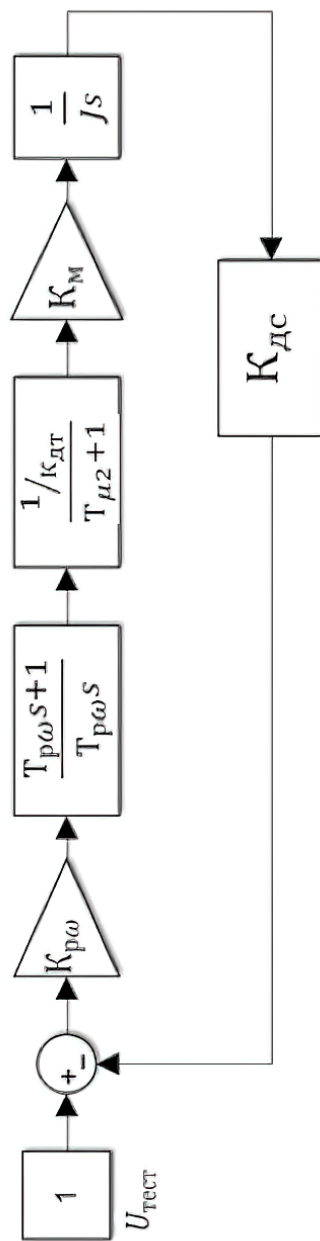


Рис. 3.8. Упрощённая структурная схема контура скорости

Контур скорости является внешним контуром, поэтому его следует настраивать на симметричный оптимум. При описанной конфигурации неизменяемой части контура необходимо использовать пропорционально-интегральный регулятор (рис. 3.9).

Постоянная времени регулятора скорости принимается равной четырём малым постоянным времени контура скорости, аналогично (1.16)

$$T_{pc} = 4T_{\mu 2}, \quad (3.20)$$

а динамический коэффициент усиления регулятора скорости определяют по формуле, аналогичной (1.15)

$$K_{pc} = \frac{J}{2T_{\mu 2}(1/K_{\pi\pi})K_M K_{дс}}. \quad (3.21)$$

Структурные схемы отдельных контуров и системы автоматического регулирования параметра в целом строятся (синтезируются) для анализа их быстродействия и качества переходных процессов при управляющем и возмущающих воздействиях. При этом входные воздействия принято использовать ступенчатого характера, в контуре должны отсутствовать ограничения каких-либо сигналов.

На рис. 3.10 представлена структурная схема электропривода постоянного тока регулирования (стабилизации) скорости.

Прямой пуск двигателей средней и большой мощности приводит к значительным перегрузкам питающей сети и недопустимо большим силовым воздействиям на элементы механической части электропривода, а также может оказаться разрушительным для самого двигателя. Вследствие этого сигнал задания на разгон и изменение скорости подаётся от задатчика интенсивности ЗИ, обеспечивающего плавный пуск. Сам пуск на холостом ходу осуществляется весьма редко, поэтому момент сопротивления механизма M_c учитывается с первого момента процесса пуска, а возмущающее воздействие по моменту сопротивления ΔM_c может носить произвольный характер.

Ниже приведён пример синтеза структурной схемы электропривода регулирования (стабилизации) скорости.

Расчёты выполнены для привода с двигателем, параметры которого:

Номинальная мощность ($P_{ном}$) — 9,5 кВт;

Номинальная скорость ($N_{ном}$) — 3000 об/мин;

Номинальный момент ($M_{ном}$) — 30,25 Н · м;

Номинальное напряжение питания якорной цепи ($U_{я ном}$) — 440 В;

Номинальный ток якоря ($I_{я ном}$) — 22А;

Перегрузочная способность по току и моменту ($\lambda_I = \lambda_M$) — 2;

Сопротивление якорной цепи при номинальной рабочей температуре двигателя ($r_{я}$) — 0,375 Ом; Индуктивность якорной цепи ($L_{я}$) — 15 мГн;

$K_e = K_M$ — 1,375;

Структурная схема выбранного двигателя приведена на рисунке 3.11.

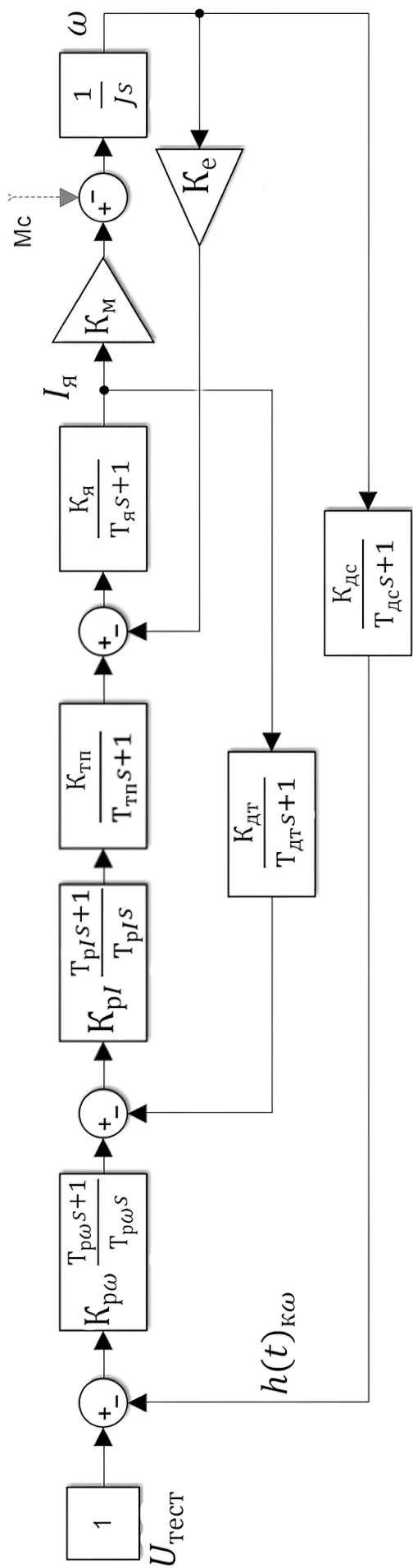


Рис. 3.9. Структурная схема системы автоматического регулирования скорости с учётом ЭДС двигателя и синтезированными регуляторами

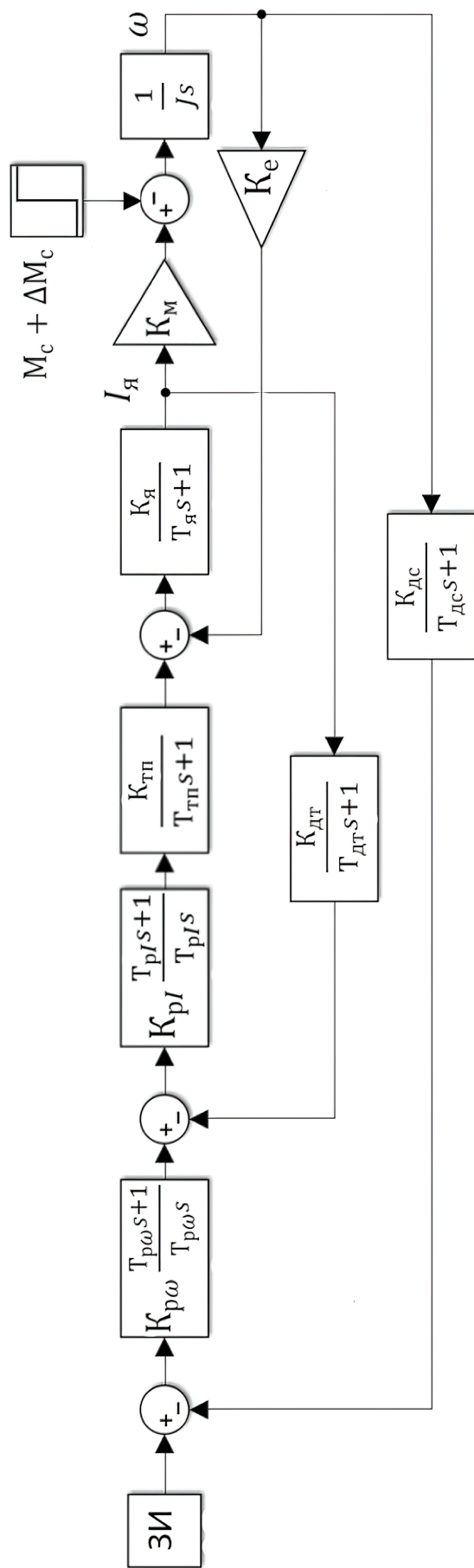


Рис. 3.10. Структурная схема электропривода регулирования скорости со структурно синтезированными регуляторами

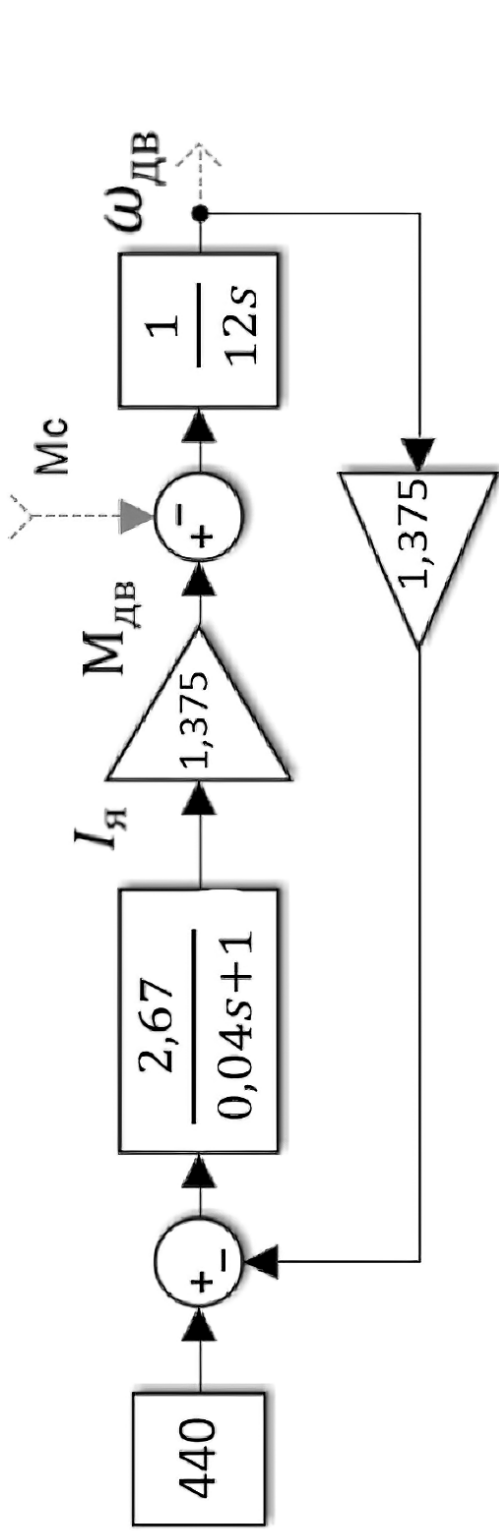


Рис. 3.11. Структурная схема выбранного двигателя

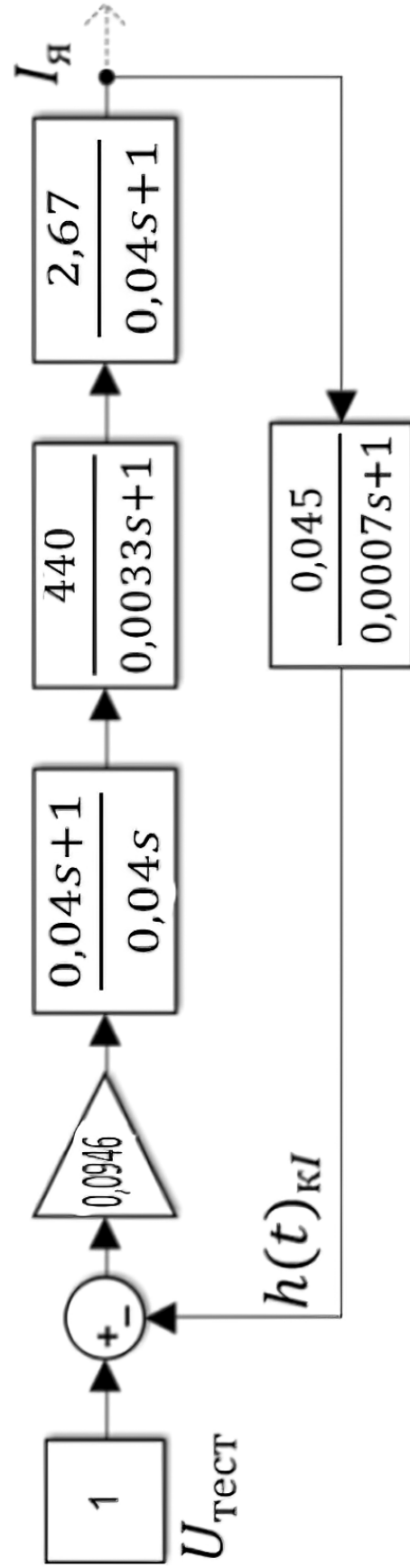


Рис. 3.12. Структурная схема контура тока с рассчитанными параметрами

Скорость идеального холостого хода (n_0) — 3057 об/мин;

Приведённый к валу двигателя момент инерции электропривода (J) — 12 кг·м²;

Момент сопротивления механизма, приведённый к валу двигателя — $M_c = M_{ном}$;

Постоянные времени датчиков тока ($T_{дт}$) и скорости ($T_{дс}$):

$$T_{дт} = 0.0007 \text{ с,}$$

$$T_{дс} = 0.0001 \text{ с;}$$

Величина опорного напряжения принимается равной единице ($U_{оп}$) — 1В.

Коэффициент передачи якорной цепи двигателя определяем по формуле (3.7):

$$K_{я} = \frac{1}{r_{я}} = \frac{1}{0,375} = 2,67;$$

Постоянная времени якорной цепи определяем по формуле (3.6):

$$T_{я} = L_{я}/r_{я} = 0,015/0,375 = 0,04 \text{ с;}$$

Передающая функция якорной цепи определяем по формуле (3.5):

$$W(s)_{я} = \frac{K_{я}}{T_{я}s+1} = \frac{2,67}{0,04s+1}.$$

Передающие функции тиристорного преобразователя и датчика тока, согласно (3.8) и (3.11) примут вид:

$$W(s)_{тп} = \frac{K_{тп}}{T_{тп}s+1} = \frac{440}{0,0033s+1},$$

$$W(s)_{дт} = \frac{K_{дт}}{T_{дт}s+1} = \frac{0,045}{0,0007s+1}.$$

Суммарная малая постоянная времени контура тока (3.13):

$$T_{\mu} = T_{тп} + T_{дт} = 0,0033+0,0007 = 0,004 \text{ с.}$$

Постоянная времени и динамический коэффициент усиления регулятора контура тока согласно (3.15) и (3.16):

$$T_{pl} = T_{я} = L_{я}/r_{я} = 0,015/0,375 = 0,04 \text{ с,}$$

$$K_{pl} = \frac{T_{я}}{2T_{\mu}K_{тп}K_{я}K_{дт}} = \frac{0,04}{2 \cdot 0,004 \cdot 440 \cdot 2,67 \cdot 0,045} = 0,0946.$$

Передающая функция регулятора тока (3.17):

$$W(s)_{регI} = K_{pl} \frac{T_{pl}s+1}{T_{pl}s} = 0,0946 \frac{0,04s+1}{0,04s}.$$

Структурная схема контура тока аналогична рис. 3.6. Её вид представлен на рис. 3.12.

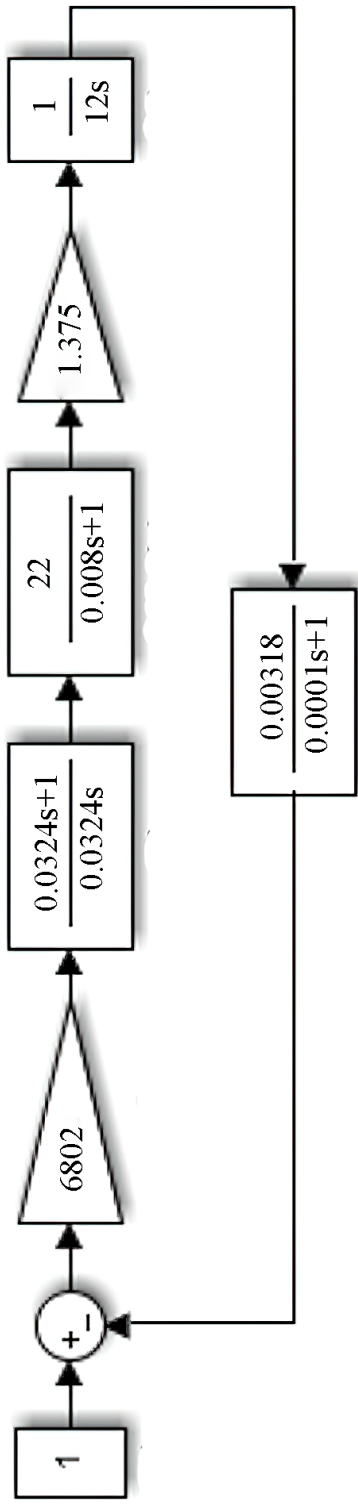


Рис. 3.13. Структурная схема упрощённого контура скорости с рассчитанными параметрами

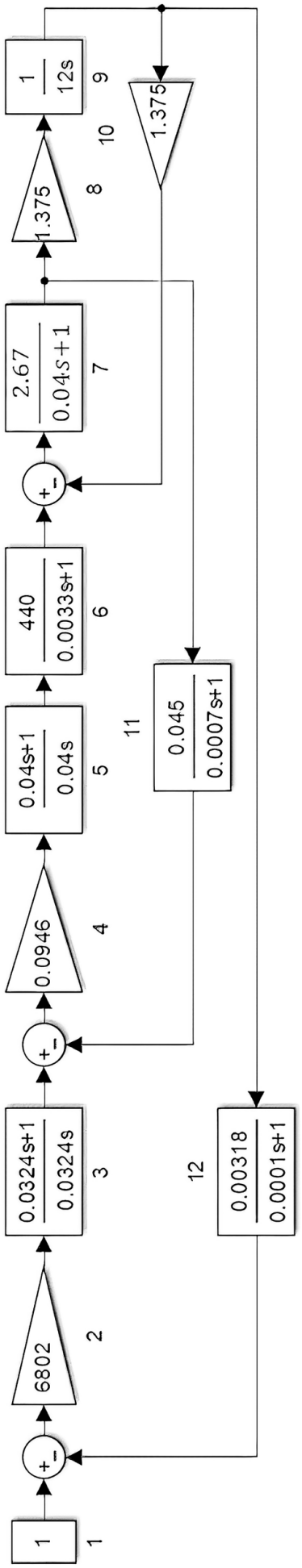


Рис. 3.14. Структурная схема системы автоматического регулирования скорости с рассчитанными параметрами:
 1 — тестовый сигнал; 2 и 3 — регулятор скорости; 4 и 5 — регулятор тока; 6 — тиристорный преобразователь; 7 — якорная цепь двигателя; 8 — коэффициент пропорциональности между развиваемым двигателем моментом и током якоря; 9 — механическая часть привода; 10 — коэффициент пропорциональности между ЭДС якоря и скоростью ротора; 11 — датчик тока; 12 — датчик скорости

Упрощённая передаточная функция синтезируемого контура тока (3.18):

$$W(s)_{\text{зкт уп}} = \frac{1/K_{\text{дт}}}{2T_{\mu}s+1} = \frac{22}{0,008s+1}.$$

Суммарная малая постоянная времени контура скорости (3.19):

$$T_{\mu 2} = 2T_{\mu} + T_{\text{дс}} = 2 \cdot 0,004 + 0,0001 = 0,0081 \text{ с.}$$

Постоянная времени и динамический коэффициент усиления регулятора скорости (3.20) и (3.21): $T_{\text{р}\omega} = 4T_{\mu 2} = 0,0324 \text{ с,}$

$$K_{\text{р}\omega} = \frac{J}{2T_{\mu 2}(1/K_{\text{дт}})K_{\text{и}}K_{\text{дс}}} = \frac{12}{2 \cdot 0,0081 \cdot (1/0,045) \cdot 1,375 \cdot 0,0001} = 6802.$$

Для сравнительного анализа переходных функций упрощённого контура скорости и развёрнутой системы автоматического регулирования скорости на рис. 3.13 и рис. 3.14 представлены их структурные схемы с рассчитанными параметрами, а сами переходные функции изображены на рис. 3.15.

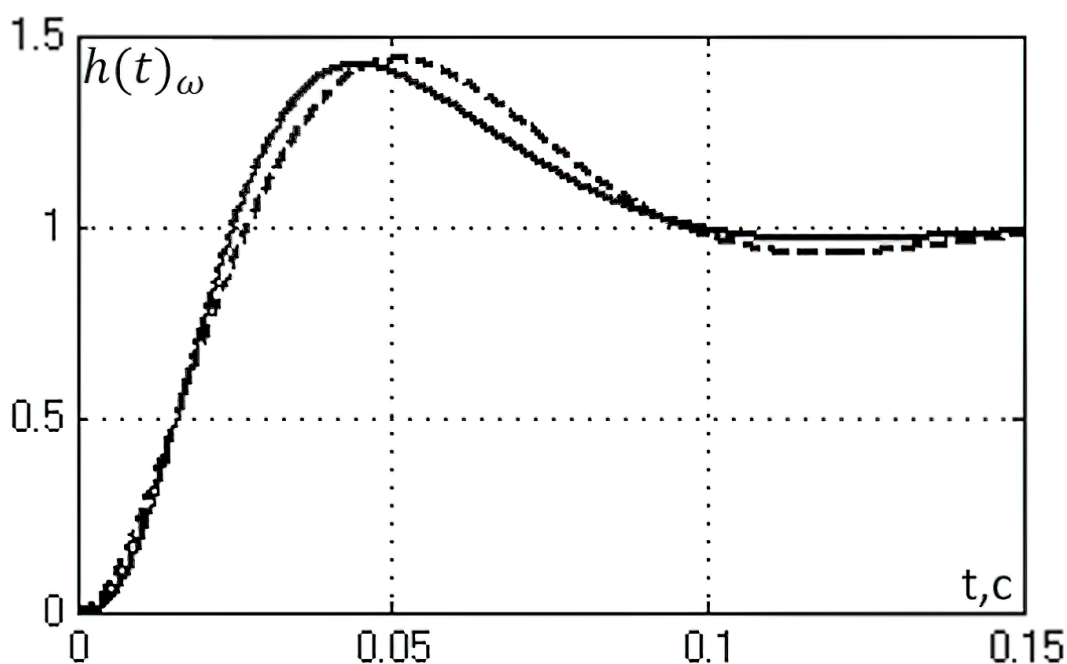


Рис. 3.15. Переходные функции упрощённого контура скорости, настроенного на симметричный оптимум (штриховая линия), и структурной схемы системы автоматического регулирования скорости (сплошная линия)

Анализ приведённых переходных функций даёт право утверждать, что при анализе статических и динамических характеристик электропривода постоянного тока с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением практически без особой потери достоверности можно пользоваться структурной схемой упрощённого контура скорости вместо громоздкой реальной структурной схемы системы автоматического регулирования (стабилизации) скорости.

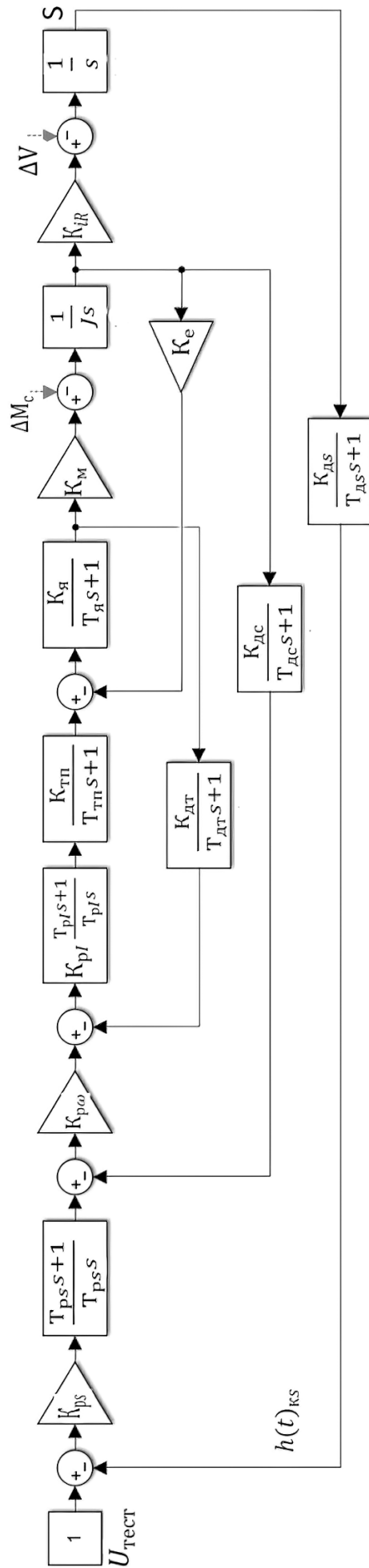


Рис. 3.1.6. Структурная схема системы позиционирования

3.2. Система управления электроприводом позиционирования

Структурная схема системы позиционирования, основанная на выше синтезированной структурной схеме системы стабилизации скорости, представлена на рис. 3.16.

За базовую выходную величину системы позиционирования примем 1 м, тогда коэффициент передачи датчика положения ($K_{дс}$) равен единице: $K_{дс} = 1, \frac{1}{м}$. Постоянную времени датчика примем равной 0,0001 с.

Коэффициент пропорциональности между величиной линейной и угловой скоростями: :

$$K_{iR} = K_i \cdot K_R, \quad (3.22)$$

где K_{iR} — коэффициент пропорциональности между величиной линейного и углового перемещения, м/рад; $K_i = 1/i$ (i — коэффициент передачи редуктора); $K_R = R_{ш}$ — радиус шкива, преобразующего вращательное движение в поступательное, м.

Примем: $i = 100$, тогда

$$K_i = 0,01; K_R = R_{ш} = 0,5 \text{ м.}$$

Тогда

$$K_{iR} = 0,01 \cdot 0,5 = 0,005 \text{ м/рад.}$$

В структурной схеме контура положения контур скорости является внутренним, поэтому его следует настроить на оптимум по модулю.

Внутренний контур скорости в контуре положения представлен на рисунке 3.17.

Структурная схема контура скорости, представленная на рис. 3.17, отличается от структурной схемы, изображенной на рис. 3.14 отсутствием элемента «3», т. е. регулятор скорости пропорциональный, что соответствует настройке контура на оптимум по модулю.

Для выбора структуры регулятора контура положения, по изложенному выше алгоритму, развернутый контур скорости заменим звеном первого порядка с постоянной времени $2T_{\mu 2}$. Упрощенная передаточная функция контура скорости аналогично (2.1)

$$W(s)_{\omega \text{ упр}} = \frac{1/K_{дс}}{2T_{\mu 2}s + 1}, \quad (3.23)$$

$$W(s)_{\omega \text{ упр}} = \frac{1/K_{дс}}{2T_{\mu 2}s + 1} = \frac{314}{2 \cdot 0,0081s + 1}.$$

После принятых упрощений структурная схема контура позиционирования примет вид, представленный на рис. 3.18.

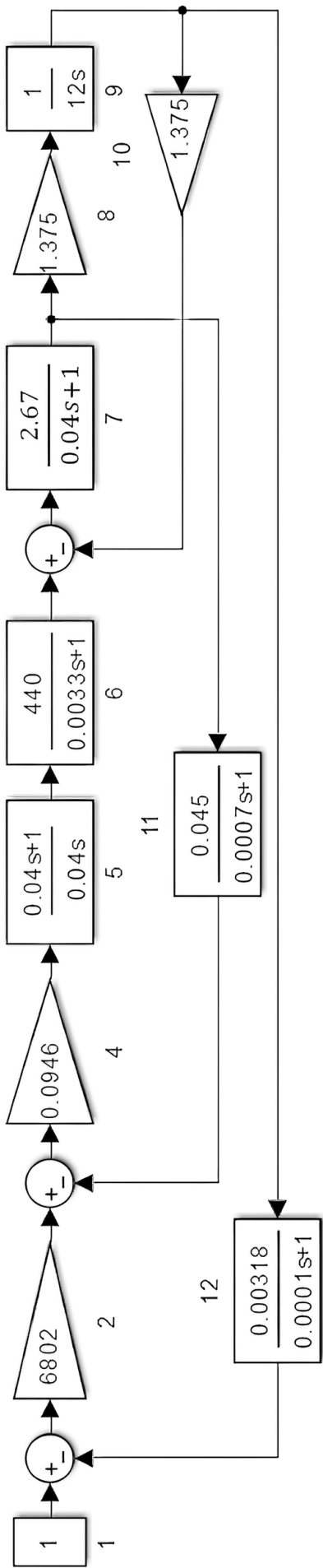


Рис. 3.17. Структурная схема контура скорости при его настройке на оптимум по модулю

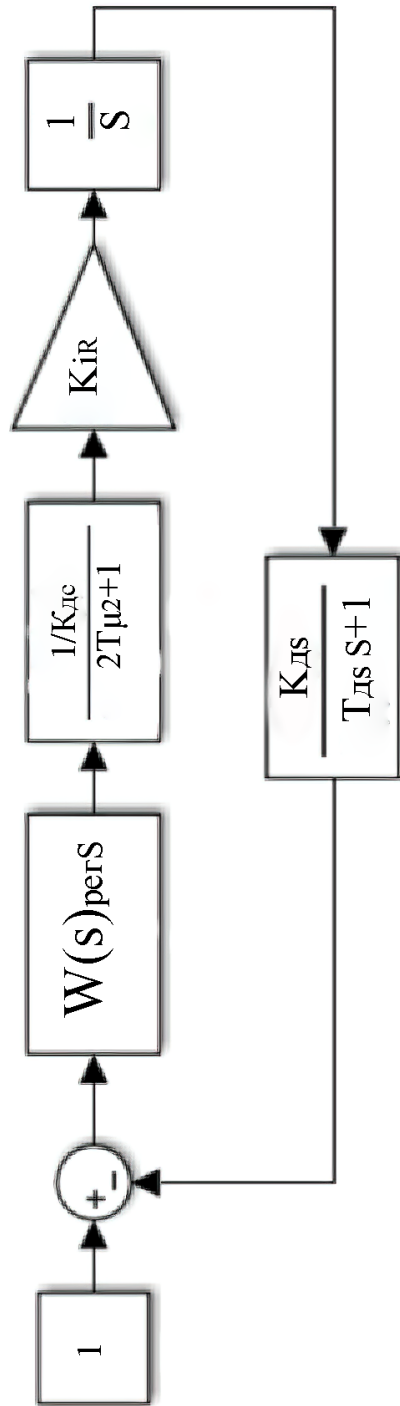


Рис. 3.18. Структурная схема контура положения с упрощённым контуром скорости

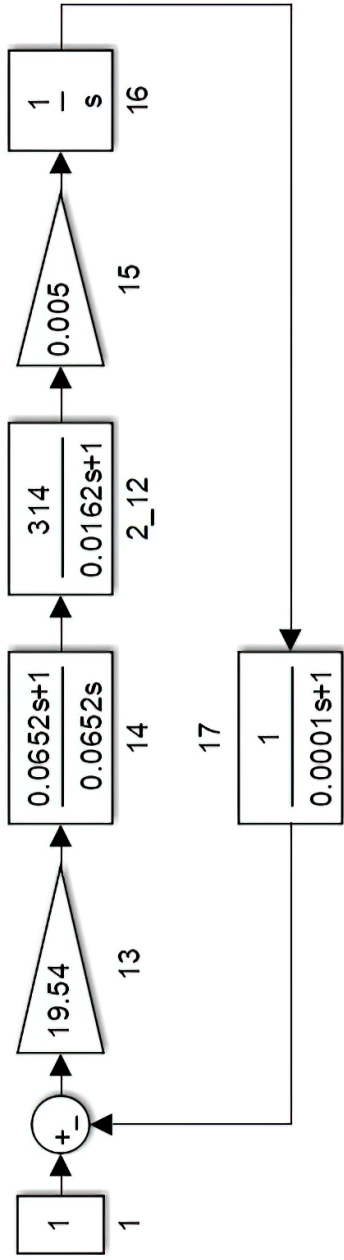


Рис. 3.19. Структурная схема контура положения с упрощённым контуром скорости с рассчитанными параметрами

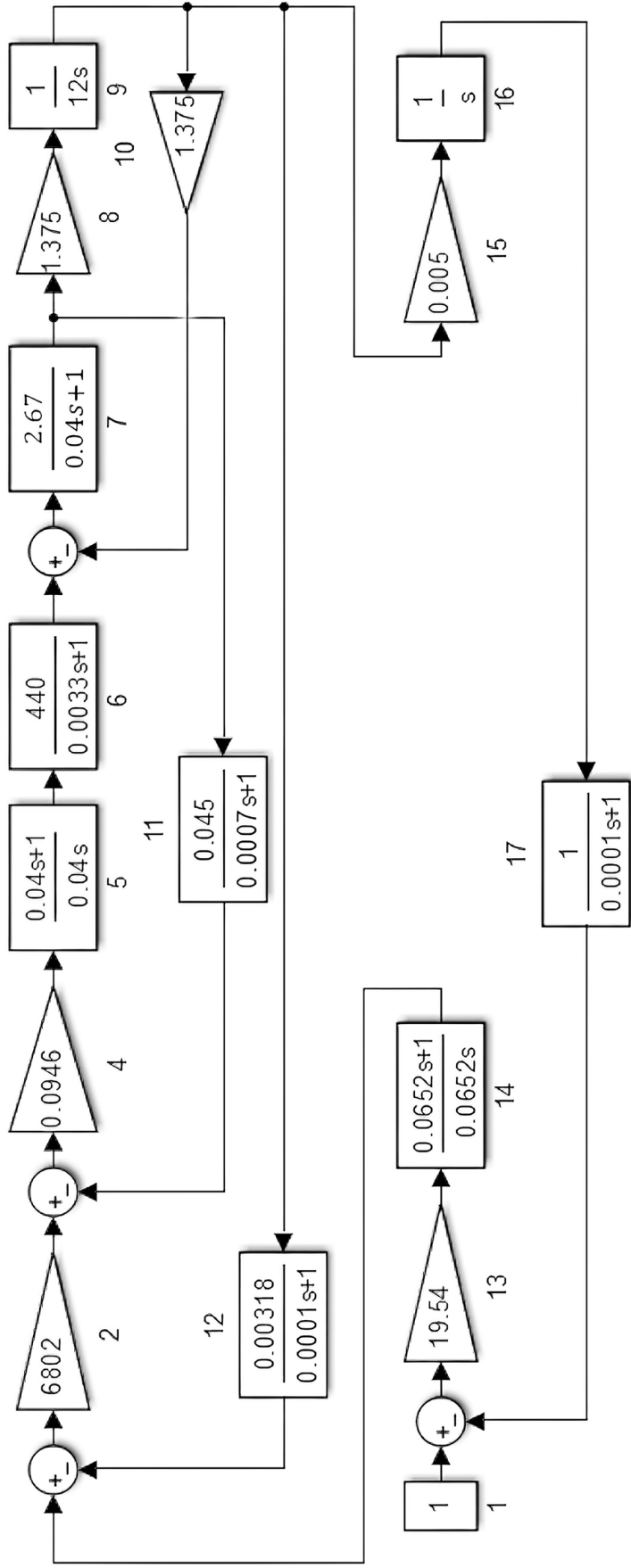


Рис. 3.20. Структурная схема развёрнутого контура позиционирования с рассчитанными параметрами

Суммарная малая постоянная контура положения вычисляется аналогично вычислению суммарной малой постоянной контура скорости (3.19):

$$T_{\mu 3} = 2 T_{\mu 2} + T_{дс} = 2 \cdot 0,0081 + 0,0001 = 0,0163 \text{ с.}$$

После суммирования малых постоянных времени неизменяемая часть контура, изображённого на рис. 3.18, представляет собой включённые последовательно апериодическое звено первого порядка и интегрирующее звено.

Так как контур положения является внешним, то его предпочтительно настраивать на симметричный оптимум. При описанной структурной схеме неизменяемой части контура необходимо использовать пропорционально-интегральный регулятор (рис. 3.19).

Постоянная времени регулятора контура положения аналогично (3.20):

$$T_{ps} = 4T_{\mu 3} = 0,0652 \text{ с,}$$

а динамический коэффициент усиления регулятора определяется аналогично выражению (3.21):

$$K_{ps} = \frac{1}{2T_{\mu 3}(1/K_{дс})K_{дс}K_{iR}} = \frac{1}{2 \cdot 0,0163(1/0,00318) \cdot 0,005} = 19,54.$$

На рис. 3.20 представлена развёрнутая структурная схема системы позиционирования с рассчитанными параметрами.

Для сравнительного анализа переходные функции упрощённого контура положения и развёрнутой системы позиционирования изображены на рис. 3.21.

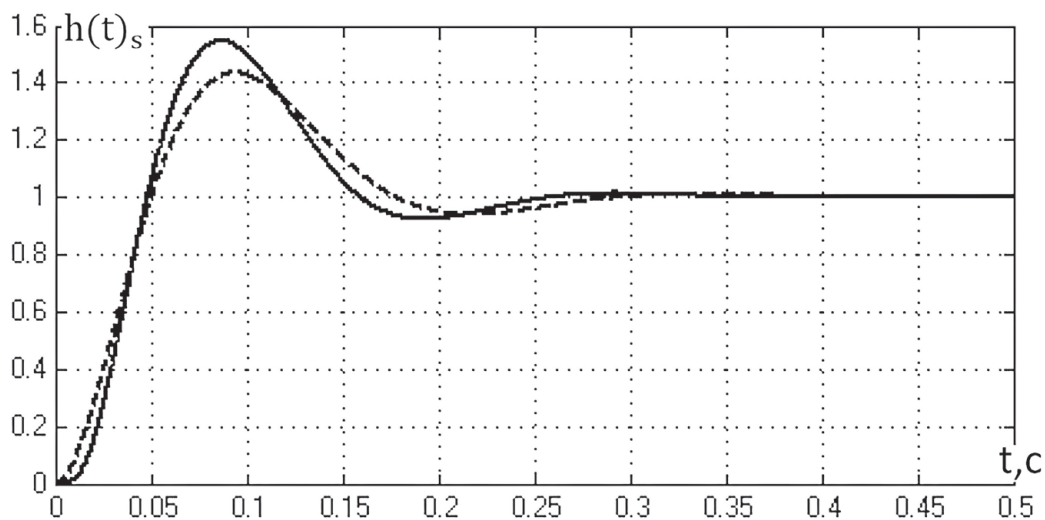


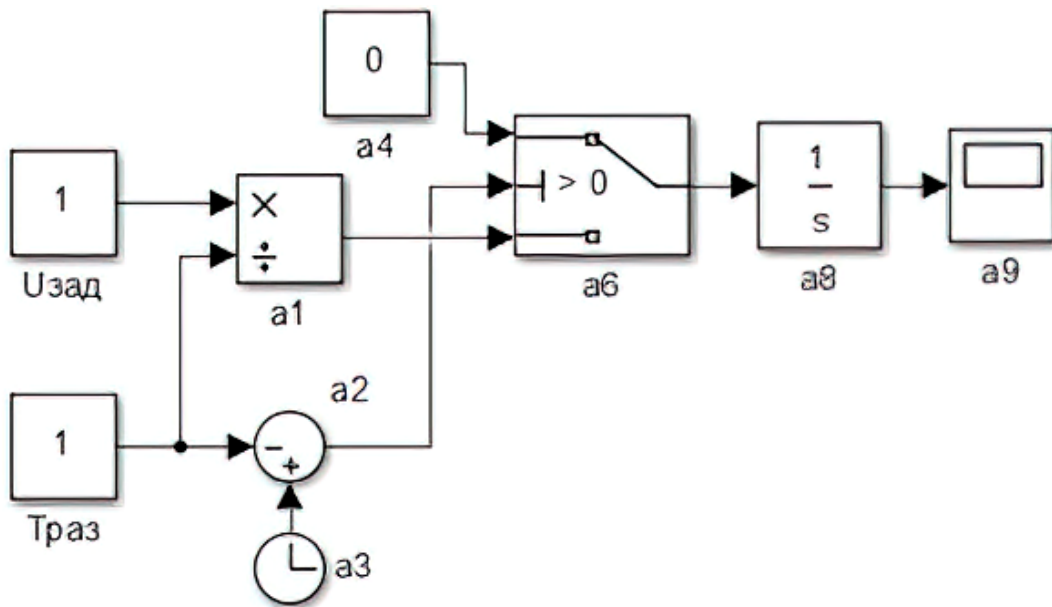
Рис. 3.21. Переходные функции упрощённого контура положения (пунктирная линия) и полной, развёрнутой системы позиционирования (сплошная линия).

Анализ переходных функций, изображённых на рис. 3.21, позволяет сделать вывод, что с практической точки зрения структурная схема развёрнутой системы позиционирования в некоторых случаях (когда не требуется анализа характера изменения момента и тока) может быть заменён упрощённым контуром положения.

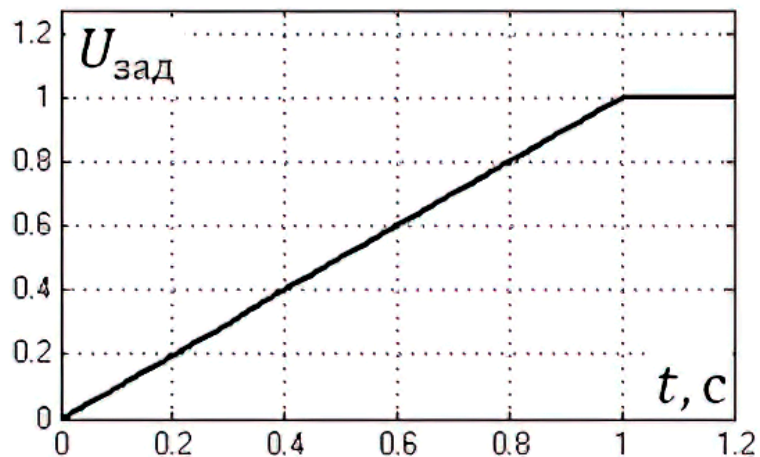
4. АНАЛИЗ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ЗАДАТЧИКОВ ИНТЕНСИВНОСТИ

Задатчик интенсивности (ЗИ) представляет собой устройство, которое включается в цепь задания регулируемых величин и ограничивает темп (интенсивность) изменения во времени сигнала задания на входе системы автоматического регулирования (САР).

4.1. Линейный задатчик интенсивности



а)



б)

Рис. 4.1. Структурная схема и график выходного сигнала линейного задатчика интенсивности:

а) структурная схема, б) график выходного сигнала

Самым простым (но не самым распространённым) является линейный задатчик интенсивности, структурная схема которого представлена на рис. 4.1а. Выходной сигнал такого задатчика изменяется от 0 до заданного значения по линейному закону рис. 4.1б. Использование такого задатчика на

практике (например, в системах автоматического регулирования скорости) нецелесообразно, так как динамический момент электропривода будет носить ступенчатый характер. При таком динамическом моменте может происходить преждевременный износ механической части электропривода (например, зубьев колес и шестерен редуктора). Такие ЗИ целесообразно использовать при предварительных расчетах.

На рис. 4.1б изображён сигнал задания на внешний контур САР, при котором время переходного процесса должно равняться одной секунде. Реальное время переходного процесса зависит от быстродействия САР. Сигнал задания сформирован в относительных единицах.

4.2. Задатчик интенсивности с S-образным выходным сигналом

В некоторых случаях, кроме обеспечения заданного уровня выходной координаты, требуется контролируемое ограничение не только первой производной (ускорения) функции изменения выходной координаты САР, но и её производной второго порядка (рывка). Для этих целей используют более сложные структуры задатчиков интенсивности, так называемые S-образные задатчики интенсивности.

На рис. 4.2 представлена структурная схема одного из таких задатчиков интенсивности. Сигналами управления этим ЗИ являются постоянные значения величин h и b .

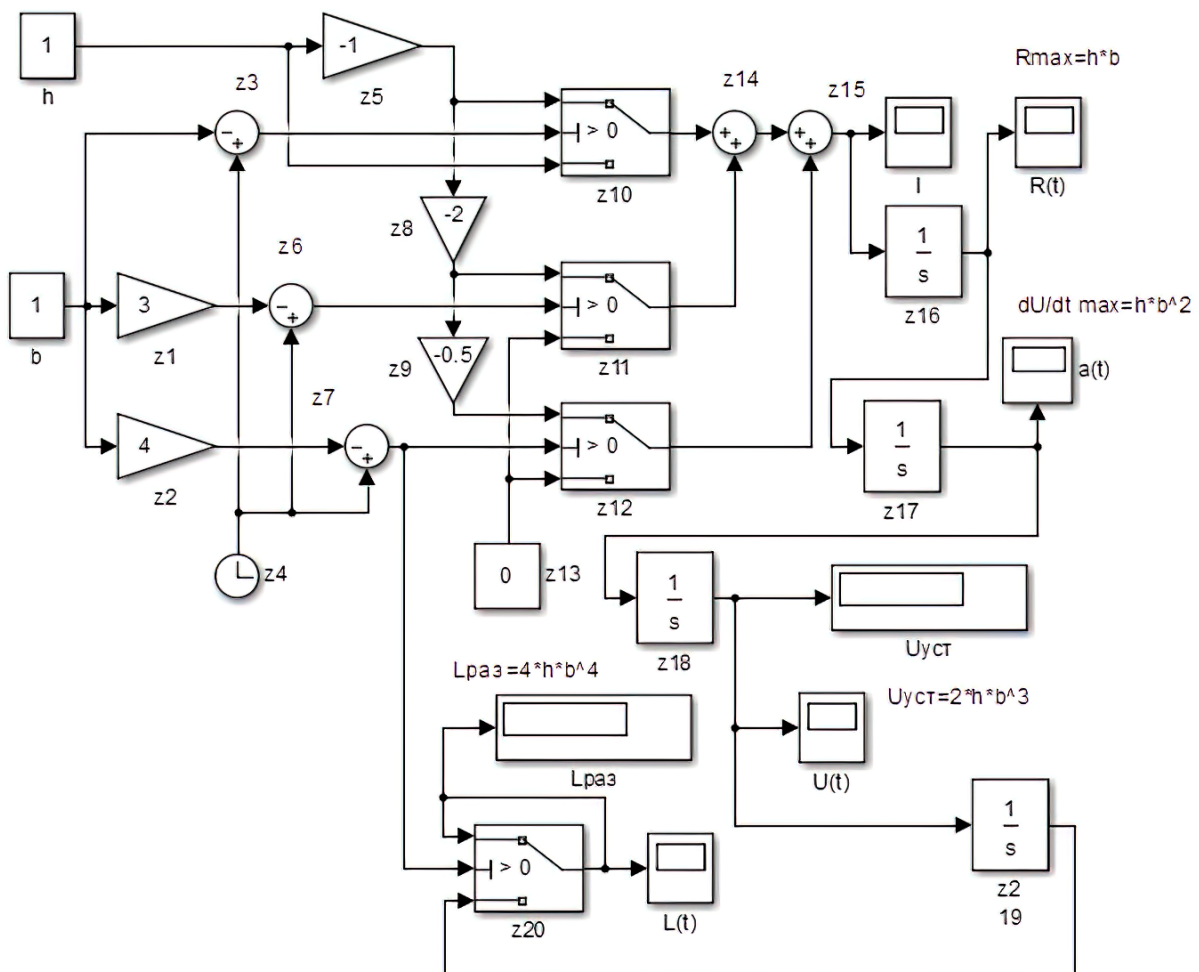
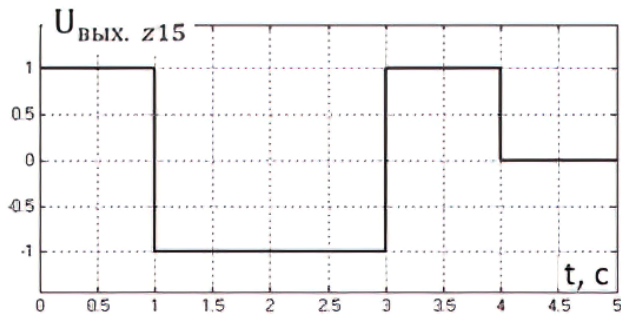
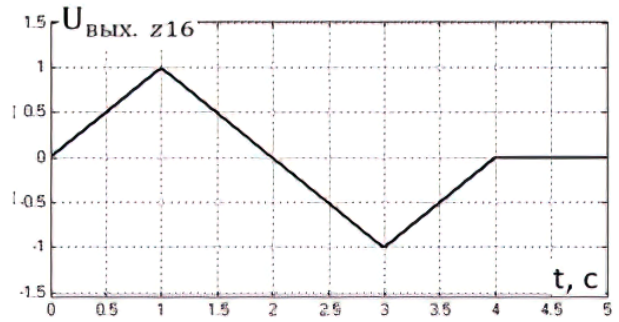


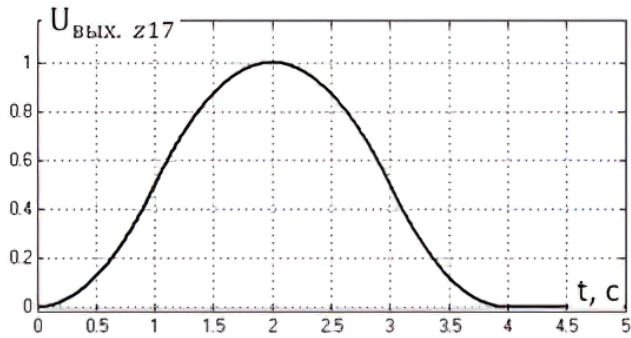
Рис. 4.2. Структурная схема S-образного задатчика интенсивности



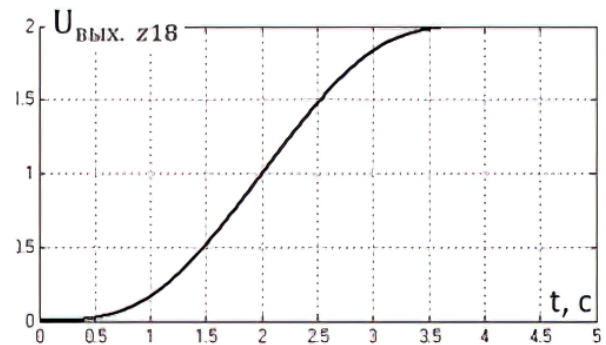
а)



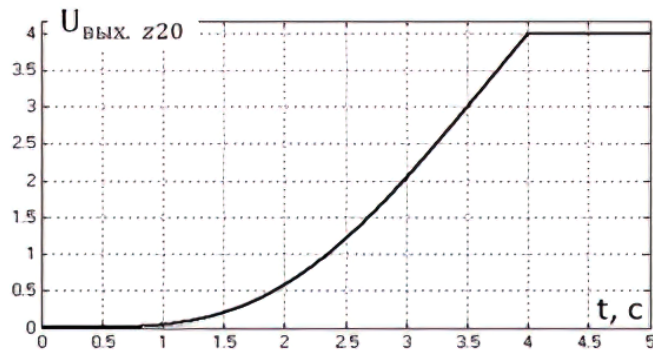
б)



в)



г)



д)

Рис. 4.3. Временные функции, поясняющие формирование сигналов задания

Для упрощения понимания процесса формирования сигналов задания на САР рассмотрим этот процесс относительно системы автоматического регулирования скорости или положения ротора двигателя.

Для обобщённого анализа временных функций выходных сигналов элементов структурной схемы рассматриваемого ЗИ целесообразно задать $h = 1$, $b = 1$, считая в дальнейшем единицу базовой величиной.

На выходе элемента z15 формируется ступенчатый сигнал, изображённый на рис. 4.3а. Последовательное интегрирование этого сигнала дает функции, изображённые на рис. 4.3б, 4.3в, 4.3г и 4.3д. Если принять сигнал, график которого изображён на рис. 4.3г, за сигнал задания на систему автоматического регулирования скорости, то ускорение (величина, пропорциональная динамическому моменту) будет соответствовать функции, изображённой на рис. 4.3в.

Анализ этого графика показывает, что в начале и конце разгона ускорение будет изменяться плавно, т. е. динамические нагрузки на элементы механической части электропривода будут носить плавно изменяющийся характер. При таких динамических моментах долговечность механизмов будет значительно больше, чем при ступенчатом изменении динамического момента. На рис. 4.3б изображён сигнал пропорциональный рывку, а на рис. 4.3д изображён сигнал, пропорциональный пройденному пути за время разгона.

Проанализировав выше приведённые графики, можно записать следующие соотношения:

установившееся значение выходного сигнала:

$$U_{уст} = 2hb^3, \quad (4.1)$$

максимальное значение ускорения:

$$dU / dt_{max} = hb^2, \quad (4.2)$$

максимальное значение рывка:

$$R_{max} = hb. \quad (4.3)$$

Величина « b » соответствует четверти времени разгона:

$$4b = T_{раз}. \quad (4.4)$$

Под $U_{уст}$ следует понимать как угловую скорость, так и линейную. Под выходным сигналом элемента Z_{20} надо понимать график функции окружного пути за время разгона в радианах (φ) или график пути линейного перемещения (S) в метрах.

Из графиков на рис. 4.3 видно, что при $h = 1$, $b = 1$ максимальный рывок и максимальное ускорение равны относительной единице, установившееся значение скорости двум относительным единицам. Время разгона равно четырём секундам. Все расчёты выполнены по формулам (4.1) — (4.4).

График пути за время разгона изображён на рис. 4.3 д. Конечное значение пути определяется по формуле:

$$L_{раз} = 4hb^4. \quad (4.5)$$

Путь, пройденный за время разгона, равен четырём относительным единицам.

Для примера создадим структурную схему задатчика интенсивности, обеспечивающего разгон привода до заданной скорости при разрешённом ускорении, и проанализируем переходные процессы в приводе при созданном задатчике интенсивности.

Заданная угловая скорость:

$$\omega_{уст} = 314 \text{ рад/с},$$

максимальное разрешённое ускорение:

$$(d\omega / dt)_{max} = 31,4 \text{ рад/с}^2,$$

датчик скорости без инерционности с единичным коэффициентом передачи.

Запишем уравнения (4.1) и (4.2) в виде:

$$314 = 2hb^3,$$

$$31,4 = hb^2.$$

Решив приведённую систему уравнений, получим:

$$b = 5,$$

$$h = 1,256.$$

Используя структурную схему задатчика интенсивности, представленную на рис. 4.2. и рассчитанные значения h и b , получим сигнал задания скорости (рис. 4.4).

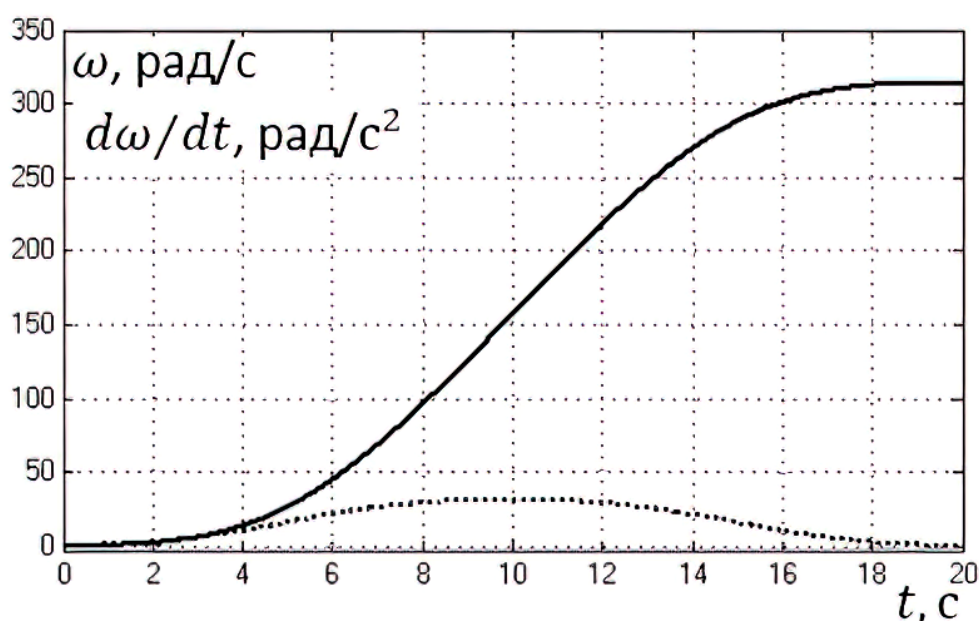


Рис. 4.4. Сигнал задания на систему автоматического регулирования скорости для обеспечения установившейся скорости 314 рад/с при максимальном разрешённом ускорении 31,4 рад/с²: сплошная линия — график скорости, пунктирная линия — график ускорения

Структурную схему задатчика интенсивности можно преобразовать таким образом, чтобы задающими сигналами являлись установившаяся угловая скорость $\omega_{уст}$ и заданное максимальное ускорение (рис. 4.5). Для этого предварительно преобразуем (4.1) и (4.2) к виду:

$$\frac{\omega_{уст}}{2(d\omega/dt)_{\max}} = \frac{2hb^3}{2hb^2} = b,$$

$$h = \left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{\max} \cdot \frac{1}{b^2}.$$

По аналогичному алгоритму строятся структурные схемы задатчиков с различным сочетанием заданных параметров процесса разгона или позиционирования.

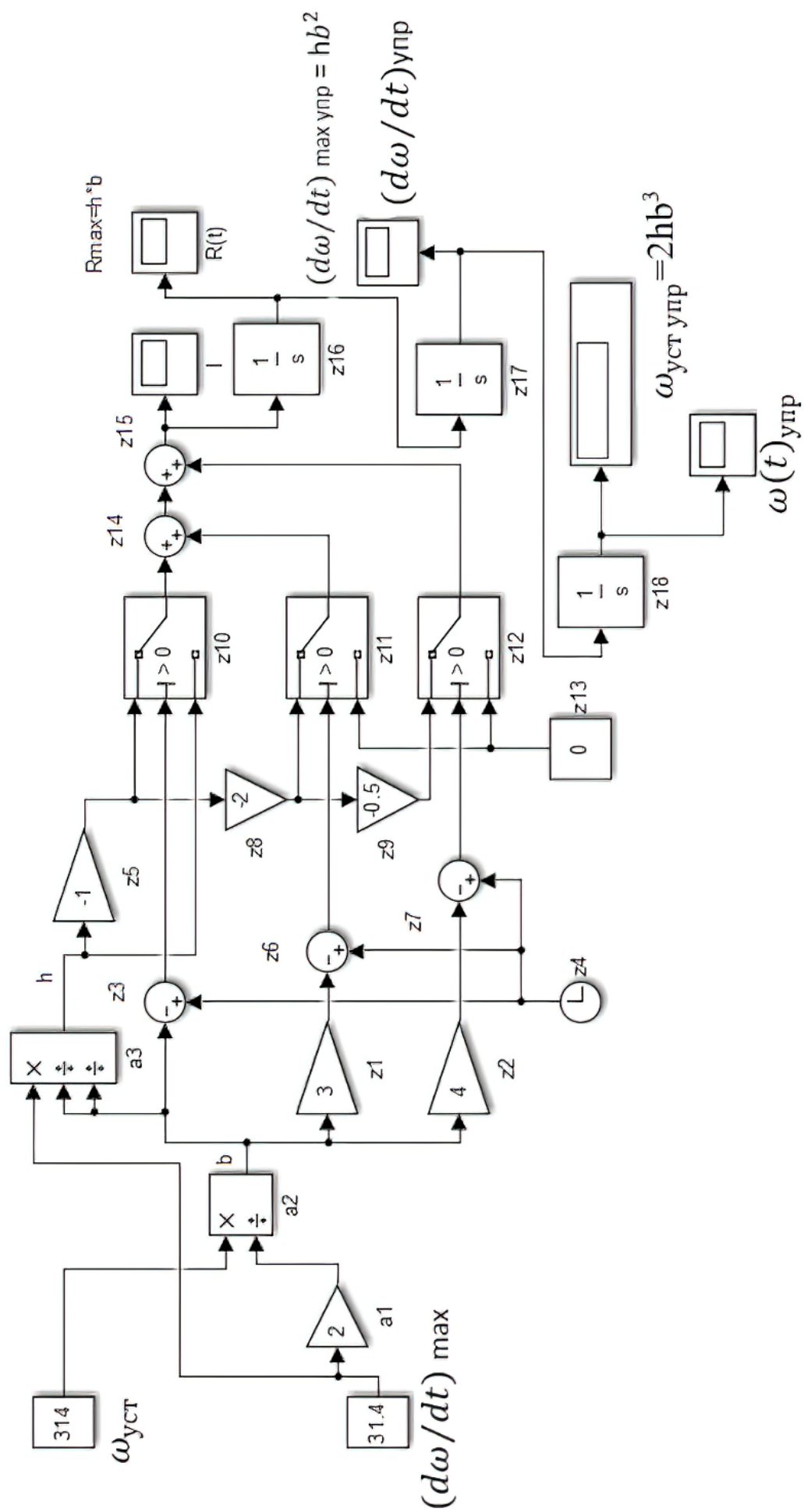


Рис. 4.5. Структурная схема задачика интенсивности для формирования сигнала управления при заданных значениях установившейся скорости и максимальном допустимом ускорении

Для сравнения влияния линейного и S-образного задатчиков интенсивности при одинаковых значениях установившейся скорости и времени разгона на характер изменения скорости и момента двигателя в процессе разгона на рисунке 4.6 представлены две структурные схемы одного и того же привода с различными задатчиками интенсивности, графики переходных процессов представлены рисунке 4.7.

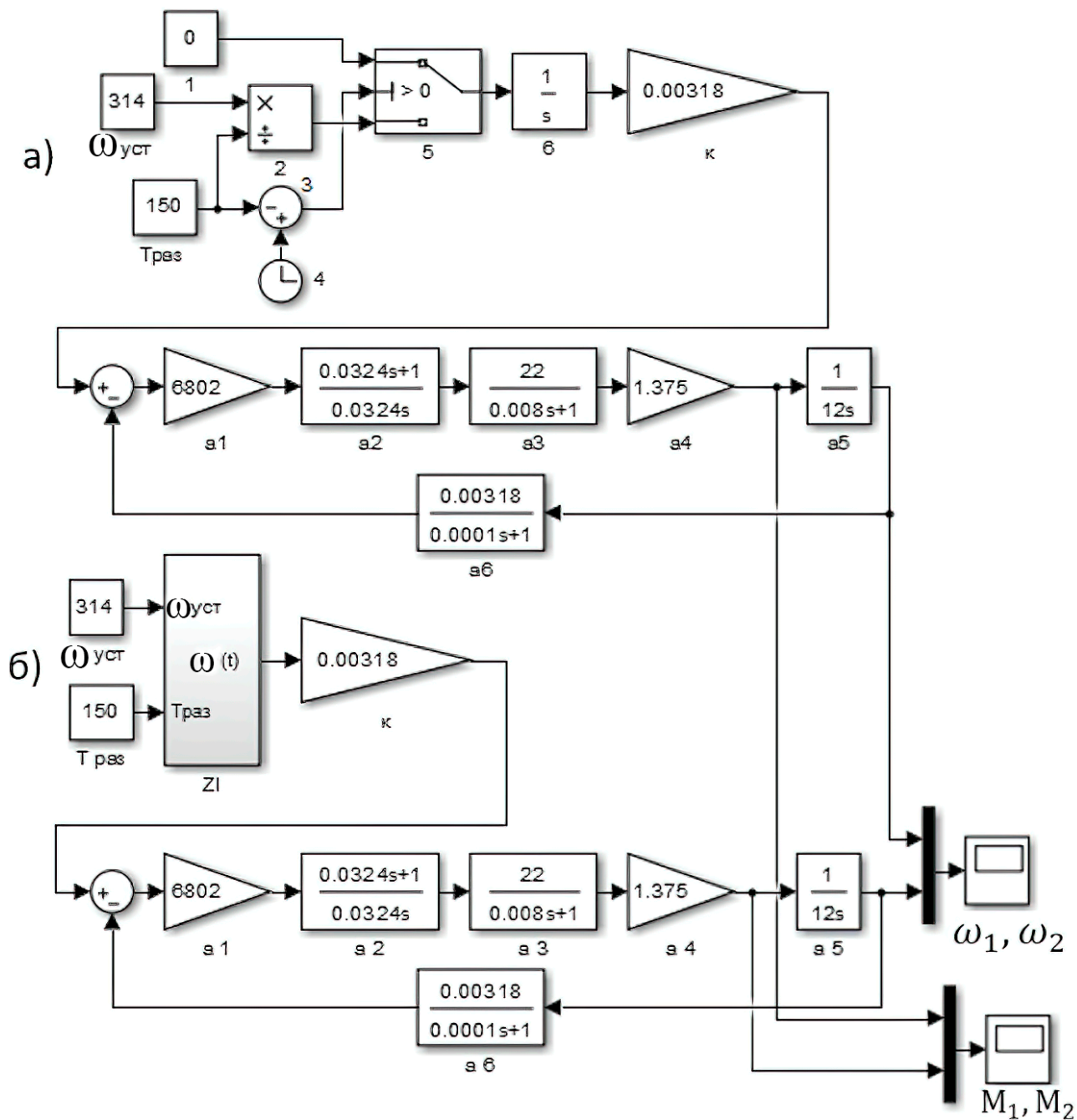


Рис. 4.6. Структурные схемы электроприводов: а) с линейным задатчиком интенсивности, б) с S-образным задатчиком интенсивности

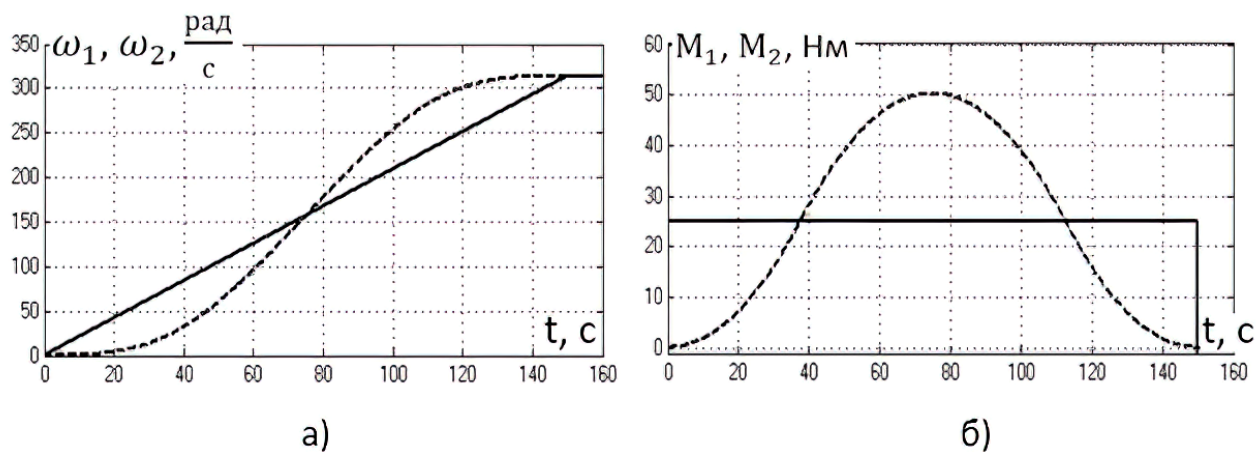


Рис. 4.7. Графики переходных процессов: сплошная линия при линейном, штриховая линия при S-образном задатчике интенсивности
а) графики скоростей, б) графики моментов

При линейном задатчике интенсивности как развиваемый двигателем момент, так и ускорение функции задаваемой скорости, изменяется в начале и конце процесса разгона скачкообразно, что отрицательно сказывается на надёжности элементов механических преобразующих устройств. Это исключается при использовании S-образного ЗИ. В некоторых приводах необходимо при разгоне кроме установившейся скорости обеспечить конкретно заданный путь разгона.

Для разнообразия предположим, что выходной координатой привода является линейная скорость.

Для расчёта сигналов управления ЗИ привода, путь исполнительного механизма которого при разгоне и установившаяся линейная скорость заданы, воспользуемся соотношениями (4.5) и (4.1), преобразовав их к виду:

$$S_{\text{раз зад}} = 4hb^4,$$

$$V_{\text{уст зад}} = 2hb^3.$$

Значение « b » определяется из уравнения:

$$b = 0,5 \cdot \frac{S_{\text{раз зад}}}{V_{\text{уст зад}}},$$

а « h » из

$$h = \frac{V_{\text{уст зад}}}{2b^3}.$$

Структурная схема задатчика интенсивности скорости привода при заданном пути разгона $S_{\text{раз зад}} = 5\text{ м}$ и установившейся скорости $V_{\text{уст зад}} = 2\text{ м/с}$ приведена на рис. 4.7.

Выходным сигналом данного задатчика интенсивности, который является входным сигналом системы автоматического регулирования (стабилизации) линейной скорости, является выходной сигнал элемента $z15$ (рис. 4.8), графики переменных задатчика интенсивности представлены на рис. 4.9.

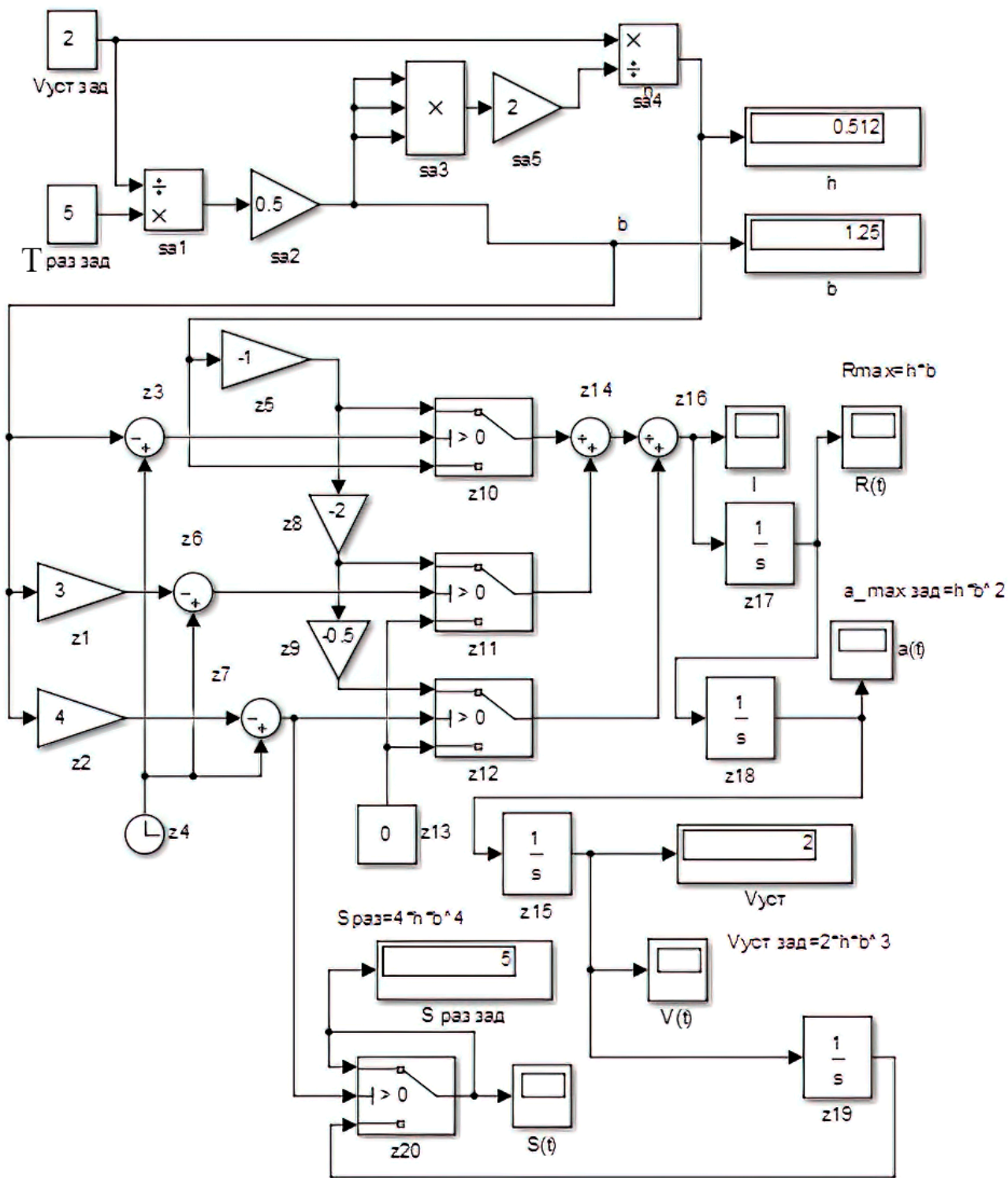


Рис. 4.8. Структурная схема задатчика линейной скорости

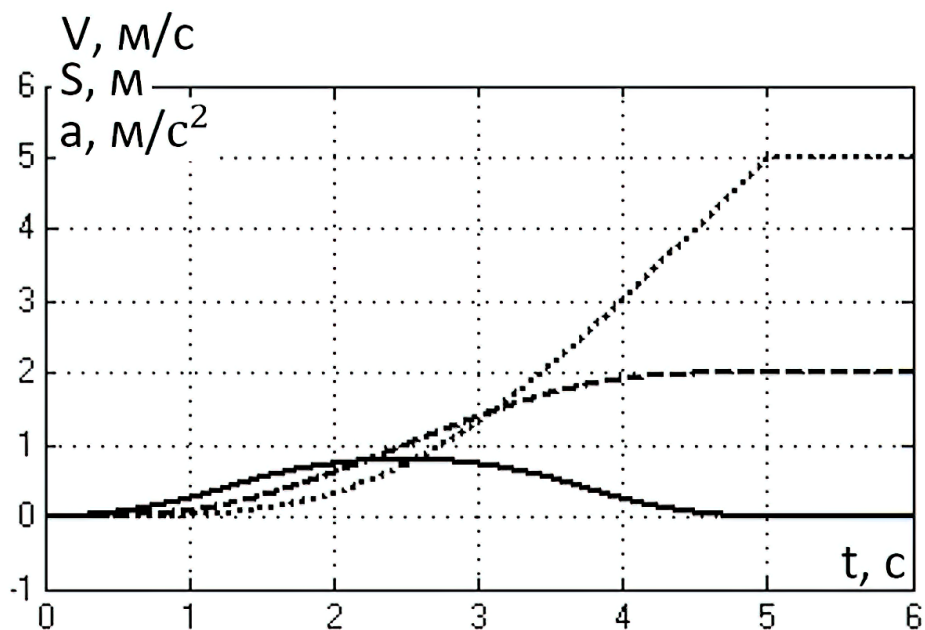


Рис. 4.9. Графики переменных задатчика интенсивности: штриховая линия — график задания скорости; пунктирная линия — график пути исполнительного механизма за время разгона; сплошная линия — график ускорения

Структурную схему, изображённую на рис. 4.2, можно использовать для создания задатчика положения привода позиционирования при условии, что привод не работает на установившейся скорости.

Сигналом задания положения в этом случае является выходной сигнал элемента z18.

Графики переменных такого задатчика интенсивности (задатчика положения) изображена на рисунке 4.10, а структурная схема — на рисунке 4.11.

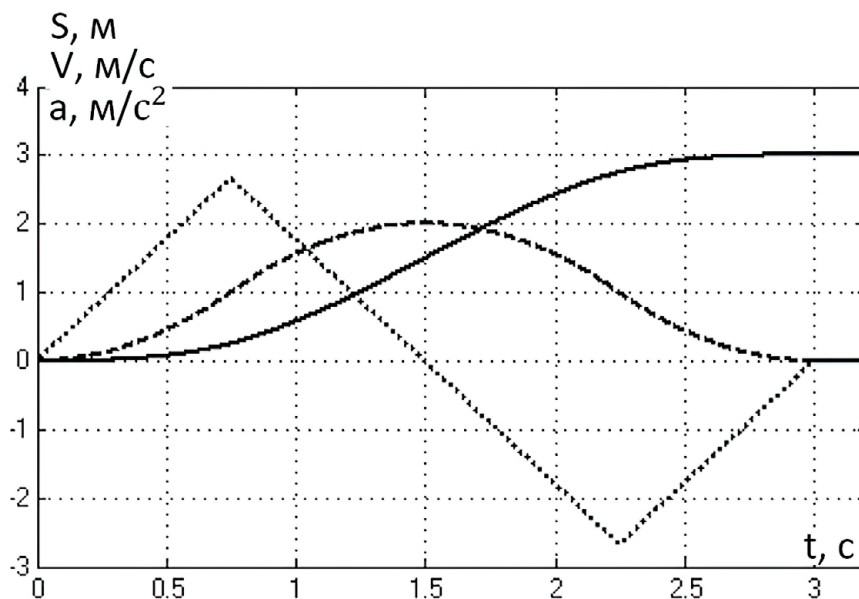


Рис. 4.10. Графики переменных задатчика интенсивности: сплошная линия — график пути, пройденного исполнительным механизмом за время разгона и торможения; штриховая линия — график скорости; пунктирная линия — график ускорения

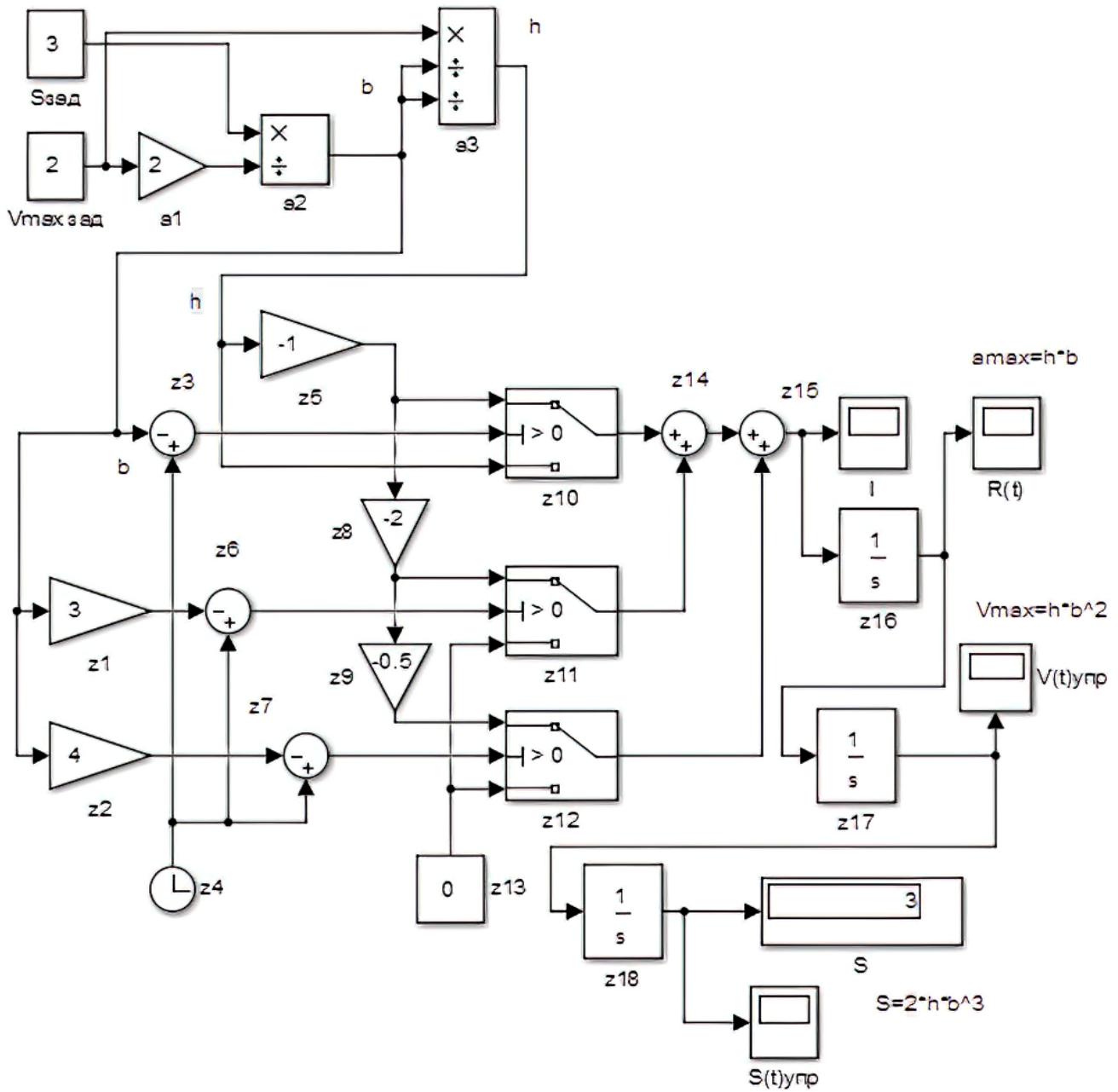


Рис. 4.11. Структурная схема задатчика положения при отсутствии режима работы на установившейся скорости

5. АЛГОРИТМ СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ ДЛЯ ОГРАНИЧЕНИЯ МОМЕНТА, РАЗВИВАЕМОГО ДВИГАТЕЛЕМ

Ограничение промежуточных координат системы автоматического регулирования (САР) наиболее просто осуществляется при построении системы по принципу подчиненного регулирования ограничением выходного сигнала соответствующего регулятора.

Порядок синтеза регулятора с ограничением выходного сигнала рассмотрим на примере синтеза регулятора скорости системы автоматического регулирования скорости с ограничением развиваемого двигателем момента.

На рис. 5.1 представлена структурная схема привода стабилизации скорости в общем виде, а на рис. 5.2 структурная схема с конкретным регулятором скорости и рассчитанными для двигателя, взятого в качестве примера, параметрами.

Ограничение развиваемого двигателем момента в этих структурных схемах не предусмотрено. Приведённый к валу двигателя момент инерции электропривода принят равным $1,2 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

В данной структурной схеме предусмотрен S-образный задатчик интенсивности (ЗИ) и блок формирования возмущающих воздействий по моменту сопротивления ($M_c + \Delta M_c$).

На рис. 5.3 представлены графики, характеризующие работу рассматриваемого электропривода.

Выходной сигнал задатчика интенсивности масштабируется усилителем $K_{дс}$, коэффициент усиления которого равен коэффициенту усиления датчика скорости.

Анализ представленных на рис. 5.3 графиков показывает, что график скорости практически пропорционален сигналу задания. Некоторое расхождение в пропорциональности объясняется инерционностью элементов привода.

В реальных условиях эксплуатации ограничение развиваемого двигателем момента осуществляется в обязательном порядке.

На рис. 5.4а и 5.4б изображены структурные схемы одного и того же линейного ПИ регулятора, а на рис. 5.4в структурная схема этого регулятора с ограничением выходного сигнала.

Блок *ог3* осуществляет ограничение суммарного сигнала пропорционального и интегрального каналов. Необходимо помнить, что ограничение выходного сигнала интегрального канала обязательно, оно осуществляется использованием интегратора *ог2*.

Для наилучшего понимания алгоритма синтеза регулятора с ограничением выходного сигнала и влияние такого регулятора на динамику САР проведем сравнительный анализ переходных процессов системы автоматического регулирования скорости с линейным регулятором и с регулятором с ограничением выходного сигнала.

Уровень ограничения блока *ог3* устанавливается таким, чтобы выходной сигнал регулятора скорости, являющийся входным сигналом регулятора тока, соответствовал обеспечению максимально допустимого момента двигателя:

$$U_{\text{огр рег скор}} = M_{\text{ном}} \cdot \lambda_M / (K_M \cdot 1/K_{дт}); \quad (5.1)$$

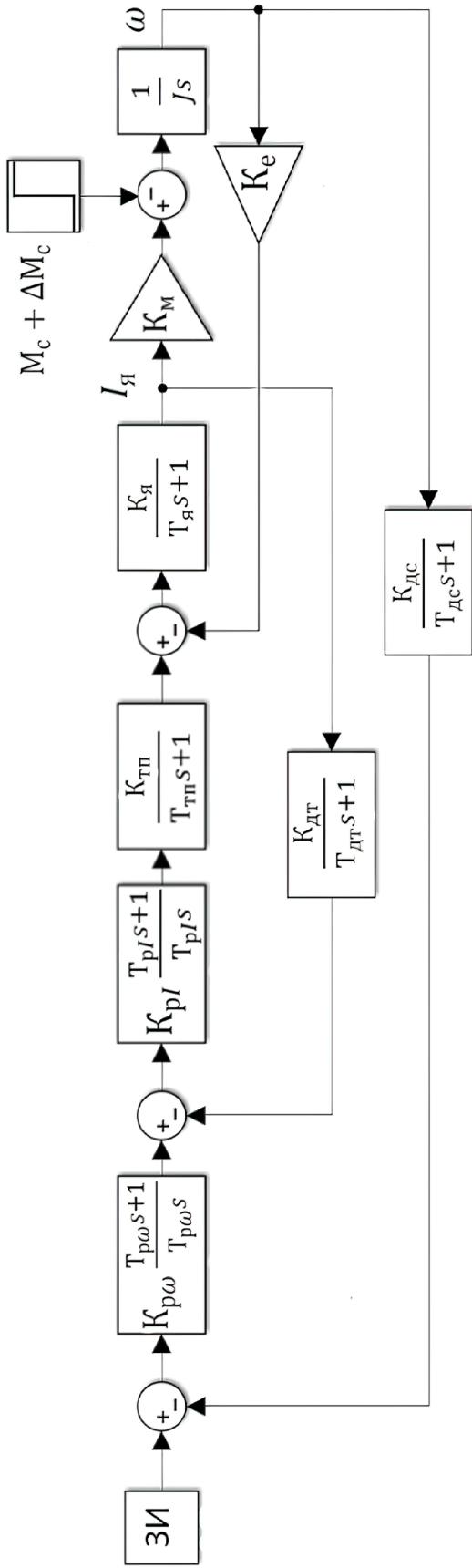


Рис. 5.1. Структурная схема электропривода стабилизации скорости

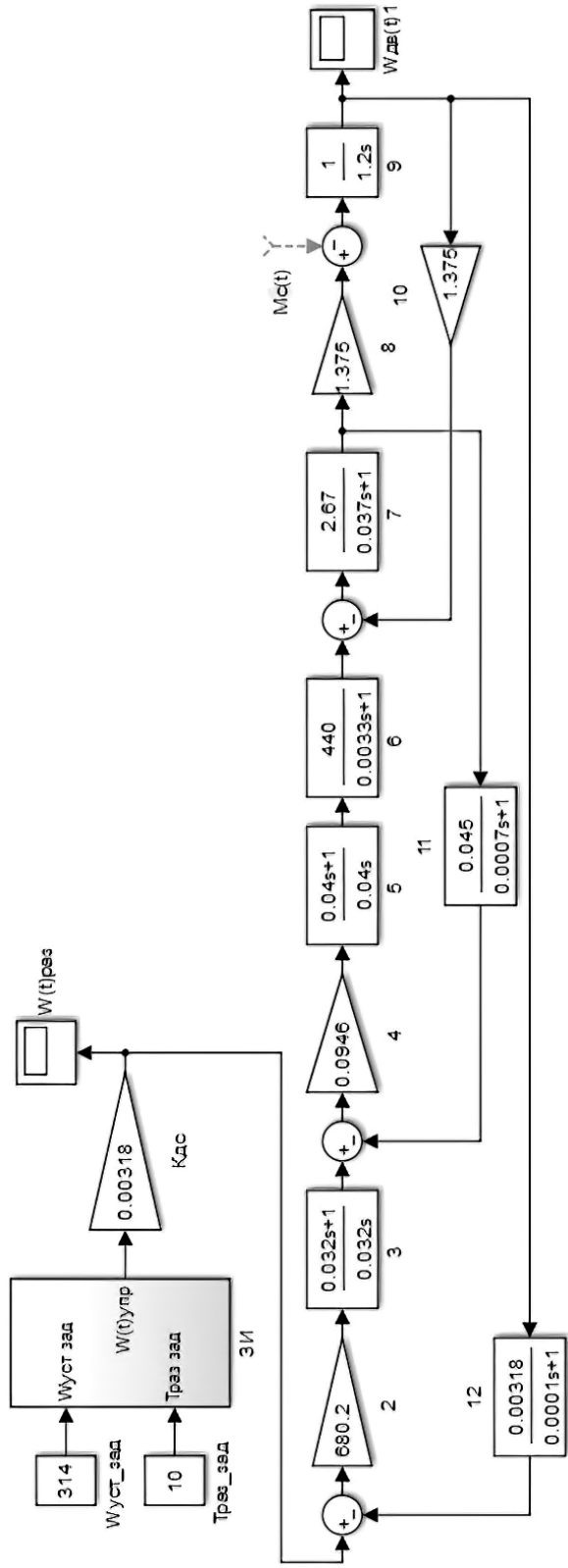


Рис. 5.2. Структурная схема электропривода стабилизации скорости с рассчитанными параметрами и реальным задатчиком интенсивности

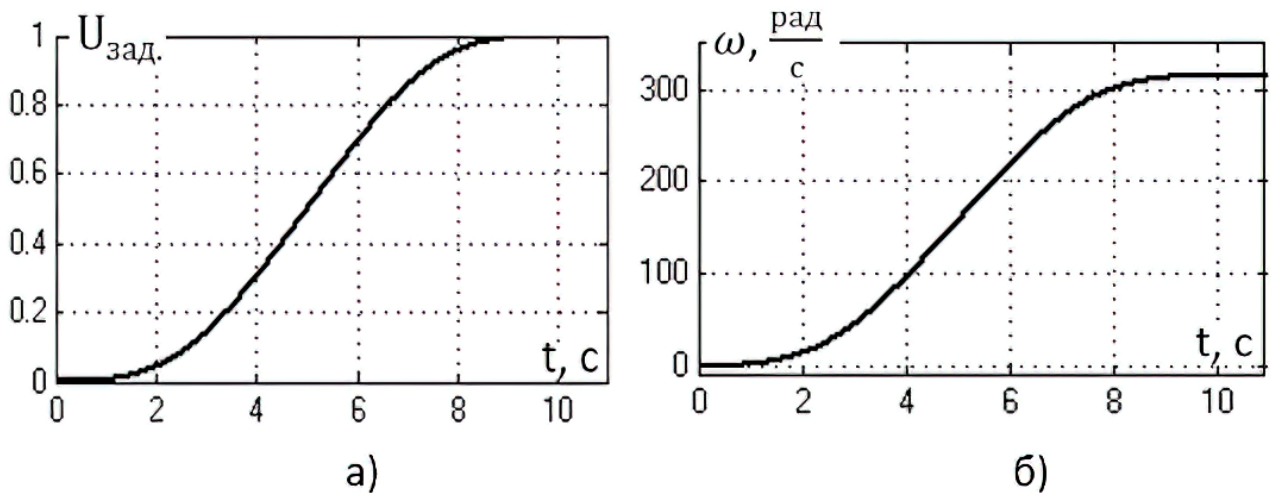


Рис. 5.3. Графики, характеризующие работу привода:
 а) график сигнала задания; б) график скорости электропривода

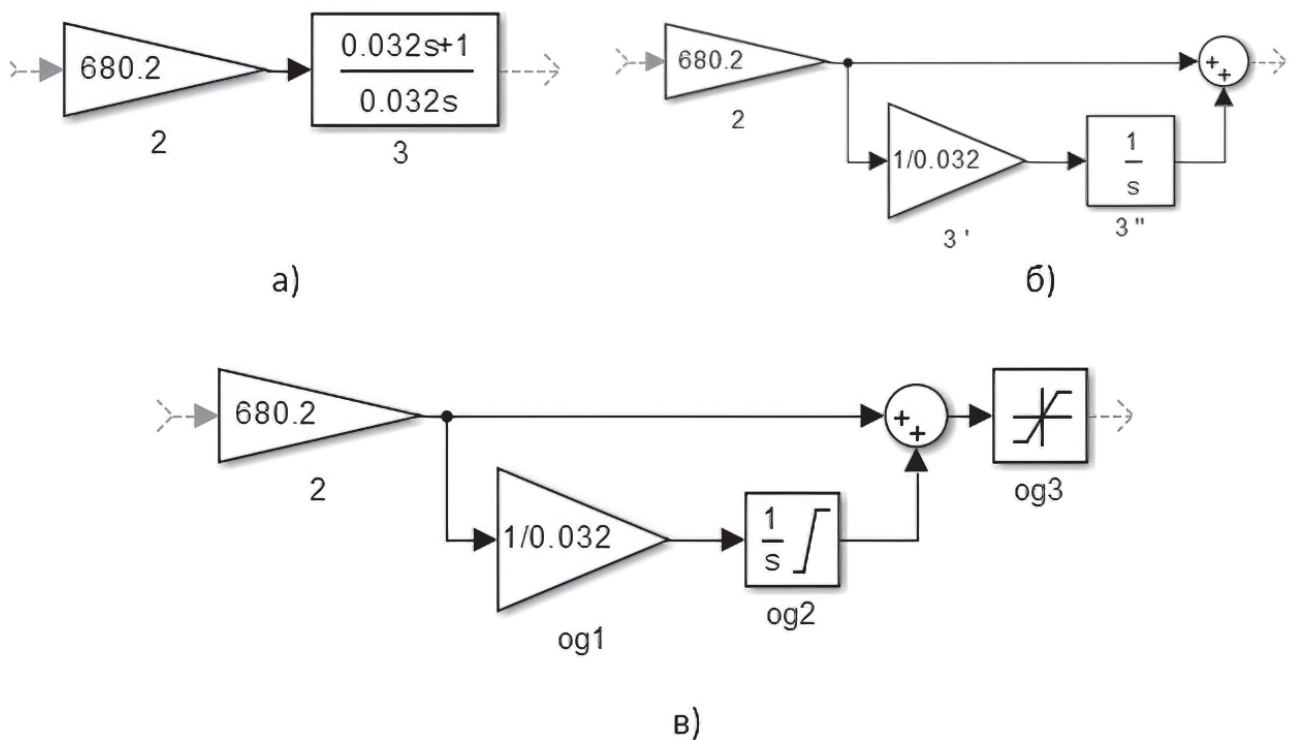


Рис. 5.4. Структурные схемы пропорционально-интегральных регуляторов:
 а) и б) одного и того же регулятора без ограничения выходного сигнала при разных его изображениях, в) с ограничением выходного сигнала регулятора

уровень ограничения интегральной составляющей обычно принимают равной:

$$U_{\text{огр инт}} = 0,7 \cdot U_{\text{огр рег скор}} \quad (5.2)$$

На рис. 5.5 изображены структурные схемы линейной и нелинейной (с регулятором скорости с ограничением выходного сигнала) систем автоматического регулирования скорости. При этом контур тока заменён апериодическим звеном первого порядка (4, 5, 6, 7, 11).

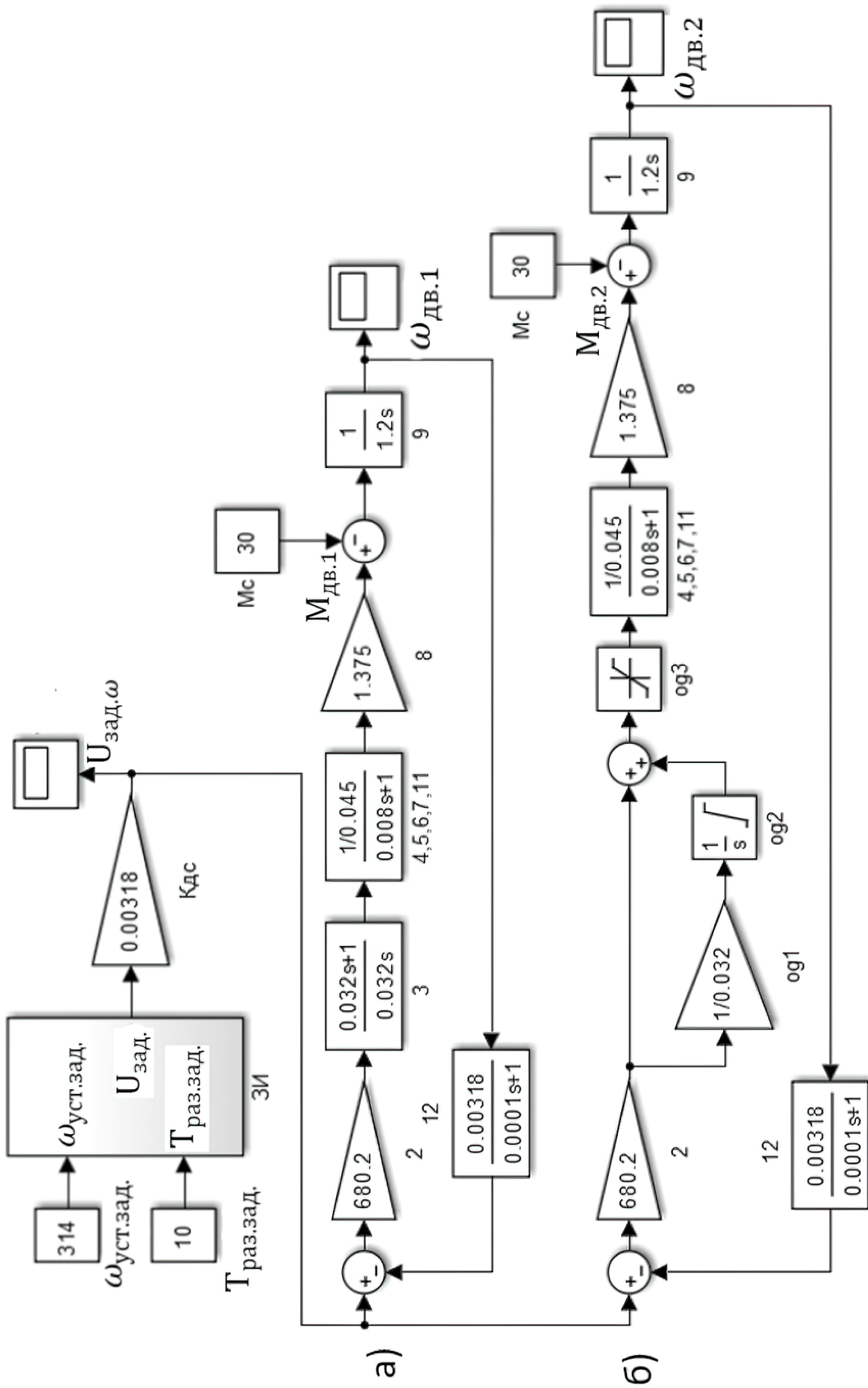


Рис. 5.5. Структурные схемы приводов регулирования скорости: а) без ограничения, б) с ограничением развиваемого двигателем момента

На рисунке 5.6 представлены графики функций моментов и скоростей при разгоне рассматриваемых приводов при одном и том же задатчике скорости.

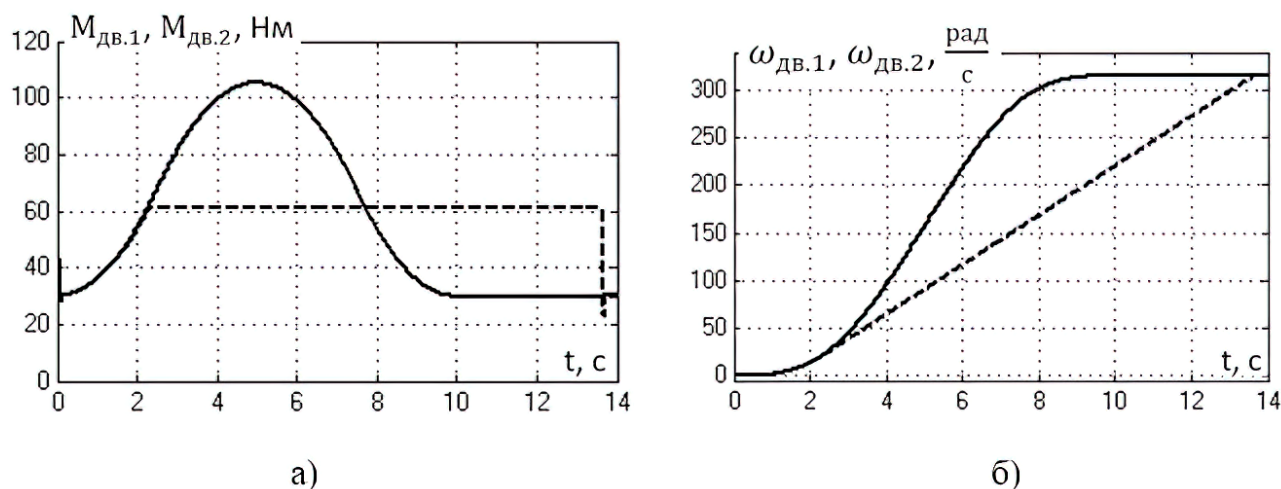


Рис. 5.6. Графики, характеризующие работу приводов:
 а) моментов без ограничения (сплошная линия) и с ограничением (штриховая линия) развиваемого двигателем момента, б) скоростей привода без ограничения (сплошная линия) и с ограничением (штриховая линия) развиваемого двигателем момента

Ограничение момента двигателя на уровне $M_{доп} = M_{ном} \cdot \lambda_M = 30,25 \cdot 2 = 60,5$ Н·м в процессе разгона и торможения при отсутствии возмущающих моментов осуществляется правильным выбором задатчика интенсивности.

Анализ графиков на рис. 5.6а и 5.6б показывает, что время разгона привода выбрано не верно, так как двигатель не может обеспечить момент, необходимый для разгона привода с заданным приведённым моментом инерции за заданное время.

Для сравнительного анализа переходных процессов в рассматриваемых структурных схемах создана структурная схема имитатора изменяющегося момента сопротивления на блоках M_c , M_c+ , M_c- . (рис. 5.7). Графики моментов и скорости представлены на рис. 5.8.

Выходной сигнал блока M_c соответствует статическому моменту сопротивления механизма, блоки (M_c+), (M_c-) имитируют кратковременное возмущающее воздействие по моменту.

Если уровень и длительность отклонения скорости, величины которых зависят от уровня и продолжительности возмущающего воздействия, допустимы для бесперебойного ведения технологического процесса то введением ограничения промежуточной координаты (момента) удаётся защитить двигатель и обеспечить безостановочный технологический процесс.

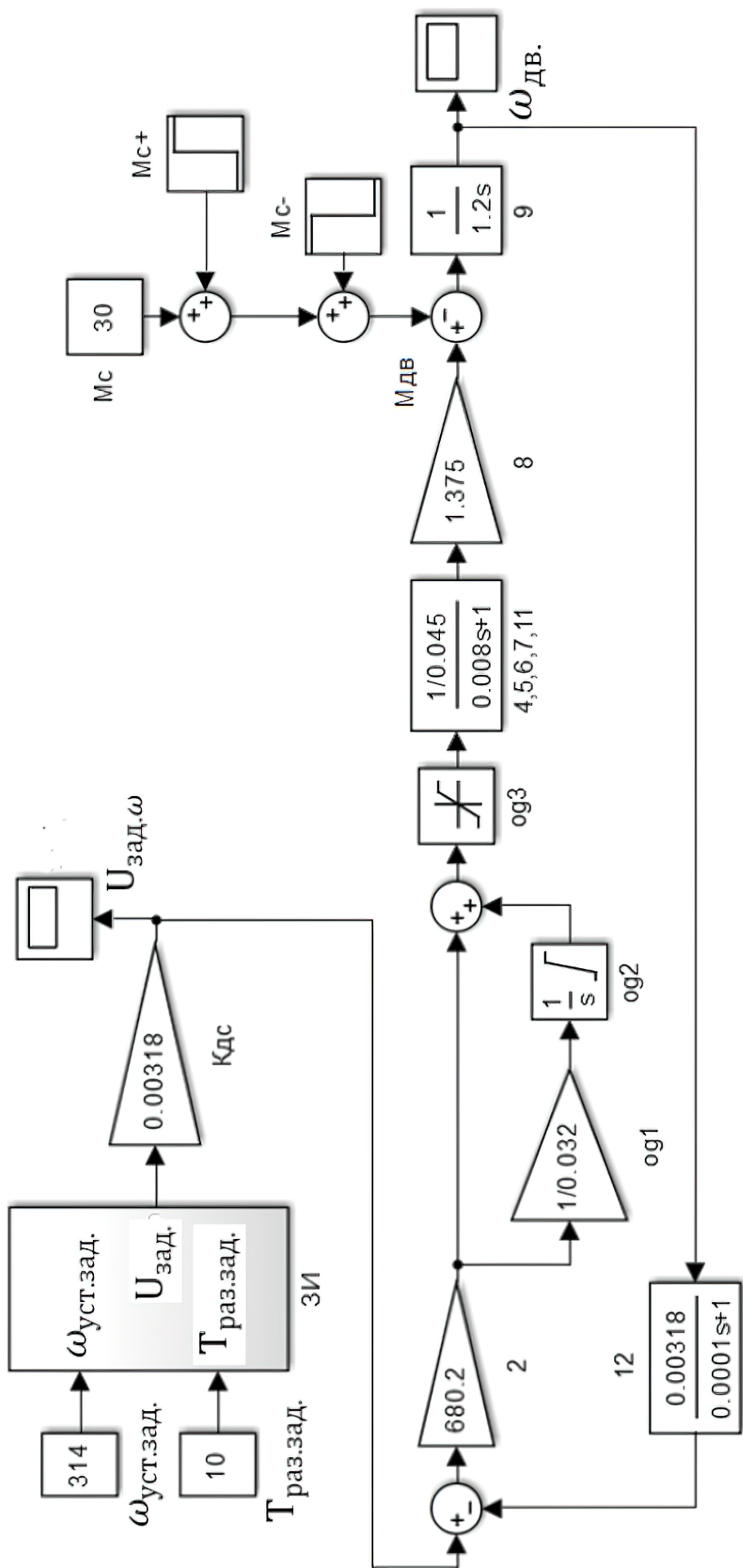
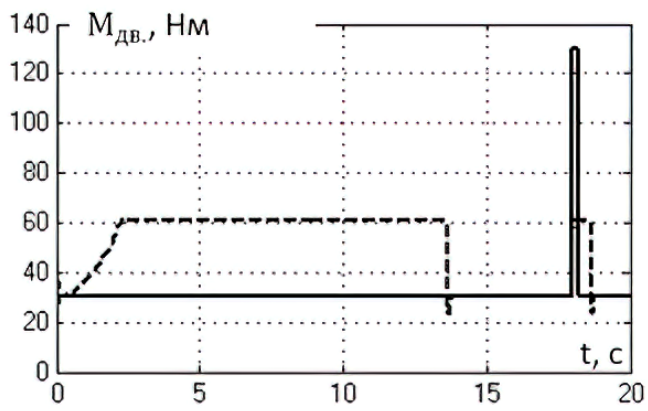
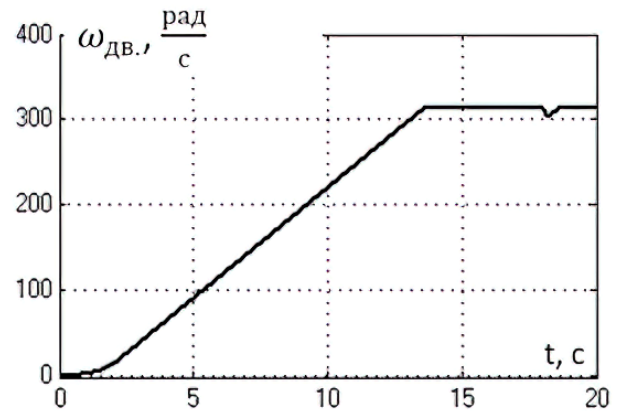


Рис. 5.7. Структурная схема электропривода с возмущением по моменту сопротивления импульсного характера



а)



б)

Рис. 5.8. Графики: а) момента сопротивления механизма с возмущением импульсного характера на восемнадцатой секунде — сплошная линия, развиваемого двигателем момента — пунктирная линия, б) график скорости

6. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ АСИНХРОННОГО ПРИВОДА С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

6.1. Обоснование выбора и расчёт параметров структурной схемы асинхронного двигателя

На рис. 6.1 представлена структурная схема асинхронного электродвигателя во вращающейся системе координат с ориентацией на вектор потокосцепления ротора [1]. На её базе строится система векторного управления асинхронным приводом со стабилизацией потокосцепления ротора, имеющая широкое применение в практике электропривода.

Элементы структурной схемы с индексом «а» относятся к каналу формирования потокосцепления ротора. Элементы с индексами «b» относятся к каналу формирования скорости двигателя. Элементы с индексом «с» характеризуют перекрёстные взаимосвязи. Расчет параметров данной структурной схемы проводится по каталожным данным двигателя [2].

Для наглядности дальнейшего изложения материала воспользуемся данными двигателя 4АМУ250S4, представленными в таблице 1.

Таблица 1 — Характеристики асинхронного двигателя 6АМ200L4

Наименование величины	Обозначение	Величина	Единицы измерения
Частота сети	f_1	50	Гц
Число фаз сети	m	3	
Номинальная мощность	P_2	75000	Вт
Фазное напряжение	U_{1n}	220	В
Линейное напряжение	U_s	380	В
Синхронная скорость	n_1	1500	об/мин
Номинальная скорость	n_2	1470	об/мин
Число пар полюсов	p_n	2	—
Номинальный коэффициент полезного действия (КПД)	η_n	0.935	—
Момент инерции ротора	$J_{дв}$	1	кг·м ²
Номинальный коэффициент мощности	$\cos\varphi_n$	0,83	—
Кратность пускового тока	i_k	6,3	—
Перегрузочная способность по моменту	m_k	2,5	—

Первоначально определяются:
номинальное значение фазного тока:

$$I_{1n} = \frac{P_{2n}}{m \cdot U_{1n} \cdot \eta \cdot \cos\varphi}, \quad (6.1)$$

$$I_{1n} = \frac{75000}{3 \cdot 220 \cdot 0,935 \cdot 0,83} = 146,4 \text{ А},$$

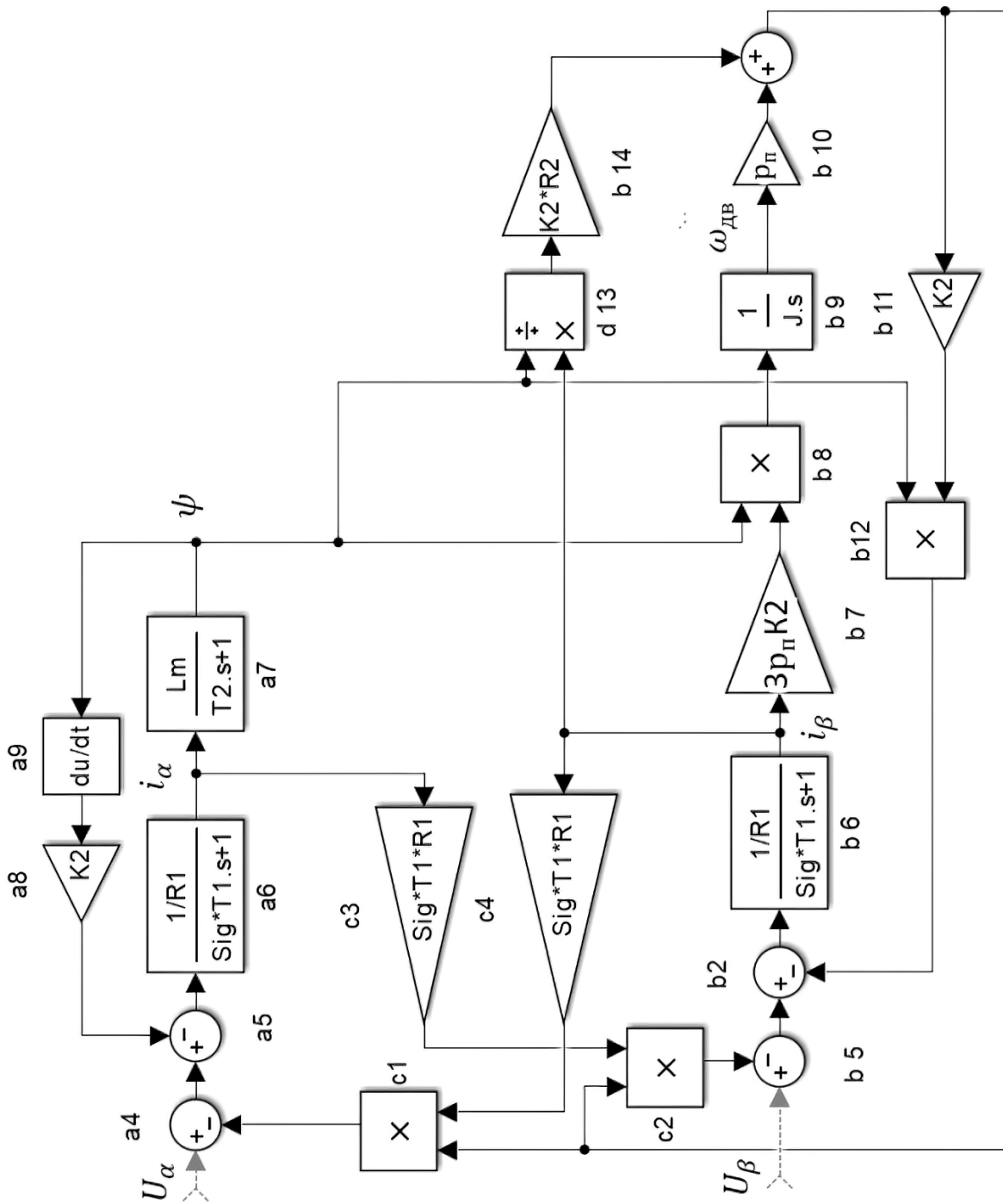


Рис. 6.1. Структурная схема асинхронного электродвигателя при ориентации вращающейся системы координат по вектору потока сцепления ротора

НОМИНАЛЬНОЕ СКОЛЬЖЕНИЕ:

$$S_n = \frac{(n_1 - n_2)}{n_1}, \quad (6.2)$$

$$S_n = \frac{(1500 - 1470)}{1500} = 0,02,$$

критическое скольжение:

$$S_k = \left[m_k + \sqrt{(m_k^2 + 2 \cdot S_n \cdot (m_k - 1) - 1)} \right] \cdot S_n \cdot [1 - 2 \cdot S_n \cdot (m_k - 1)]^{-1}, \quad (6.3)$$

$$S_k = \frac{[2,5 + \sqrt{2,5^2 + 2 \cdot 0,02 \cdot (2,5 - 1) - 1}] \cdot 0,02}{1 - 2 \cdot 0,02 \cdot (2,5 - 1)} = 0,102,$$

безразмерный коэффициент:

$$b_k = 1 + s_n, \quad (6.4)$$

$$b_k = 1 + 0,02 = 1,02,$$

механические потери:

$$\Delta P_m = (U_s \cdot (\sqrt{3} \cdot I_{1n}) \cdot \cos \varphi - P_2) \cdot \left(1 + \frac{n_1^2}{1000^2} \right)^1 \cdot 0,05, \quad (6.5)$$

$$\Delta P_m = (380 \cdot (\sqrt{3} \cdot 136,558) \cdot 0,83 - 75000) \cdot \left(1 + \frac{1500^2}{1000^2} \right) \cdot 0,05 = 808,7, \text{Вт.}$$

Затем определяются параметры структурной схемы.

Активное сопротивление обмотки статора:

$$R1 = \frac{U_s^2 \cdot (1 - S_n)}{2 \cdot b_k \left(1 + \frac{b_k}{S_k} \right) \cdot m_k \cdot (P_2 + \Delta P_m)}, \quad (6.6)$$

$$R1 = \frac{380^2 \cdot (1 - 0,02)}{2 \cdot 1,02 \left(1 + \frac{1,02}{0,102} \right) \cdot 2,5 \cdot (75000 + 808,7)} = 0,0333, \text{Ом.}$$

Активное сопротивление обмотки ротора:

$$R2 = \frac{P_2 + \Delta P_m}{3 \cdot (1 - s) \cdot i_k^2 \cdot I_{1n}^2}, \quad (6.7)$$

$$R2 = \frac{75000 + 808,7}{3 \cdot (1 - 0,02) \cdot 6,3^2 \cdot 146,4^2} = 0,024 \text{ Ом.}$$

Индуктивность обмотки статора, учитывающая магнитную связь с двумя другими фазными обмотками статора:

$$L1 = \frac{U_s}{2\sqrt{3} \cdot \pi \cdot f_1 \cdot I_{1n} \cdot [\sqrt{1 - (\cos \varphi)^2} - \cos \varphi] \left[\frac{S_n}{S_k} \right]}, \quad (6.8)$$

$$L1 = \frac{380}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 146,4 \cdot (\sqrt{1 - (0,83)^2} - 0,83) \left(\frac{0,02}{0,102} \right)} = 0,012, \text{Гн.}$$

Индуктивность обмотки ротора, учитывающая магнитную связь с двумя другими фазными обмотками ротора:

$$L2 = L1, \quad (6.9)$$

$$L2 = 0,012 \text{ Гн.}$$

Индуктивность рассеяния фазной обмотки статора:

$$L_{\sigma s} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_s}{i_k \cdot I_{1n} \cdot \sqrt{3}}\right)^2 - (R2 + R1)^2}}{2 \cdot \pi \cdot f_1}, \quad (6.10)$$

$$L_{\sigma s} = \frac{\sqrt{\left(\frac{380}{6,2 \cdot 146,4 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 - (0,024 + 0,0333)^2}}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 7,6 \cdot 10^{-04} \text{ Гн.}$$

Индуктивность намагничивающего контура (взаимная индуктивность, учитывающая магнитную связь одной фазы статора с тремя обмотками ротора и соответственно одной обмотки ротора с тремя обмотками статора):

$$L_m = L1 - L_{\sigma s}, \quad (6.11)$$

$$L_m = 0,012 - 7,6 \cdot 10^{-04} = 0,01124 \text{ Гн}$$

Коэффициенты рассеяния двигателя:

$$\text{Sig} = 1 - \frac{L_m^2}{L1 \cdot L2}, \quad (6.12)$$

$$\text{Sig} = 1 - \frac{0,01124^2}{0,012 \cdot 0,012} = 0,1227.$$

Коэффициент:

$$K2 = \frac{L_m}{L2}, \quad (6.13)$$

$$K2 = \frac{0,01124}{0,012} = 0,9367.$$

Постоянная времени фазы обмотки ротора:

$$T2 = \frac{L2}{R2}, \quad (6.14)$$

$$T2 = \frac{0,012}{0,024} = 0,5 \text{ с.}$$

Постоянная времени фазы обмотки статора:

$$T1 = \frac{L1}{R1}, \quad (6.15)$$

$$T1 = \frac{0,012}{0,0333} = 0,36 \text{ с.}$$

На рис. 6.2 изображена структурная схема двигателя 6AM200L4 во вращающейся системе координат с ориентацией на вектор потокосцепления ротора.

Параметры структурной схемы двигателя используются при синтезе регуляторов автоматизированного электропривода.

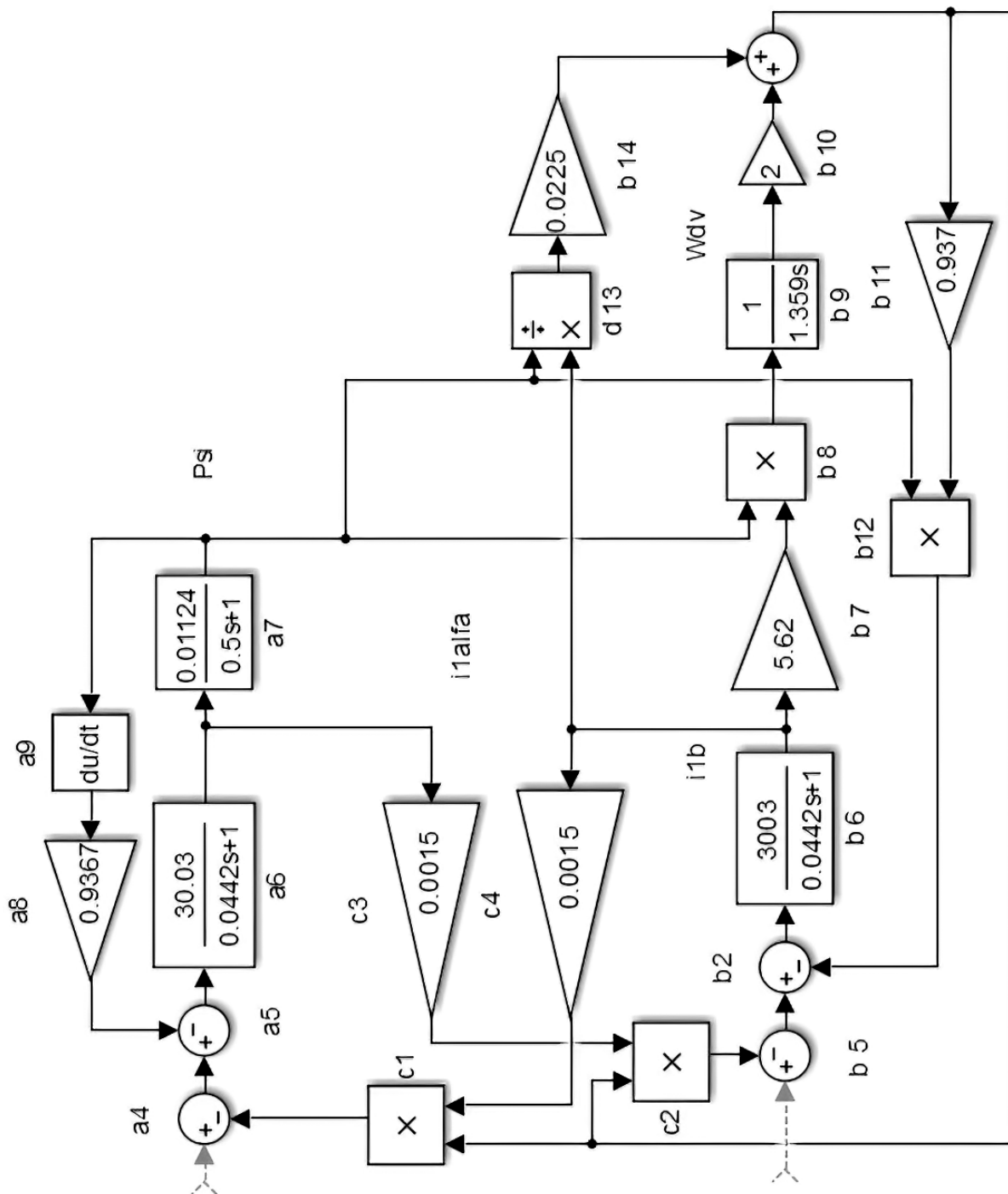


Рис. 6.2. Структурная схема двигателя 6AM200L4

6.2. Обоснование выбора структурной схемы асинхронного привода с векторным управлением

Использование метода векторного управления со стабилизацией потокосцепления ротора позволяет при синтезе и анализе электропривода использовать методы, хорошо проработанные в теории электроприводов постоянного тока.

Структурная схема асинхронного привода с векторным управлением со стабилизацией потокосцепления ротора, предложенная в монографии [1], изображена на рис. 6.3.

Система стабилизации потокосцепления ротора (элементы с индексом «а») и система регулирования скорости (элементы с индексом «b») построены по принципу подчиненного регулирования.

Система стабилизации потокосцепления, содержащая в прямом канале звенья $W(s)_{p\psi}$, $W(s)_{p\omega}$, $W(s)_{пч}$, $\frac{1/R1}{Sig*T1s+1}$, $\frac{Lm}{T2s+1}$, является двухконтурной. Контур тока внутренний, а контур потокосцепления внешний.

Система автоматического регулирования скорости, содержащая в прямом канале звенья $W(s)_{p\omega}$, $W(s)_{p\psi}$, $W(s)_{p\beta}$, $W(s)_{пч}$, $\frac{1/R1}{Sig*T1s+1}$, $3p_n K2$, $\frac{1}{j_s}$, состоит из трех контуров, где контур тока и контур момента являются внутренними, а контур скорости внешним.

Внутренние контуры тока и момента целесообразно настраивать на оптимум по модулю. Внешний контур потокосцепления также необходимо настраивать на оптимум по модулю. Однако внешний контур скорости рекомендуется настраивать на симметричный оптимум.

Передаточная функция силовой части преобразователя частоты представляет собой звено с чистым запаздыванием, передаточная функция которого

$$W_{пч} = k_{пч} e^{-\tau s}, \quad (6.16)$$

где $k_{пч} = 220\text{В}$ — фазное напряжение питающей сети,

$$\tau = \frac{1}{f_{так}}, \quad (6.17)$$

где $f_{так}$ — тактовая частота преобразователя.

Используя преобразование Тейлора, выражение (6.16) можно представить в виде:

$$W(s)_{пч} = k_{пч} \cdot \frac{1}{T_{пч}s+1}. \quad (6.18)$$

Следовательно, силовая часть преобразователя частоты может быть представлена апериодическим звеном первого порядка с параметрами $k_{пч} = 220$, $T_{пч} = 1/f_{такт}$. Значение $f_{такт}$ указывается в паспорте на преобразователь. Для дальнейших расчётов примем $f_{такт} = 10$ кГц.

Датчик скорости (энкодер) и датчик тока будем считать без инерционными с единичными коэффициентами передачи. Датчик тока встроен в преобразователь частоты, датчик скорости устанавливается на свободный конец ротора двигателя.

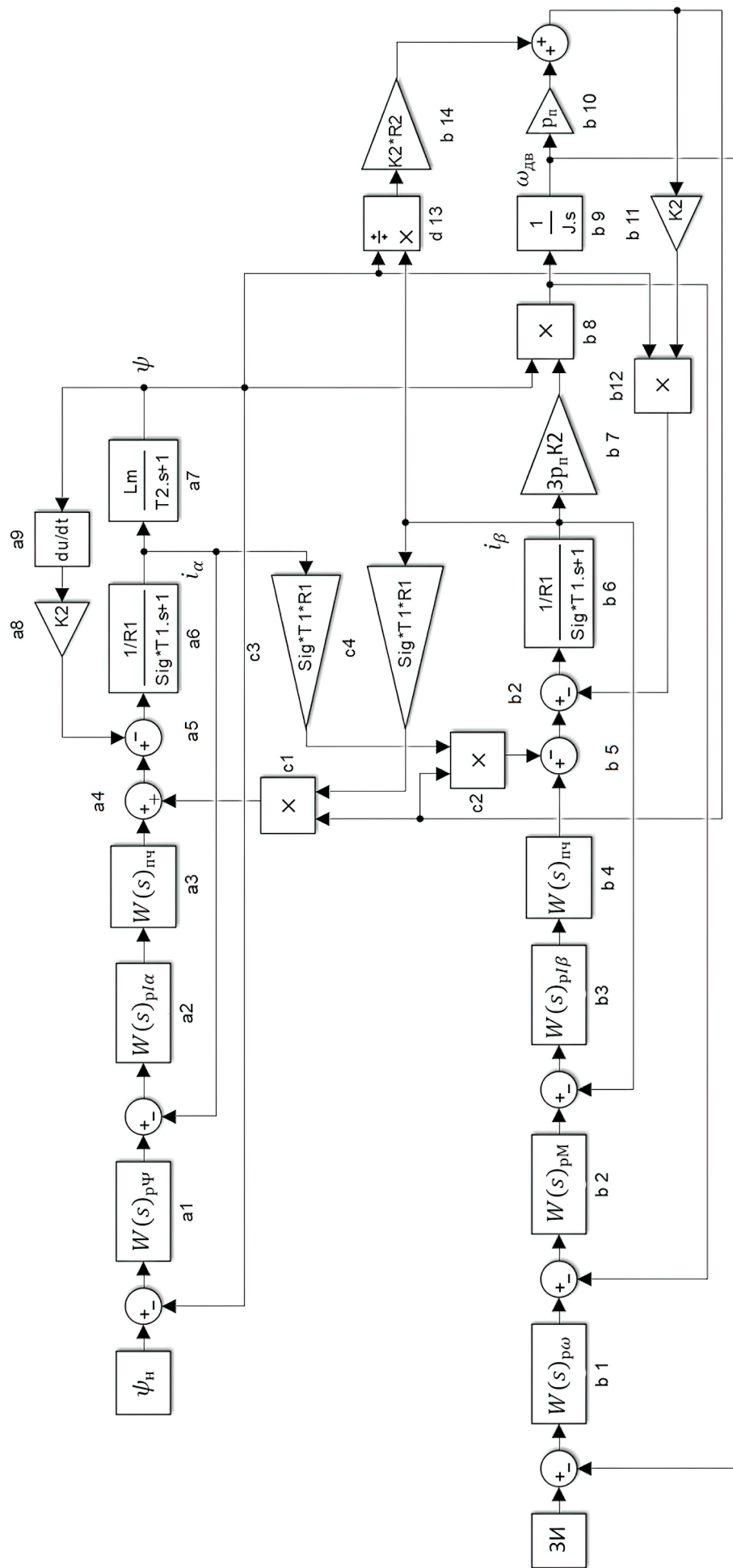


Рис. 6.3. Структурная схема асинхронного привода при векторном управлении со стабилизацией потокоцепления ротора в действующих значениях переменных

Физически датчиков потокосцепления и момента не существует. Текущие значения потокосцепления и момента определяются расчётным путём по модели двигателя. Для дальнейших расчётов виртуальные датчики потокосцепления и момента целесообразно считать безынерционными с коэффициентами передачи равными единице.

В данной структурной схеме задание на скорость формируется задатчиком интенсивности (ЗИ).

Значение номинального потокосцепления определяется по формуле:

$$\psi_n = \left(\frac{2 \cdot M_n \cdot R_2}{3 \cdot p \cdot (\omega_0 - \omega_n)} \right)^{0,5}, \quad (6.19)$$

синхронная угловая частота вращения:

$$\omega_0 = \frac{n_1 \cdot 6,28}{60}, \quad (6.20)$$

$$\omega_0 = \frac{1500 \cdot 6,28}{60} = 157, \frac{\text{рад.}}{\text{с}}$$

номинальная угловая частота вращения:

$$\omega_n = \frac{n_2 \cdot 6,28}{60}, \quad (6.21)$$

$$\omega_n = \frac{1470 \cdot 6,28}{60} = 153,86 ;$$

номинальный момент двигателя:

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n}, \quad (6.22)$$

$$M_n = \frac{75000}{153,86} = 487,46, \text{Нм.}$$

Следовательно,

$$\psi_n = \left(\frac{2 \cdot 487,46 \cdot 0,024}{3 \cdot 2 \cdot (157 - 153,86)} \right)^{0,5} = 1,24, \text{Вб.}$$

6.3. Синтез регуляторов структурной схемы асинхронного привода с векторным управлением со стабилизацией потокосцепления ротора

6.3.1. Синтез регулятора контура тока

Структурная схема контура тока приведена на рис. 6.4.

В связи с тем, что контур тока внутренний, то его настраивают на оптимум по модулю. Так как в данном контуре в качестве неизменяемой его части присутствуют два последовательно включённых апериодических звена, следует использовать ПИ — регулятор (рис. 6.5).

Постоянная времени регулятора определяется по формуле (6.23), динамический коэффициент усиления — по формуле (6.24).

$$T_{pl} = \text{Sig} \cdot T_1 = 0,1227 \cdot 0,36 = 0,04417 \text{с}, \quad (6.23)$$

$$K_{\text{рег I}} = \frac{\text{Sig} \cdot T_1}{2 \cdot T_{\text{пч}} \cdot K_{\text{пч}} \cdot \frac{1}{R_1}} = \frac{0,04417}{2 \cdot 0,0001 \cdot 220 \cdot 30,03} = 0,033. \quad (6.24)$$

На рис. 6.6 изображена структурная схема контура тока, настроенного на оптимум по модулю.

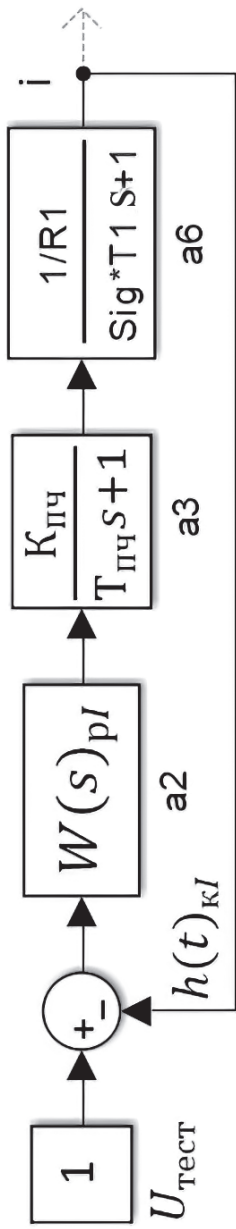


Рис. 6.4. Структурная схема контура тока

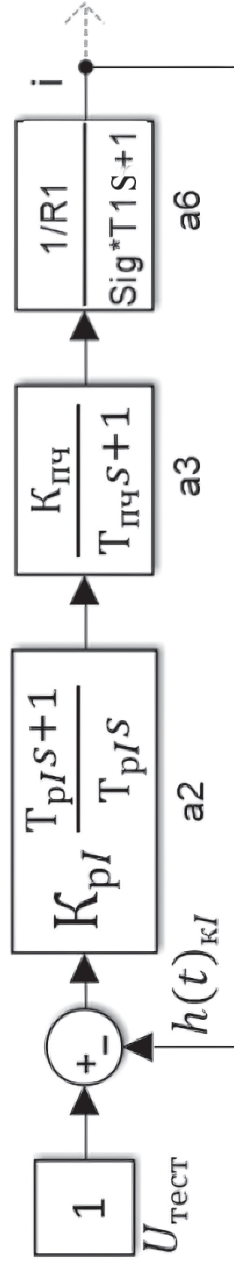


Рис. 6.5. Структурная схема контура тока со структурной регулятора, обеспечивающей настройку на оптимум по модулю

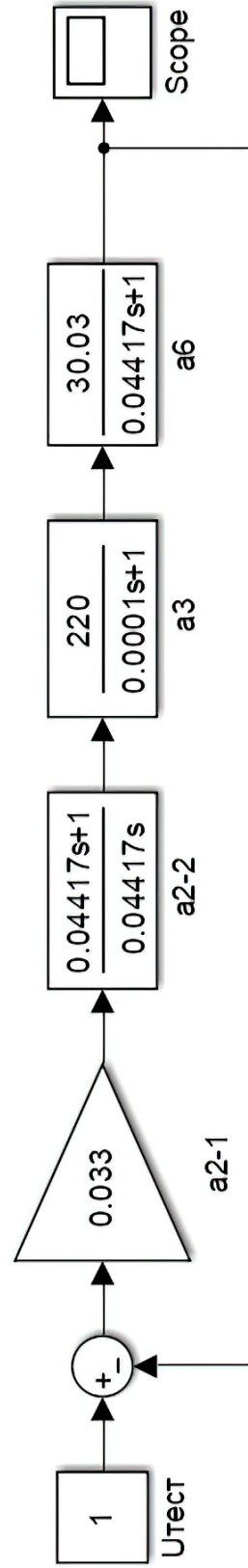


Рис. 6.6. Структурная схема контура тока, настроенного на оптимум по модулю

Для оценки качества настройки контура на рис. 6.7 изображена его переходная функция.

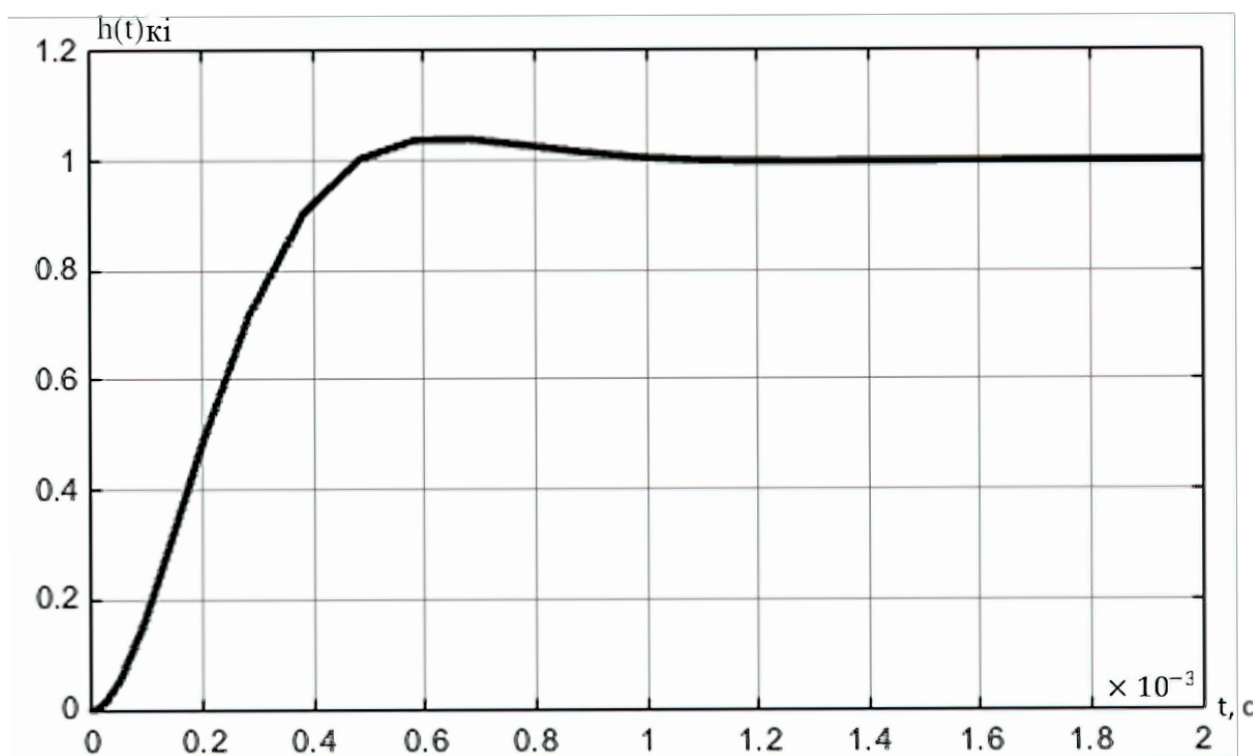


Рис. 6.7. Переходная функция контура тока

Анализ переходной функции контура тока показывает его точную настройку на оптимум по модулю.

6.3.2. Синтез регулятора контура стабилизации потокосцепления ротора

Структурная схема контура потокосцепления с внутренним контуром тока представлена на рис. 6.8. Обратной связью a_8 , a_9 пренебрегаем.

Согласно существующим рекомендациям, настраивать контур стабилизации потокосцепления необходимо на оптимум по модулю.

Стоит отметить, что внутренний контур тока настроен на оптимум по модулю, его передаточная функция является апериодическим звеном второго порядка, которую можно заменить на апериодическое звено первого порядка с постоянной времени, равной двум малым постоянным времени контура тока:

$$W(s)_{т.э\text{кв}} = \frac{1}{2 \cdot T_{пч} \cdot s + 1} .$$

Неизменяемая часть контура потокосцепления после принятых допущений представляет собой два последовательно включенных апериодических звена первого порядка (рис. 6.9). Следовательно, необходимо использовать пропорционально-интегральный регулятор.

Постоянная времени регулятора:

$$T_{p\Psi} = T_2 = 0,5,$$

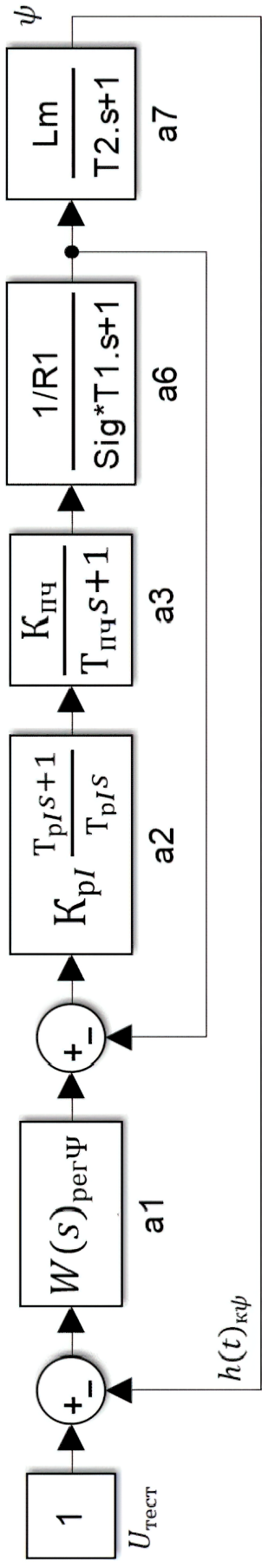


Рис. 6.8. Структурная схема контура поттокосепления

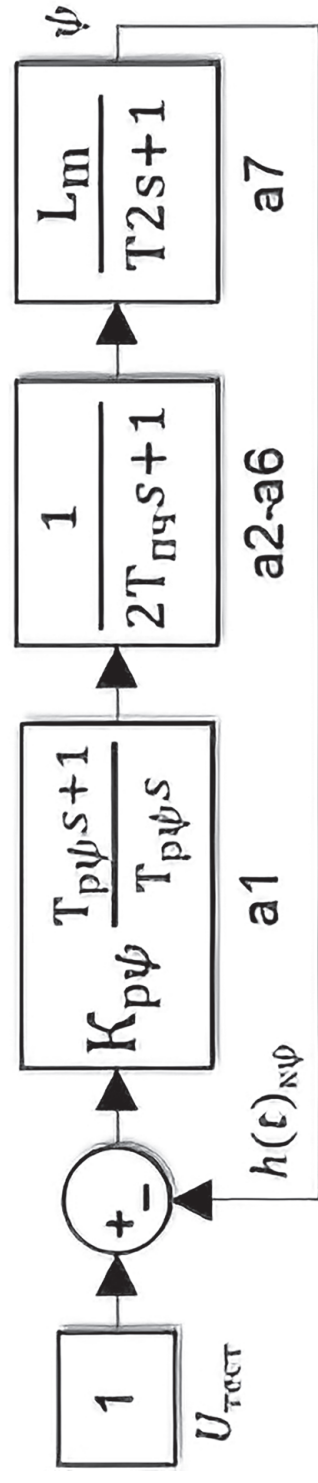
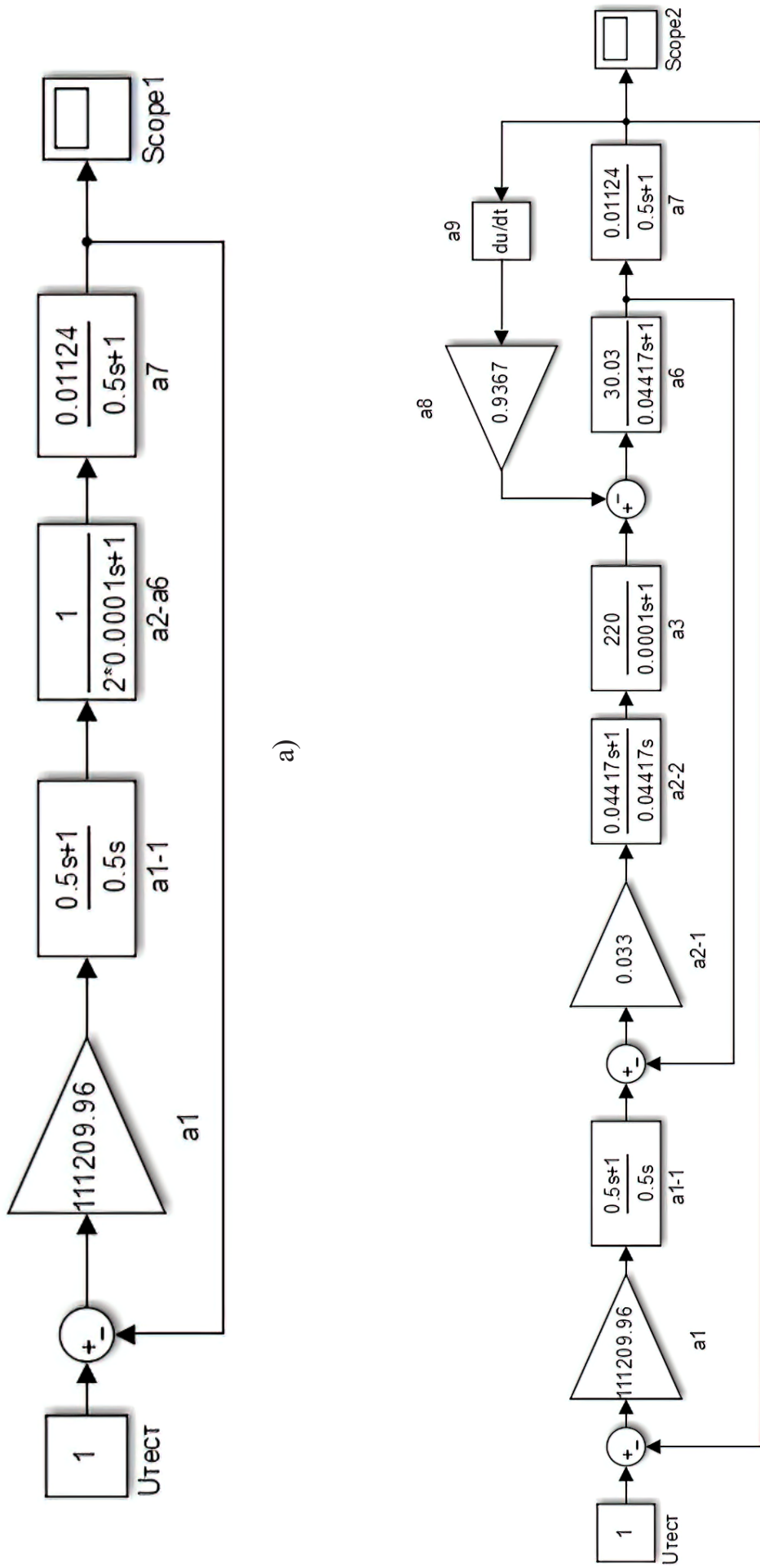


Рис. 6.9. Структурная схема упрощённого контура поттокосепления



б)

а)

Рис. 6.10. Структурные схемы контуров потокоцепления с рассчитанными параметрами: а) упрощенная, б) реальная

динамический коэффициент усиления:

$$K_{p\psi} = \frac{T_2}{2 \cdot (2 \cdot T_{пч}) \cdot L_m}, \quad (6.25)$$

$$K_{p\psi} = \frac{0,5}{4 \cdot 0,0001 \cdot 0,01124} = 111209,96.$$

Структурные схемы упрощённого и реального контуров потокосцепления изображены на рис. 6.10.

Переходные функции, изображённых на рис. 6.10 контуров, представлены на рис. 6.11.

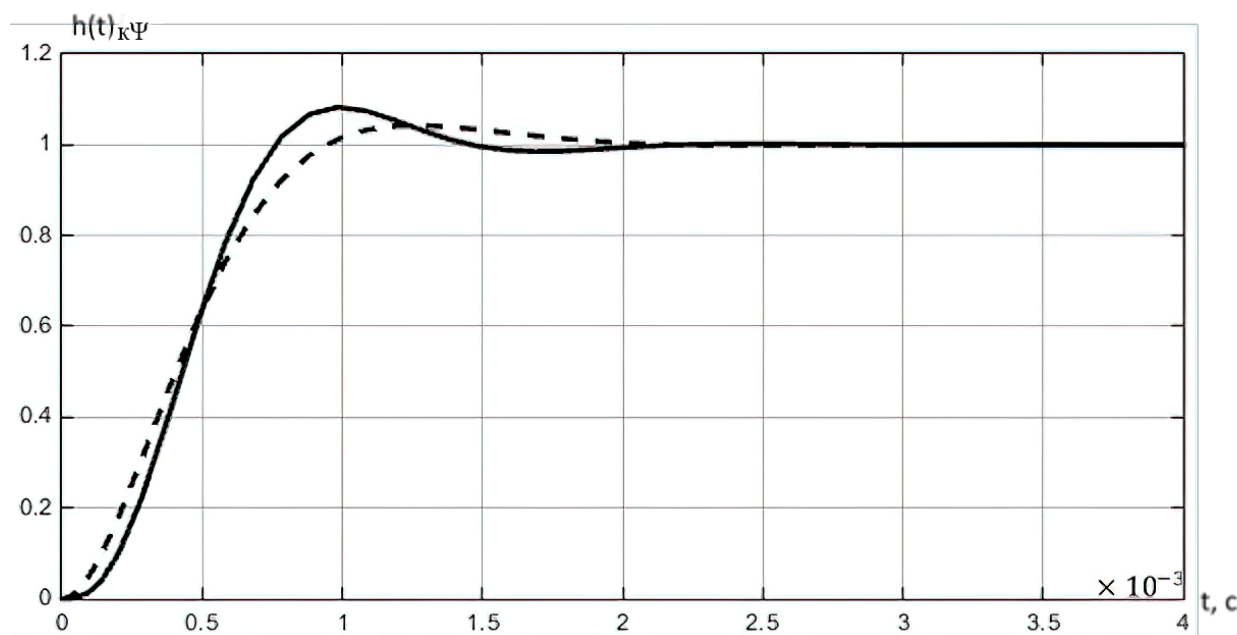


Рис. 6.11. Графики переходных функций контуров потокосцепления: сплошная линия — реального, пунктирная — упрощённого

Анализ этих графиков показывает, что перерегулирование и время первого согласования характеристики реального контура отличаются от значений, характерных для идеальной настройке на оптимум по модулю, но контур быстродействующий и устойчивый.

6.3.3. Синтез регулятора контура момента

Структурная схема реального контура момента, выделенная из структурной схемы на рис. 6.3, приведена на рис. 6.12.

Контур момента является внутренним по отношению к внешнему контуру скорости и внешним по отношению к контуру тока. Следовательно, контур момента необходимо настраивать на оптимум по модулю. Учитывая замену реального контура тока апериодическим звеном первого порядка, регулятор момента должен быть интегральным.

На рис. 6.13 изображен упрощённый контур момента, в котором контур тока представлен звеном с передаточной функцией апериодического звена первого порядка с постоянной времени $T_{\mu} = 2T_{пч}$.

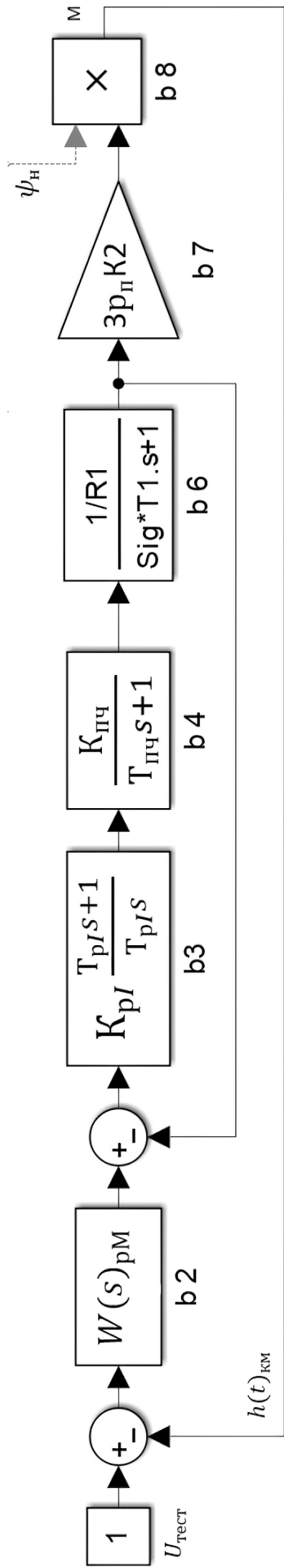


Рис. 6.12. Структурная схема реального контура момента

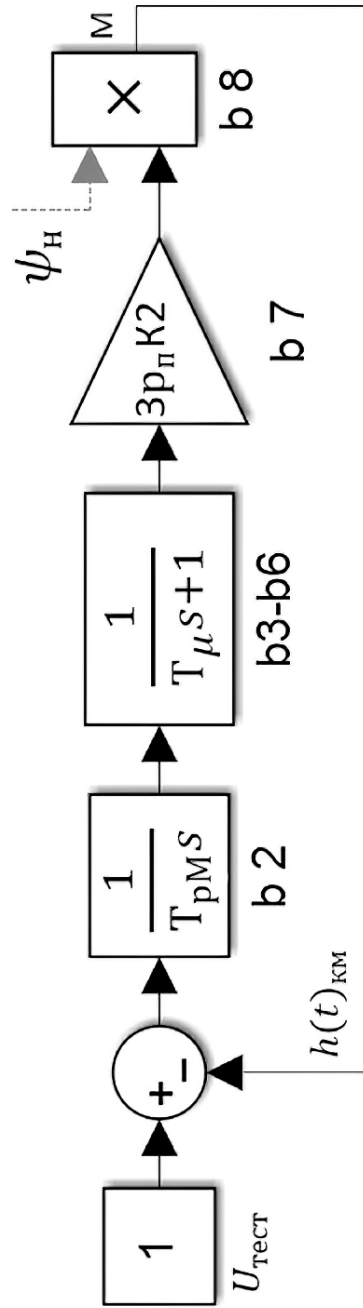
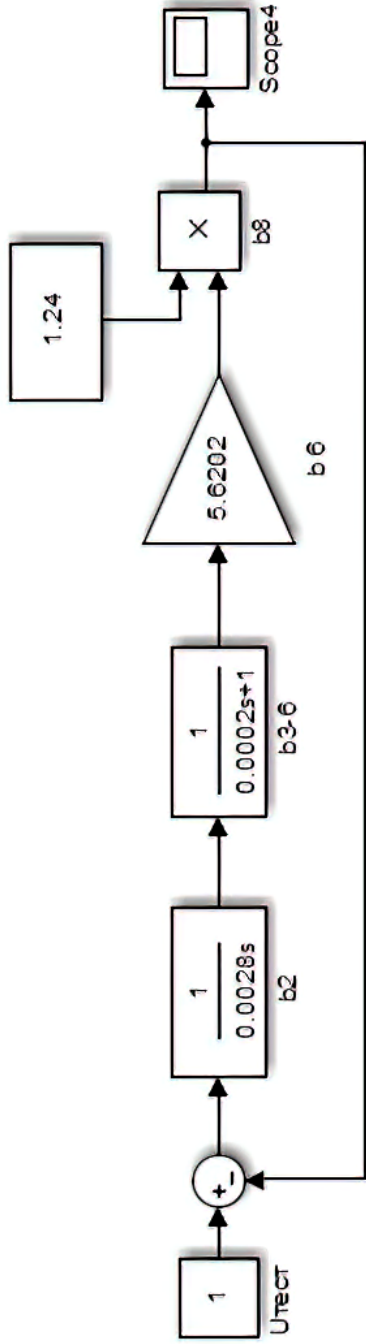
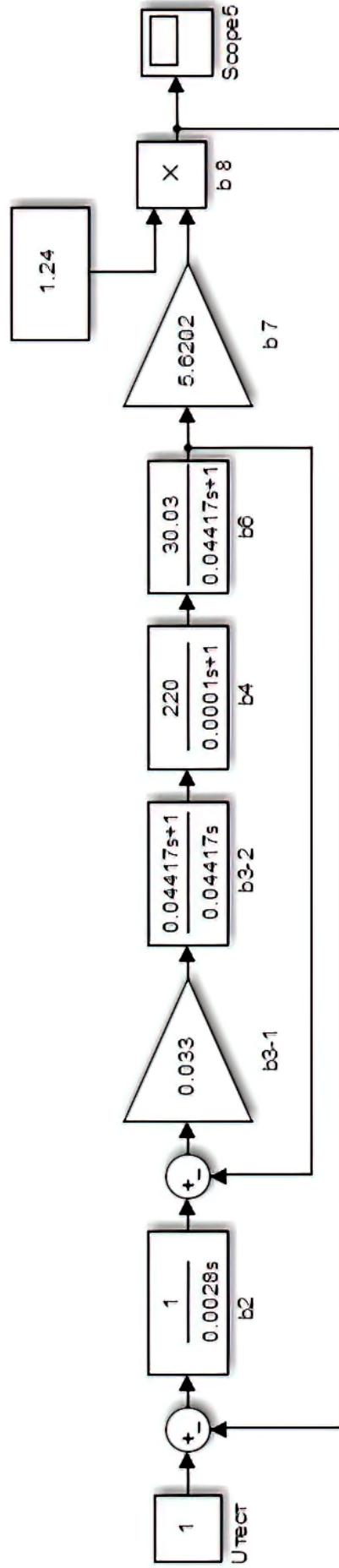


Рис.6.13. Структурная схема упрощённого контура момента



a)



б)

Рис. 6.14. Структурные схемы контура момента с рассчитанными параметрами: а) упрощённая, б) реальная

Постоянная времени регулятора:

$$T_{pM} = 2 \cdot T_{\mu} \cdot 3 \cdot p_{\Pi} \cdot K2 \cdot \psi_{\Pi}, \quad (6.26)$$

$$T_{pM} = 2 \cdot 2 \cdot 0,0001 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 0,9367 \cdot 1,24, \text{ с.}$$

На рис. 6.14 представлены структурные схемы упрощённого и реального контуров момента с рассчитанными параметрами.

Для анализа уровня отличий переходных функций упрощённого и реального контуров момента их графики представлены на рис. 6.15.

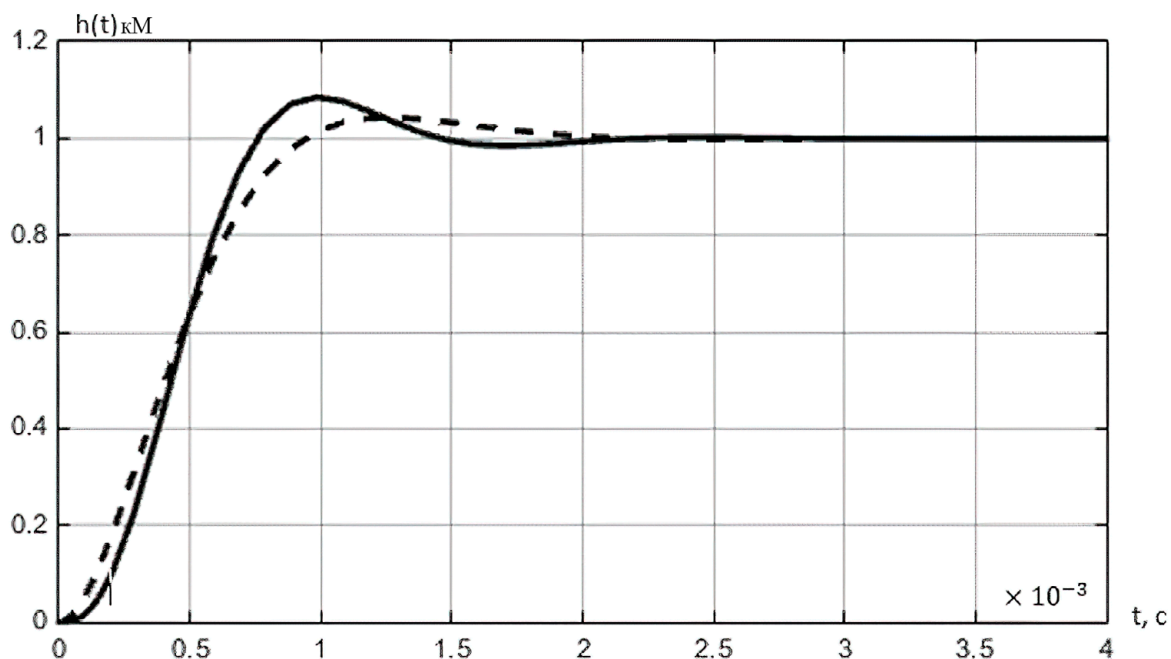


Рис. 6.15. Графики переходных функций контура момента: реального — сплошная линия, упрощенного — штриховая линия

Анализ графиков переходных функций реального и упрощённого контуров момента показывает, что переходная функция реального контура момента не соответствует переходной функции идеально настроенного на оптимум по модулю контура. Однако реальный контур момента устойчивый и быстродействующий.

6.3.4. Синтез регулятора контура скорости

Структурная схема реального контура скорости при замене контура тока апериодическим звеном второго порядка приведена на рис. 6.16.

Контур скорости является внешним контуром, поэтому его целесообразно настраивать на симметричный оптимум. Это позволяет при возникновении возмущающего воздействия по моменту исключить ошибку по скорости, то есть сделать ее равной нулю.

Внутренний контур момента заменяется на апериодическое звено первого порядка с постоянной времени $T_{\mu 2} = 4T_{\Pi \text{ч}}$. В таком случае объект управления в контуре скорости будет выглядеть как последовательно соединенные интегральное и апериодическое звено первого порядка. Структурная схема упрощённого контура скорости представлена на рис. 6.17.

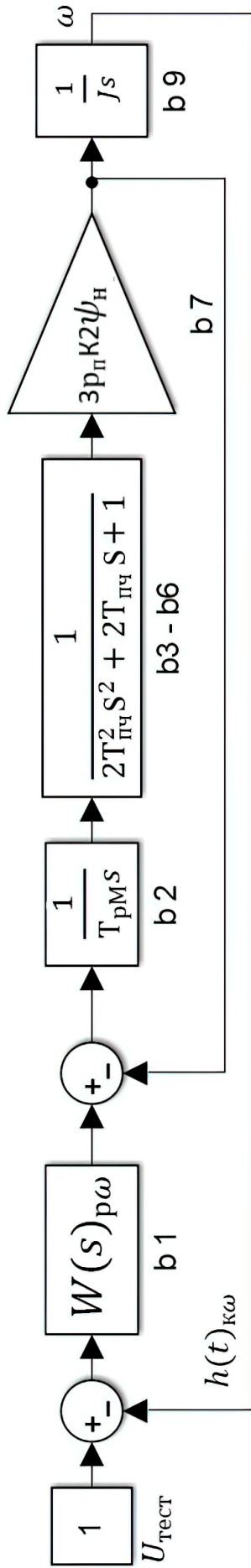


Рис. 6.16. Структурная схема реального контура скорости

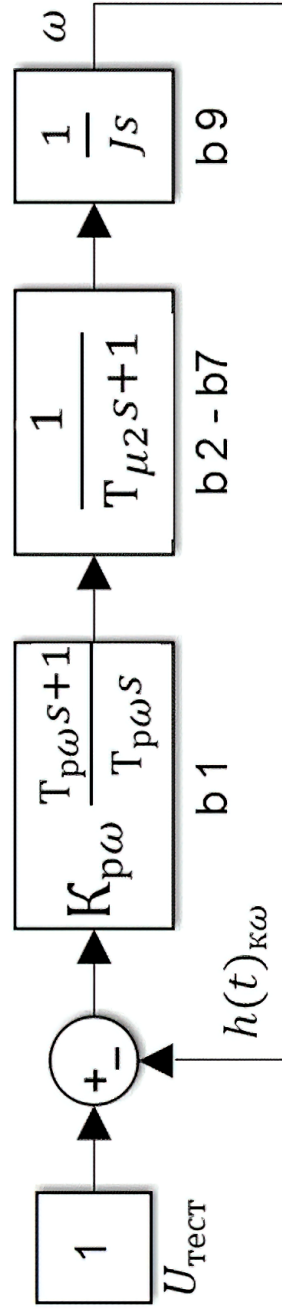
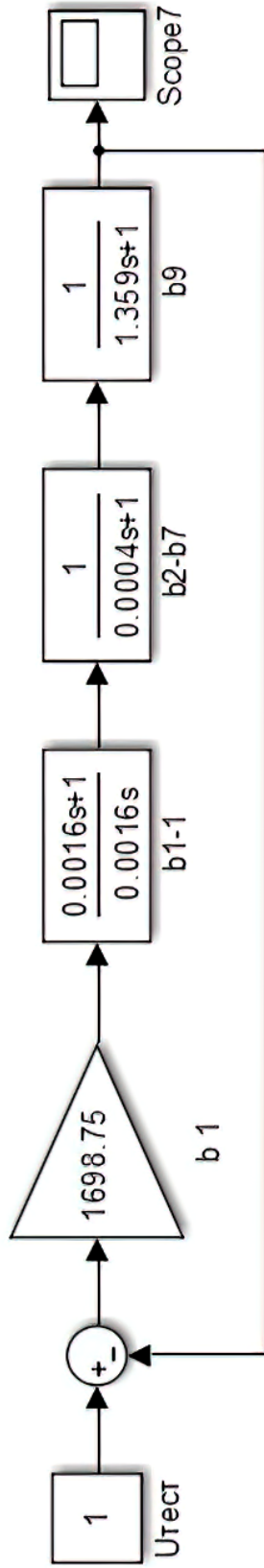
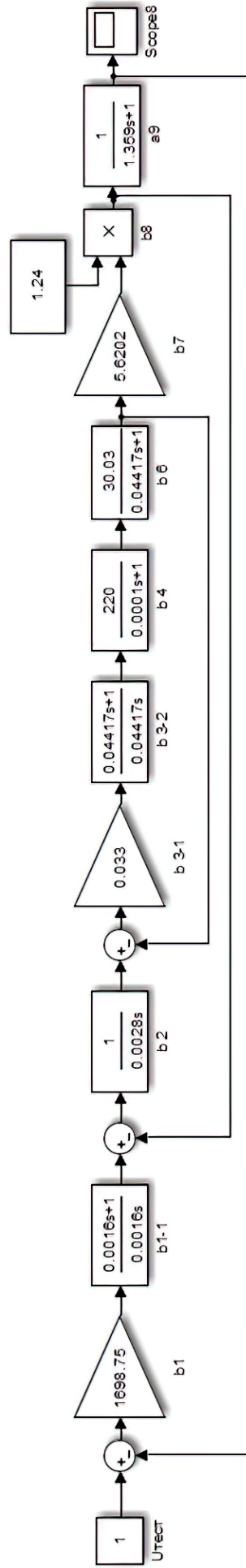


Рис. 6.17. Структурная схема упрощённого контура скорости



a)



б)

Рис. 6.18. Структурные схемы контура скорости с рассчитанными параметрами: а) упрощённая, б) реальная

В качестве регулятора следует использовать ПИ — регулятор.

Динамический коэффициент усиления рассчитывается по формуле, аналогичной (1.15):

$$K_{p\omega} = \frac{J}{2 \cdot 4 \cdot T_{пч} \cdot K_{д\omega}} = \frac{1,359}{2 \cdot 0,0004 \cdot 1} = 1698,75.$$

Постоянная времени регулятора рассчитывается по формуле, аналогичной (1.16):

$$T_{p\omega} = 4 \cdot (4 \cdot T_{пч}) = 0,0016, \text{ с.}$$

Структурные схемы упрощённого и реального контуров скорости представлены на рис. 6.18.

Для определения уровня идентичности упрощённого и реального контуров скорости на рис. 6.19 приведены графики их переходных функций.

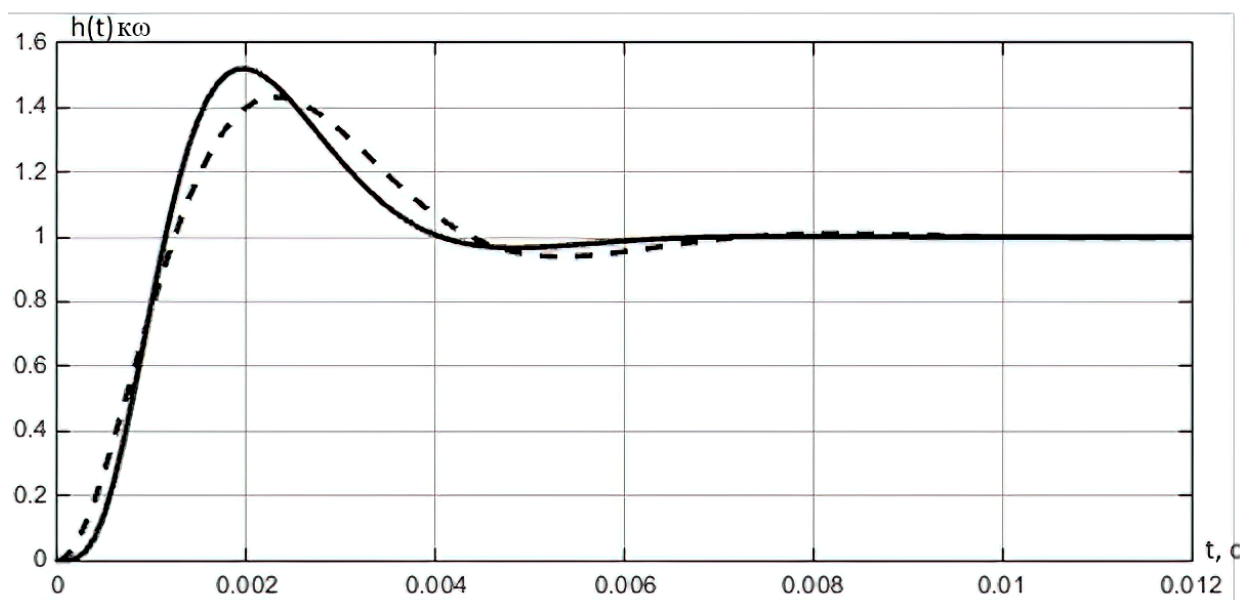


Рис. 6.19. Графики переходных функций контура скорости: сплошная линия — реального контура, штриховая линия — упрощённого контура

Изображённые на рис. 6.19 переходные функции имеют практически равные быстродействия и перерегулирования. Поэтому, можно предположить, что замена структурной схемы, изображённой на рисунке 6.18б, на упрощённую структурную схему в более сложных структурных схемах электроприводов не внесёт значительных ошибок в результаты анализа работоспособности этих приводов.

При достаточно высокой точности стабилизации потокосцепления структурную схему, изображённую на рис. 6.3, можно заменить на структурную схему, изображённую на рис. 6.18 (структурная схема аналогична структурной схеме САР скорости с двигателем постоянного тока с независимым возбуждением).

Для проверки правильности этого утверждения нужно провести сравнительный анализ графиков переходных процессов скоростей и моментов при пуске электропривода, при его работе на холостом ходу и при отработке

возмущающего воздействия по моменту сопротивления механизма в реальной и упрощённых структурных схемах.

С целью облегчения процедуры сравнительного анализа реальная структурная схема асинхронного электропривода с векторным управлением со стабилизацией потокосцепления ротора и упрощённая, аналогичная структурной схеме автоматизированного электропривода постоянного тока с двигателем с независимым возбуждением с рассчитанными параметрами, одновременно приведены на рис. 6.20.

На рис. 6.21 и 6.22 в одних осях представлены результаты моделирования по структурным схемам, приведённым на рис. 6.20.

Все три графика на рис. 6.21 практически слились воедино, что свидетельствует, во-первых, о практической идентичности двух рассматриваемых моделей, во-вторых, — о высоком быстродействии контуров скорости этих моделей (практически нет рассогласования между графиком сигнала задания и графиком скорости).

Анализ графиков, представленных на рис. 6.22, позволяет сделать вывод, что результаты моделирования по рассматриваемым моделям практически идентичны. На отрезке времени от 0 до 20 секунд промоделирован динамический момент, развиваемый двигателем при пуске (момент сопротивления механизма при этом задаётся равным нулю). Отрезок времени от 20 до 25 секунд соответствует работе привода в установившемся режиме на холостом ходу. Начиная с 25 секунды промоделирован переход двигателя от работы на холостом ходу к работе с моментом сопротивления равным номинальному моменту двигателя. Кратковременный выброс на графике момента объясняется ступенчатым характером изменения момента сопротивления от нуля до значения, соответствующего номинальному значению момента двигателя.

Проведённый анализ графиков, изображённых на рис. 6.21 и 6.22, подтверждает, что при застabilизированном потокосцеплении ротора, во многих практических случаях при исследовании динамики асинхронного электропривода с векторным управлением со стабилизацией потокосцепления ротора можно использовать структурную схему, аналогичную структурной схеме автоматизированного электропривода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения.

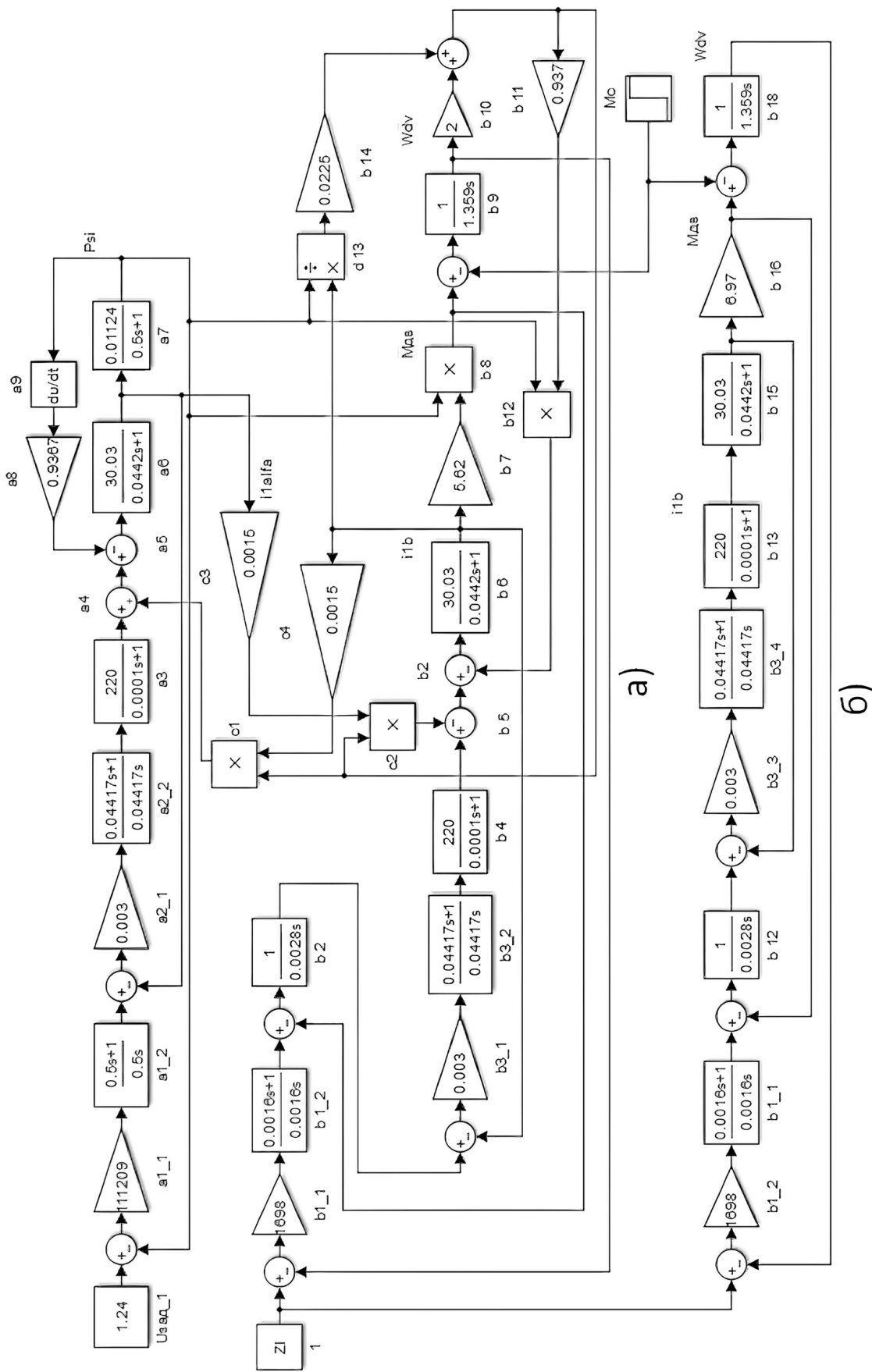


Рис. 6.20. Структурные схемы асинхронного электропривода с рассчитанными параметрами: а) с векторным управлением со стабилизацией потокоцепления ротора, б) аналогичная структурной схеме автоматизированного привода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения

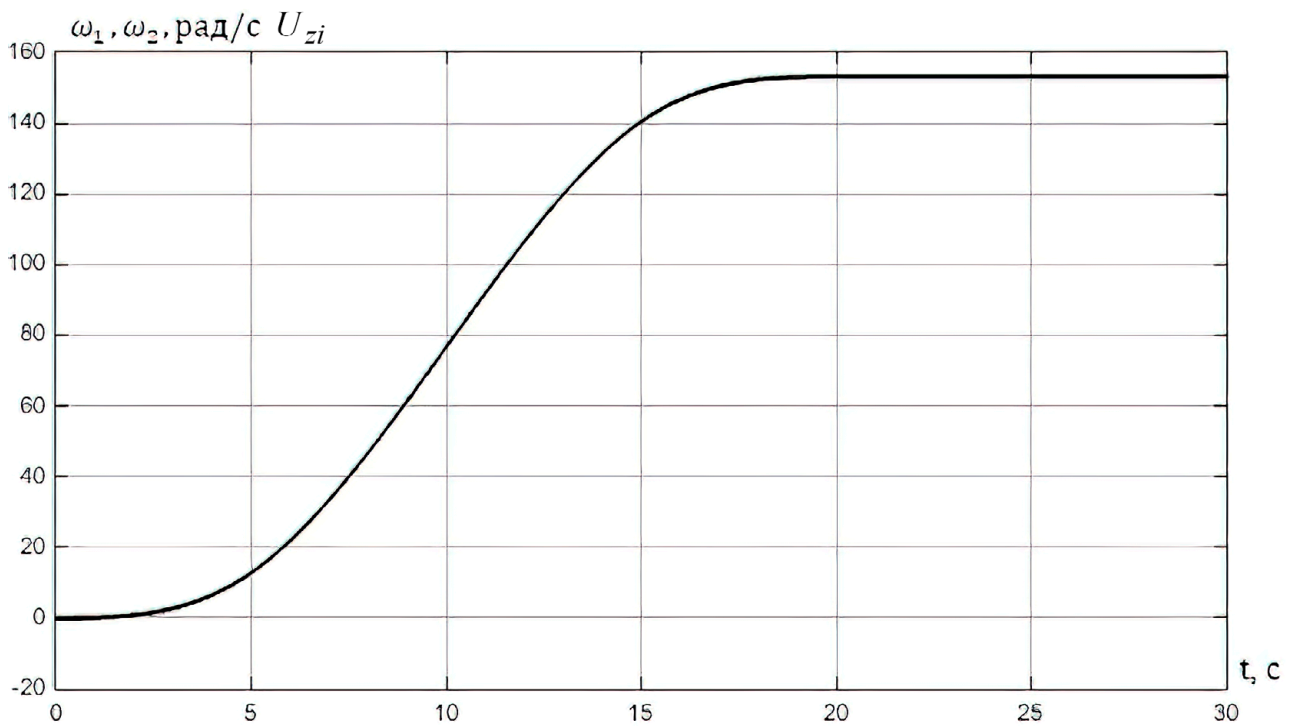


Рис. 6.21. Графики сигнала задания на скорость и скорости электропривода по модели векторного привода со стабилизацией потокосцепления ротора и по модели, аналогичной модели привода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения

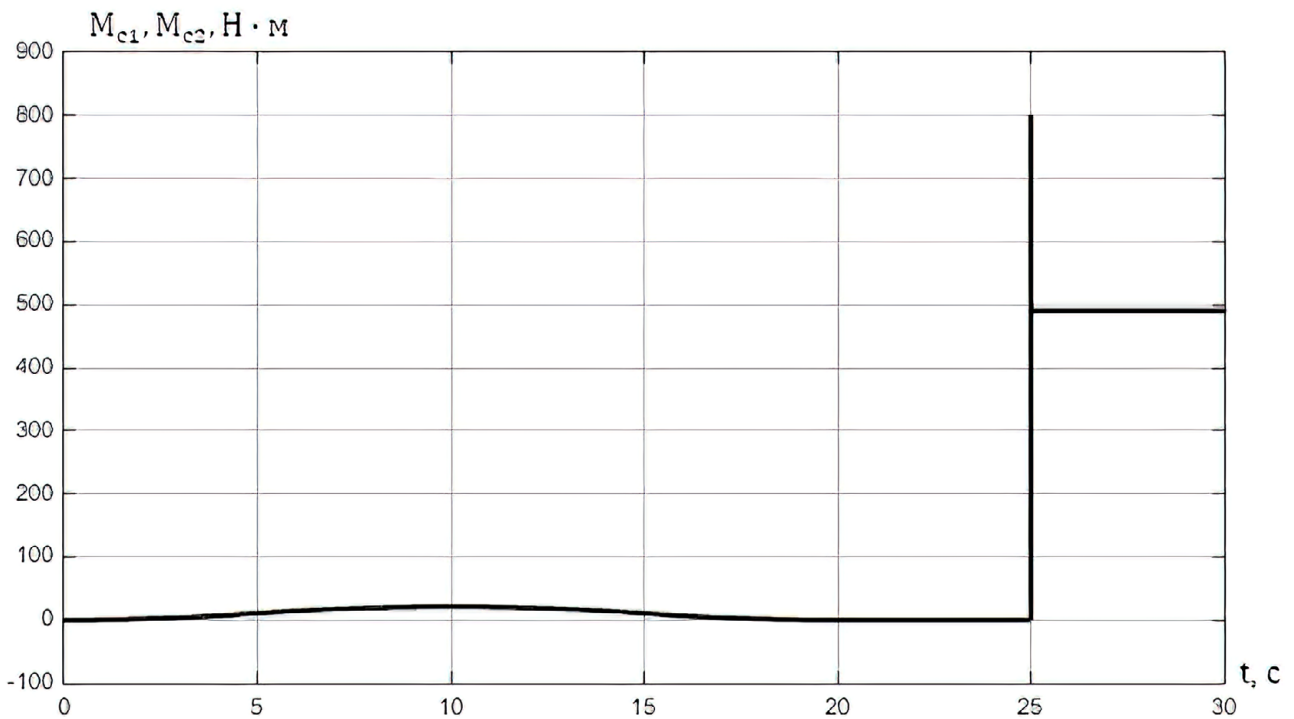


Рис. 6.22. Графики развиваемого двигателем момента, полученные по модели векторного привода со стабилизацией потокосцепления ротора и по модели аналогичной модели привода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Соколовский, Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием [Текст] / Г. Г. Соколовский, — М.: Академия, 2006. — 272 с.
2. Алексеев, В. В. Электрические машины. Моделирование электротехнических машин приводов горного оборудования [Текст]: Учеб. пособие / В. В. Алексеев, А. Е. Козярук, Э. А. Загивый. — СПб: Санкт-Петербургский государственный горный институт (технический университет), 2006. — 58 с.

Учебное издание

Королёв Владимир Иванович

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Выполнение курсового проектирования

Редактор и корректор А. Н. Чернышева

Техн. редактор Д. А. Романова

Темплан 2021 г., поз. 38

Подписано к печати 25.01.2022.

Формат 60x84/16.

Бумага тип №1.

Печать офсетная.

Печ. л. 5.

Уч.– изд. л. 5.

Тираж 60 экз.

Изд. № 38.

Цена «С».

Заказ №

Ризограф Высшей школы технологии и энергетики СПбГУПТД,
198095, Санкт-Петербург, ул. Ивана Черных, 4.