

ВЫСШЕЕ ОБРАЗОВАНИЕ

В. И. Доманов, А. В. Доманов

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ (КАНАЛ УПРАВЛЕНИЯ)

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ



Электронно-
Библиотечная
Система

В. И. Доманов, А. В. Доманов

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ (КАНАЛ УПРАВЛЕНИЯ)

Учебное пособие

Ульяновск
2009

УДК 62-83.001.63(075)

ББК 31.291 я7

Э 45

Рецензенты: кафедра аэронавигации и радиоэлектронного оборудования УВАУГА (институт) (зав. кафедрой, канд. техн. наук, профессор Е. В. Антонец); д-р техн. наук А. В. Кузнецов

Утверждено редакционно-издательским советом университета в качестве учебного пособия.

Элементы систем автоматики (канал управления) : учебное пособие для студентов специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и комплексов»/ сост. В. И. Доманов, Э 45 А. В. Доманов. – Ульяновск : УлГТУ, 2009. – 103 с.

ISBN 978-5-9795-0418-6

Излагаются основные свойства элементов канала управления электропривода. Дано описание датчиков электрических и неэлектрических величин. Рассмотрены особенности работы операционных усилителей, регуляторов и специальных аналоговых микросхем управления электроприводом.

Пособие предназначено для студентов, изучающих элементы систем электроприводов (специальность 14060465).

Работа подготовлена на кафедре «Электропривод и автоматизация промышленных установок».

УДК 62-83.001.63(075)

ББК 31.291 я7

ISBN 978-5-9795-0000-0

© Доманов В. И., Доманов А. В.,
составление, 2009

© Оформление. УлГТУ, 2009

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ДАТЧИКИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН	6
1.1. Основные методы измерения и измерительные схемы	6
1.2. Мостовая измерительная схема постоянного тока	7
1.3. Чувствительность мостовой схемы	10
1.4. Дифференциальные измерительные схемы	13
1.5. Компенсационные измерительные схемы	14
1.6. Тензометрические датчики	16
1.7. Металлические терморезисторы	19
1.8. Полупроводниковые терморезисторы	20
1.9. Датчики скорости	21
1.10. Электромашинные устройства систем синхронной связи	26
1.11. Работа сельсинов в индикаторном режиме	28
1.12. Работа сельсинов в трансформаторном режиме	32
1.13. Дискретные датчики положения	34
1.14. Вращающиеся трансформаторы	37
1.15. Датчики крутящего момента	42
2. ДАТЧИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН	46
2.1. Структура датчиков электрических величин	46
2.2. Датчики Холла и магнитосопротивления	48
2.3. Датчики тока	49
2.4. Специальные датчики тока	54
2.4.1. Датчик проводимости	55
2.4.2. Полупроводниковые ключи с датчиком тока	56
2.4.3. Комбинированные датчики с потенциальным барьером	58
2.5. Датчики ЭДС	62
2.6. Датчик положения ротора вентильного двигателя	64
2.7. Вычислители сигналов потокосцепления и момента асинхронного двигателя на основе первичных датчиков	67
2.8. Вычислители сигналов скорости и момента вентильного двигателя на основе первичных датчиков	70
2.9. Датчики фазы и частоты	72
3. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ, РЕГУЛЯТОРЫ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ АНАЛОГОВЫЕ МИКРОСХЕМЫ	77
3.1. Регуляторы	77
3.2. Основные схемы включения ОУ	77
3.3. Схемы включения ОУ с частотно-зависимым преобразованием сигнала	80
3.4. Инструментальные усилители	84
3.5. Схемы управления транзисторными ключами (СУТК)	86
3.6. Схемы взаимного преобразования двухфазных и трехфазных сигналов переменного тока на ОУ	89
3.7. Схемы взаимного преобразования сигналов неподвижной и вращающейся систем координат	90
3.8. Специализированные микросхемы для управления двигателями	92
3.9. Корректор коэффициента мощности	96
3.10. ШИМ-контроллер	99
3.11. Изолирующий усилитель	102
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	103
ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ	104
ОСНОВНЫЕ ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ПОНЯТИЯ	105
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	106
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	107

ВЕДЕНИЕ

Современный автоматизированный электропривод (АЭП) представляет собой сложную систему, состоящую из элементов различного типа и принципа действия. Эти элементы можно разделить на две группы по энергетическому принципу:

- силовые элементы (источники энергии, элементы защиты, силовые преобразователи, исполнительные элементы);
- управляющие элементы (датчики координат, регуляторы, согласующие и задающие элементы).

Синтез АЭП начинается с формирования технических требований. Исходя из них производится выбор конкретных элементов, на основе которых создается электропривод, удовлетворяющий заданным требованиям.

Базовой дисциплиной по направлению «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» для специальности 14060465 – «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» является «Элементы систем автоматики», содержание которой определяется выпиской из Государственного Образовательного Стандарта Высшего Профессионального Образования.

Выписка из ГОС ВПО

Индекс	Наименование дисциплины и ее основные разделы	Всего часов
СД.03	Элементы систем автоматики: понятия и классификация; основные характеристики; генератор постоянного тока; управляемые вентильные преобразователи; системы импульсно-фазового управления; расчет характеристик преобразователей; динамические свойства преобразователей; широтно-импульсные преобразователи; тиристорные регуляторы напряжения переменного тока; индуктивно-емкостные преобразователи; источник тока на базе вентильного преобразователя; вентильные преобразователи частоты; аналоговые регуляторы; датчики; управляющие элементы дискретного действия; сумматоры, триггеры, счетчики, регистры, распределители импульсов; шифраторы и дешифраторы; преобразователи кодов, селекторы, запоминающие устройства, цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи; технологические датчики систем автоматизации технологических процессов; классификация аппаратных и программных средств микропроцессорных систем управления; кросс-средства персонального компьютера; этапы разработки программного обеспечения; характеристика перемещающего ассемблера; характеристика микроассемблера; характеристика	150

	<p>перемещающего кросс-ассемблера; структуры привода с цифровыми микропроцессорными регуляторами; программная реализация регуляторов; перспективные типы микропроцессоров и однокристальных микро-ЭВМ; использование битового процессора; построение микропроцессорных управляющих устройств; системы транспьютерного управления электроприводами; кросс-языки высокого уровня; интерфейс микропроцессорных систем управления; стандарты средств связи цифровых микропроцессорных систем управления с программируемыми контроллерами и управляющими ЭВМ; примеры реализации систем.</p>	
--	---	--

Известно, что основным понятием в образовании является дидактическая единица, которая является логически самостоятельной частью учебного материала, соответствующая таким компонентам содержания, как понятие, теория, явление и т.п.

В настоящем учебном пособии раскрываются дидактические единицы, позволяющие в более углубленном виде изучить второй раздел дисциплины – «аналоговые регуляторы; датчики; управляющие элементы дискретного действия; технологические датчики систем автоматизации технологических процессов». Очевидно, что качество освоения этого раздела, в свою очередь, во многом определит качество изучения дисциплины «Элементы систем автоматики» в целом.

Дидактическими единицами данного учебного пособия являются:

- методы измерения электрических и неэлектрических величин;
- датчики электрических и неэлектрических величин;
- вычислители и преобразователи сигналов;
- операционные усилители и регуляторы на их основе;
- специализированные электронные схемы управления.

Правильный и согласованный выбор элементов конкретного АЭП позволяет обеспечить выполнение поставленных технических требований с минимальными затратами. Большое разнообразие элементов в каждой из групп позволяет в большинстве случаев создать АЭП с требуемыми характеристиками.

Изучение принципов действия различных элементов позволяет определить их основные характеристики и возможность использования для построения конкретных систем АЭП.

1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ДАТЧИКИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

1.1. Основные методы измерения и измерительные схемы

В системах ЭП сигналы управления зависят от различных неэлектрических и электрических величин, характеризующих данный производственный процесс. Информация об этих величинах поступает от датчика и сформирована в виде некоторого сигнала. Наиболее удобно использовать электрический сигнал. По сравнению с другими типами сигналов (например, механическими, световыми, звуковыми) электрический сигнал обладает существенными преимуществами: возможностью передачи на большие расстояния, простотой преобразования и усиления, возможностью ввода в ЭВМ. Поэтому электрические методы преобразования и усиления получили широкое распространение. Они должны обеспечивать высокую точность преобразования неэлектрической величины в электрический сигнал и иметь высокое быстродействие.

Датчик вырабатывает электрический сигнал, несущий информацию о неэлектрической величине. Этот сигнал представляет собой изменение активного сопротивления, или индуктивности, или напряжения, или тока, или какого-либо другого электрического параметра. Чтобы измерить этот параметр, нужен соответствующий электроизмерительный прибор. Для согласования сигнала датчика с электроизмерительным прибором необходима измерительная схема. Схема электрического измерения неэлектрической величины представлена на рис. 1.1. Каждый элемент схемы [1] обладает чувствительностью S и сопротивлением Z . Датчик преобразует входную неэлектрическую величину x в электрический параметр y (сопротивление, напряжение или др.). Чувствительность датчика $S_D = \Delta y / \Delta x$. Измерительная схема преобразует изменение одного электрического параметра y в другой электрический параметр Z . Чувствительность измерительной схемы $S_{cx} = \Delta Z / \Delta y$. Электроизмерительный прибор дает показания α (например, в виде отклонения стрелки на шкале), пропорциональные параметру Z . Чувствительность прибора $S_{np} = \Delta \alpha / \Delta Z$. Чувствительность, обеспечиваемая при электрическом методе измерения неэлектрической величины x ,

$$S = \Delta \alpha / \Delta x = S_D S_{cx} S_{np}. \quad (1.1)$$

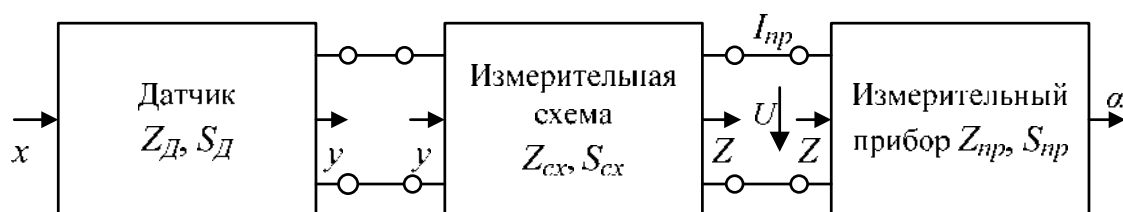


Рис. 1.1. Структурная схема электрического измерения неэлектрической величины

Чувствительность прибора – величина заданная и неизменная. Чувствительность измерительной схемы можно изменять. Различают два режима работы измерительной схемы:

1. Внутреннее сопротивление прибора Z_{np} значительно больше выходного сопротивления измерительной схемы Z_{cx} $Z_{np} \gg Z_{cx}$. В этом случае показания прибора зависят от напряжения на выходе схемы и поэтому для такого режима определяют чувствительность по напряжению (полагая $\Delta Z = \Delta U$):

$$S_{cxU} = \Delta U / \Delta y.$$

2. Внутреннее сопротивление прибора соизмеримо с выходным сопротивлением измерительной схемы. Прибор реагирует на изменение силы тока I_{np} . Для такого режима определяют чувствительность по току:

$$S_{cxI} = \Delta I_{np} / \Delta y. \quad (1.2)$$

Существующие методы электрических измерений можно, в основном, разделить на два класса: непосредственной оценки и сравнения. При непосредственной оценке измерительная схема выполняет лишь функции преобразования выходного сигнала датчика, например, усиливает его или согласует выходное сопротивление датчика с входным сопротивлением прибора. Этот метод прост, но ему свойственны значительные погрешности (особенно при изменении напряжения питания датчика). Метод сравнения обеспечивает более высокие точность и чувствительность. При этом используются мостовые, дифференциальные и компенсационные схемы измерения.

1.2. Мостовая измерительная схема постоянного тока

Принципиальная схема одинарного моста постоянного тока (рис. 1.2) состоит из четырех резисторов с активными сопротивлениями R_1 , R_2 , R_3 и R_4 , которые соединены в замкнутый четырехугольник [1]. Входящие в схему резисторы R_1 – R_4 называют плечами или ветвями моста. Плечи можно обозначать буквами, например, плечо АБ. В четырехугольнике АБВГ можно выделить две диагонали АВ и БГ. В диагональ БГ моста включен измерительный прибор, имеющий активное сопротивление R_{np} . В диагональ АВ включен источник питания с ЭДС E и внутренним сопротивлением R_e .

Можно подобрать сопротивления плеч моста так, чтобы потенциалы точек Б и Г, между которыми включен измерительный прибор, были одинаковы. В этом случае ток в цепи прибора I_{np} отсутствует ($I_{np}=0$). Процесс подбора таких сопротивлений, обеспечивающих $I_{np}=0$, называется уравниванием или балансировкой моста. Условие равновесия моста может быть получено на основании законов Кирхгофа, записанных для токов в плечах моста с учетом принятых на рис. 1.2 направлений токов:

$$I_1 R_1 - I_3 R_3 = 0,$$

$$I_2 R_2 - I_4 R_4 = 0.$$

Откуда

$$I_1 R_1 = I_3 R_3 \quad (1.3)$$

$$I_2 R_2 = I_4 R_4. \quad (1.4)$$

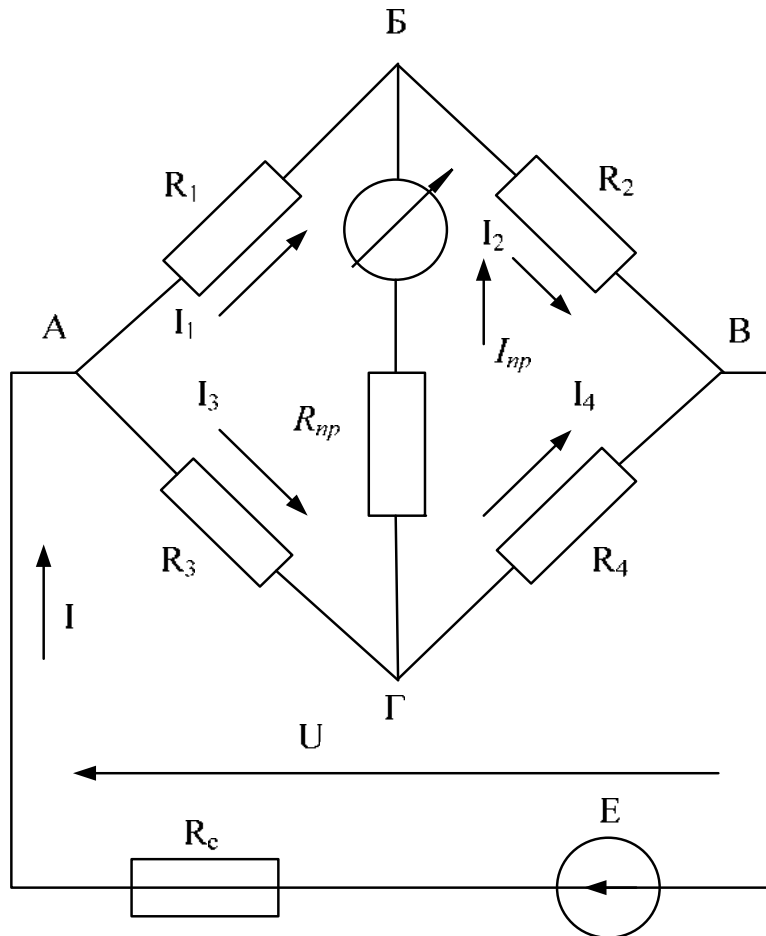


Рис. 1.2. Мостовая измерительная схема

Разделив (1.3) на (1.4), получим

$$I_1 R_1 / (I_2 R_2) = I_3 R_3 / (I_4 R_4). \quad (1.5)$$

Так как в уравновешенном мосте ток в цепи прибора $I_{np} = 0$, то $I_1 = I_2$, $I_3 = I_4$ и равенство (1.5) имеет вид

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

или

$$R_1 R_4 = R_2 R_3, \quad (1.6)$$

т. е. условие равновесия моста можно сформулировать так: произведения сопротивлений противолежащих плеч должны быть равны.

С помощью мостовой схемы можно измерить неизвестное сопротивление R_x , включив его в одно из плеч моста, например, плечо ВГ вместо резистора R_4 . Неизвестное сопротивление $R_x = R_2 R_3 / R_1$. Уравновешивание моста может быть достигнуто изменением либо одного сопротивления (R_2), либо отношения двух

сопротивлений (R_3/R_1). В уравновешенных мостах измерительный прибор должен иметь высокую чувствительность.

Кроме уравновешенных существуют так называемые неуравновешенные (или небалансные) мосты, в которых $I_{np} \neq 0$ и измеряемое сопротивление R_x определяется именно по отклонению стрелки прибора, т. е. по величине I_{np} , поскольку $I_{np} = f(R_x)$.

На основании законов Кирхгофа могут быть получены выражения для тока в диагонали моста, содержащей измерительный прибор, через напряжение питания U :

$$I_{np} = U(R_1 R_4 - R_2 R_3) / M. \quad (1.7)$$

Через ток питания I :

$$I_{np} = I(R_1 R_4 - R_2 R_3) / N, \quad (1.8)$$

где

$$M = (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)R_{np} + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2), \quad (1.9)$$

$$N = (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)R_{np} + (R_1 + R_3)(R_2 + R_4). \quad (1.10)$$

Соединение сопротивлений R_1-R_4 , R_{np} в мостовой схеме можно преобразовать в эквивалентное сопротивление. R_m – входное сопротивление моста по диагонали питания АВ. Эквивалентная схема моста показана на рис. 1.3. В зависимости от соотношения R_m и R_e различают низкоомные и высокоомные мостовые измерительные схемы.

Если $R_m \ll R_e$, то мост называется низкоомным. В таких мостах изменение сопротивления плеч почти не влияет на ток питания I , т. е. можно считать, что $I \approx \text{const}$. При расчете низкоомных мостов обычно используют уравнение (1.8).

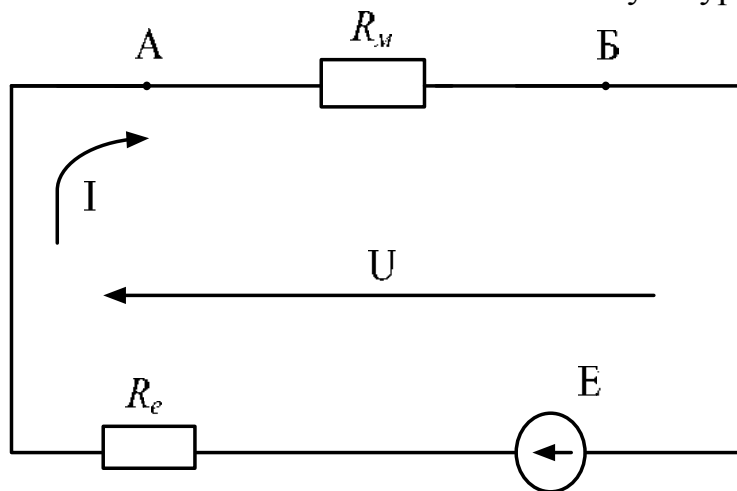


Рис. 1.3. Эквивалентная схема моста

Если $R_m \gg R_e$, то мост называется высокоомным. В этом случае постоянной величиной можно считать напряжение на зажимах моста $U = E - IR_e = \text{const}$. При расчете высокоомных мостов обычно используют уравнение (1.7).

Разделив (1.7) и (1.8), получим выражение для входного сопротивления моста

$$R_m = U / I = M / N. \quad (1.11)$$

1.3. Чувствительность мостовой схемы

Чувствительность уравновешенного моста определяется как отношение приращения тока в измерительной диагонали ΔI_{np} к вызвавшему его изменению сопротивления одного из плеч моста (например, R_1 на рис. 1.2): $S_{cx} = \Delta I_{np} / \Delta R_1$ [1]. В уравновешенном мосте $I_{np} = 0$. После изменения R_1 на ΔR_1 , ток прибора $I_{np} = \Delta I_{np}$ определяется по (1.7) или (1.8):

$$\Delta I_{np} = U \frac{(R_1 + \Delta R_1)R_4 - R_2R_3}{M} = U \frac{(R_1 + \Delta R_1)R_4 - R_2R_3}{N}.$$

Преобразуем числитель этого выражения, учитывая условие равновесия $R_1R_4 = R_2R_3$:

$$(R_1 + \Delta R_1)R_4 - R_2R_3 = R_1R_4 + \Delta R_1R_4 - R_2R_3 = \Delta R_1R_4.$$

Следовательно, $\Delta I_{np} = U\Delta R_1R_4/M = I\Delta R_1R_4/N$ и чувствительность уравновешенного моста по току

$$S_{cx} = UR_4/M = IR_4/N. \quad (1.12)$$

В некоторых случаях (например, в мостах с автоматическим уравновешиванием) входным сигналом мостовой схемы служит напряжение в измерительной диагонали БГ. Тогда следует определять чувствительность по напряжению:

$$S_{cxU} = \frac{\Delta U_{np}}{\Delta R_1} = \frac{\Delta U_{np}R_{np}}{\Delta R_1} = U \frac{R_4R_{np}}{M} = I \frac{R_4R_{np}}{N}. \quad (1.13)$$

Рассмотрим чувствительность неуравновешенного моста. Датчики с изменяющимися сопротивлениями R можно включить в разные плечи моста. Рассмотрим различные варианты подключения датчиков (рис. 1.4).

1. Чаще всего используется простая (рис. 1.4, а) схема равноплечего ($R_2=R_3=R_4=R_0$) моста с одним датчиком $R_1 = R_0 \pm \Delta R$, где R_0 – сопротивление датчика, соответствующее начальному значению измеряемой неэлектрической величины.

Воспользуемся уравнением (1.8) для определения изменения тока через измерительный прибор:

$$\begin{aligned} \Delta I_{np} &= I \frac{(R_0 \pm \Delta R)R_0 - R_0^2}{(R_0 \pm \Delta R + 3R_0)R_{np} + (R_0 \pm \Delta R + R_0)2R_0} = \\ &= I \frac{\pm \Delta RR_0}{4R_0R_{np} \pm \Delta RR_{np} + 4R_0^2 \pm 2\Delta RR_0} \approx \pm \Delta R I / [4(R_{np} + R_0)]. \end{aligned}$$

Чувствительность схемы

$$S_{cx} = \Delta I_{np} / \Delta R = I / [4 / (R_{np} + R_0)] = S_0. \quad (1.14)$$

Примем чувствительность моста с одним датчиком за исходную S_0 и выразим чувствительность всех других вариантов мостовых схем через S_0 .

2. На схеме рис. 1.4, б одинаковые датчики с изменяющимся сопротивлением $R_0 + \Delta R$ включены в противоположные плечи моста. В этом случае приращение тока в измерительном приборе

$$\Delta I_{np} = \Delta R I / (2(R_{np} + R_0)),$$

т. е. чувствительность $S_{cx} = 2S_0$ увеличивается вдвое. Такое же увеличение чувствительности получается в схеме рис. 1.4, в, где второй датчик включен не в противоположное, а в соседнее плечо, и его сопротивление не увеличивается, а уменьшается: $R_0 - \Delta R$. В схемах по рис. 1.4, а–в чувствительность непостоянна, т. е. зависимость $I_{np} = f(\Delta R)$ нелинейна.

3. Если датчики с изменяющимися сопротивлениями включить в соседние плечи моста по схеме рис. 1.4, г ($R_0 + \Delta R$ в плечо R_1 , а $R_0 - \Delta R$ – в плечо R_3), то чувствительность его по-прежнему в два раза больше ($S_{cx} = 2S_0$), а зависимость $I_{np} = f(\Delta R)$ близка к линейной в довольно широких пределах.

4. При включении датчиков по схемам, показанным на рис. 1.4, д, е, изменение сопротивления одновременно в обоих плечах не приводит к изменению тока в измерительном приборе, т. е. $S_{cx} = 0$. Такое подключение датчиков является ошибочным.

5. Если включить четыре одинаковых датчика во все четыре плеча моста так, как показано на рис. 1.4, ж, то изменение тока в измерительном приборе $\Delta I_{np} = \Delta R I / (R_{np} + R_0)$. При этом обеспечивается максимальная чувствительность $S_{cx} = 4S_0$.

Чувствительность мостовой схемы возрастает с увеличением напряжения питания и уменьшением сопротивлений плеч моста. Эти условия справедливы для высокоомного моста. Следует иметь в виду, что с уменьшением сопротивлений мост уже не будет высокоомным.

Мостовая схема может запитываться переменным током. При этом в плечах моста необходимо определять полное сопротивление, состоящее из активной и реактивной составляющих.

Уравновешивание мостовой схемы переменного тока требует соблюдения ряда условий и выполняется сложнее, чем для моста постоянного тока. Обычно мостовая схема переменного тока регулируется вручную методом последовательных приближений.

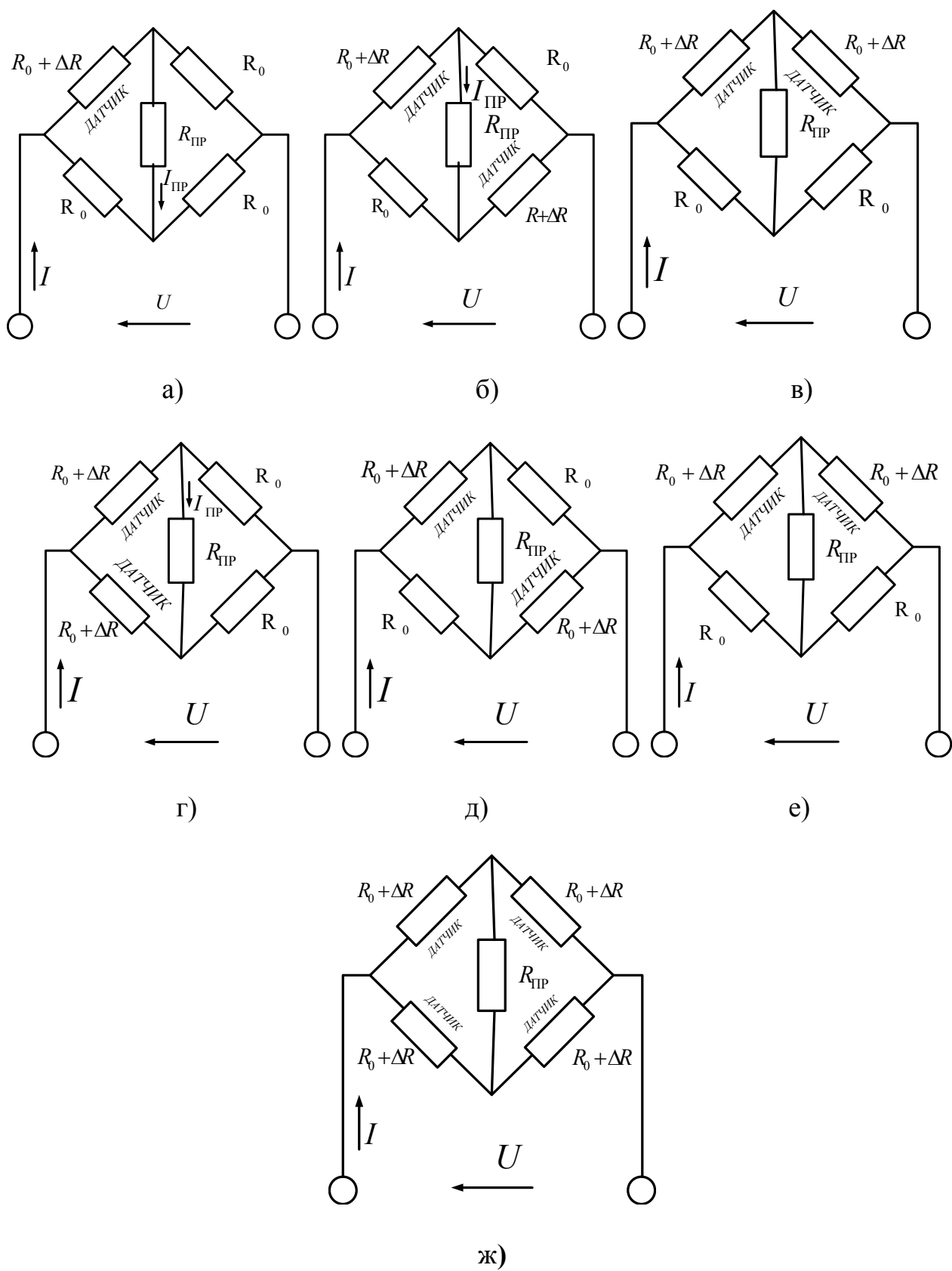


Рис. 1.4. Варианты включения датчиков в мостовую схему

1.4. Дифференциальные измерительные схемы

Дифференциальная схема состоит из двух смежных контуров с источником питания, а измерительный прибор включен в общую ветвь контуров и реагирует на разность контурных токов [1]. В дифференциальной схеме могут быть использованы как параметрические датчики (с изменяющимися сопротивлениями), так и генераторные (с изменяющейся ЭДС). Дифференциальные схемы включения параметрических датчиков показаны на рис. 1.5 (а – датчик включен в один контур; б – датчик включен в оба контура). ЭДС, питающие оба контура, одинаковы. Дифференциальная схема включения генераторного датчика показана на рис. 1.6. В этой схеме датчиком может являться так называемый дифференциальный трансформатор. При изменении магнитной связи между обмотками трансформатора ЭДС левого контура, например, возрастает, а правого – уменьшается. Изменение магнитной связи обусловлено контролируемой неэлектрической величиной. Оно может быть вызвано перемещением сердечника в дифференциальном трансформаторе.

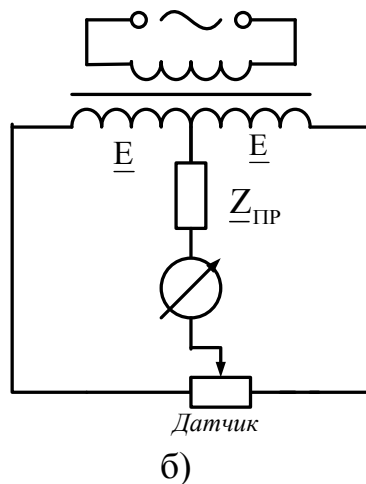
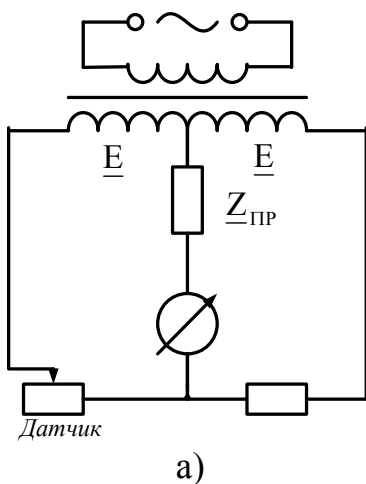


Рис. 1.5. Дифференциальные схемы включения параметрических датчиков

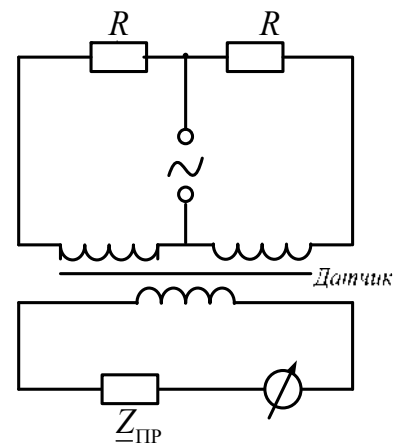


Рис. 1.6. Дифференциальная схема включения генераторного датчика

При одинаковых напряжениях питания, сопротивлениях датчика и измерительного прибора, приращении сопротивления датчика дифференциальная схема дает большее приращение тока в измерительной цепи. Следовательно, дифференциальная измерительная схема имеет большую чувствительность, чем мостовая схема.

Ток в измерительной цепи мостовых и дифференциальных схем зависит от напряжения питания. Колебания напряжения питания приводят к появлению погрешности, так как ток через прибор изменяется даже при неизменном сопротивлении датчика.

1.5. Компенсационные измерительные схемы

Компенсационные схемы используют для измерения неэлектрических величин, которые преобразуются датчиками в ЭДС или напряжение. Сигнал датчика сравнивается с компенсирующим напряжением, вырабатываемым потенциометром. Подбор компенсирующего напряжения выполняется вручную или автоматически.

Рассмотрим компенсационную схему (рис. 1.7) с ручным уравниванием. Измеряемая ЭДС E_x или напряжение U_x уравниваются равным и противоположным по знаку напряжением U_k , снимаемым с переменного проволочного резистора D , представляющего собой часть резистора R . Все сопротивление резистора R включено в цепь источника питания с ЭДС E . Переменное сопротивление R_k пропорционально перемещению x движка (щетки): $R_k = (R/L)x$, где L – общая длина проволочной катушки между неподвижными выводами. Соответственно и компенсирующее напряжение U_k будет пропорционально перемещению движка x $U_k = (IR/L)x$, где I – ток, проходящий через резистор R под действием ЭДС E .

Движок сопротивления необходимо перемещать до тех пор, пока компенсирующее напряжение U_k не сравняется с измеряемым напряжением U_x : $U_k = U_x$. Для выполнения точной компенсации используется чувствительный прибор (гальванометр или микроамперметр). Ток через прибор

$$I_{np} = (U_x - U_k) / (R_d + R_{np} + R_k), \quad (1.15)$$

где R_d – сопротивление датчика; R_{np} – сопротивление прибора.

Если компенсация произошла, то ток через прибор равен нулю: $I_{np} = 0$. Прибор в данном случае нужен не для измерения тока, а для определения его нулевого значения. О значении измеряемого напряжения можно судить по перемещению потенциометра.

При компенсационном методе измерения $E_x = U_x$.

Чувствительность компенсационной схемы можно определить как отношение приращения тока через прибор к вызывающему его изменению измеряемого напряжения:

$$S_{cx} = \Delta I_{np} / \Delta U_x. \quad (1.16)$$

Если достигнуто состояние компенсации, то измеряемое напряжение U_x уравновешено компенсирующим напряжением U_k ($U_x = U_k$) и ток через прибор равен нулю. Пусть измеряемое напряжение изменилось на ΔU_x , а компенсирующее напряжение не изменилось (движок резистора R неподвижен). В этом случае разность между измеряемым и компенсирующим напряжениями равна ΔU_x . Под действием этого напряжения через прибор пройдет ток

$$\Delta I_{np} = \Delta U_x / (R_{a\bar{b}} + R_{np} + R_d), \quad (1.17)$$

где $R_{a\bar{b}}$ – внутреннее сопротивление электрической цепи питания, замеренное на зажимах a – \bar{b} при отключенном датчике; R_{np} – сопротивление прибора (нуль-индикатора); R_d – сопротивление датчика. Сопротивление R можно представить

как параллельное соединение части сопротивления компенсирующего резистора $R_k = (R/L)x$ с сопротивлением, состоящим из оставшейся части компенсирующего резистора $(R - R_k)$ и регулировочного резистора R_{pez} :

$$R_{a\delta} = \frac{R_k(R - R_k + R_{pez})}{R_k + R - R_k + R_{pez}} = \frac{R_k(R - R_k + R_{pez})}{R + R_{pez}}. \quad (1.18)$$

Подставив (1.17) и (1.18) в (1.16), получим выражение для чувствительности компенсационной схемы:

$$S_{cx} = \frac{1}{R_k \left(\frac{R - R_k + R_{pez}}{R + R_{pez}} \right) + R_{np} + R_D}. \quad (1.19)$$

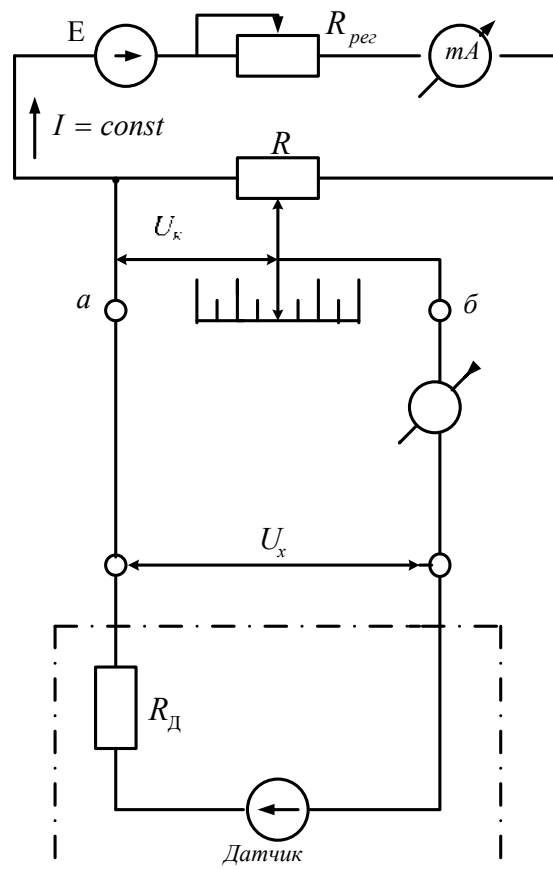


Рис. 1.7. Компенсационная измерительная схема с ручным уравниванием

Анализ формулы (1.19) показывает, что чувствительность схемы зависит от R_k , а так как $R_k = (R/L)x$, то чувствительность зависит от положения движка x . Чувствительность непостоянна в разных точках шкалы. На рис. 1.8 показана зависимость чувствительности от положения движка компенсирующего резистора. В начальном положении движка ($R_k = 0$) чувствительность максимальна: $S_{cx \max} = 1/(R_{np} + R_D)$. В среднем положении движка чувствительность минимальна, что необходимо учитывать при точных измерениях ЭДС.

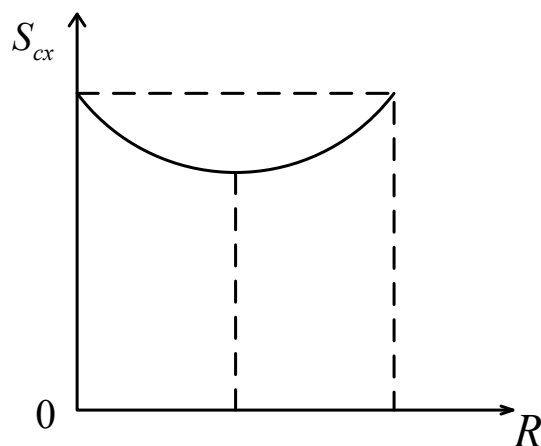


Рис. 1.8. Зависимость чувствительности компенсационной схемы от положения движка потенциометра

1.6. Тензометрические датчики

Тензометрические датчики служат для измерения деформаций и механических напряжений в деталях машин и механизмов. Они могут также использоваться для измерения других механических величин (момента, давления, вибрации, ускорения и др.), которые предварительно преобразуются в деформацию [1].

Работа тензодатчиков основана на изменении активного сопротивления материала при его механической деформации. В качестве материала тензодатчиков используются проводники (в виде проволоки, фольги или пленки) и полупроводники.

Принцип работы проволочного тензодатчика основан на изменении активного сопротивления проводника при его деформации. Изменение активного сопротивления проводника происходит по двум причинам: во-первых, изменяются геометрические размеры проводника (длина l , сечение s); во-вторых, при деформации изменяется удельное сопротивление ρ материала проводника. Эти величины определяют активное сопротивление проводника:

$$R = \rho l / s. \quad (1.20)$$

На (рис. 1.9) провод длиной l , радиусом r , сечением $s = \pi r^2$ и с объемом $V = \pi r^2 l$ при деформации (растяжении) под влиянием силы F получает удлинение dl и уменьшение радиуса dr . Следовательно, новый объем провода

$$V + dV = \pi(r - dr)^2(l + dl). \quad (1.21)$$

Пренебрегая бесконечно малыми высших порядков (вида $(dr)^2$, dr , dl), получим

$$V + dV \approx \pi r^2 + \pi r^2 dl - 2\pi r l dr.$$

Откуда приращение объема

$$dV = \pi r^2 dl - 2\pi r l dr. \quad (1.22)$$

Преобразуем уравнение (1.22), помножив и поделив вычитаемое на $r dl$ и заменив πr^2 на s :

$$dV = s dl - 2\pi r l \frac{rdl}{rdl} = s dl - 2s dl \frac{ldr}{rdl} = s dl \left(1 - 2 \frac{dr/r}{dl/l} \right) = s dl (1 - 2\mu), \quad (1.23)$$

где $\mu = \frac{dr/r}{dl/l}$ – коэффициент Пуассона, характеризующий изменение размеров провода при растяжении; для металлов $\mu = 0,24 \div 0,5$. Если бы материал не изменял объем при растяжении, то $dV = 0$ и $\mu = 0,5$. Таким образом, реальные металлы изменяют свой объем, а следовательно, они претерпевают и внутрискруктурные изменения: очевидно меняется плотность материала и его удельное сопротивление.

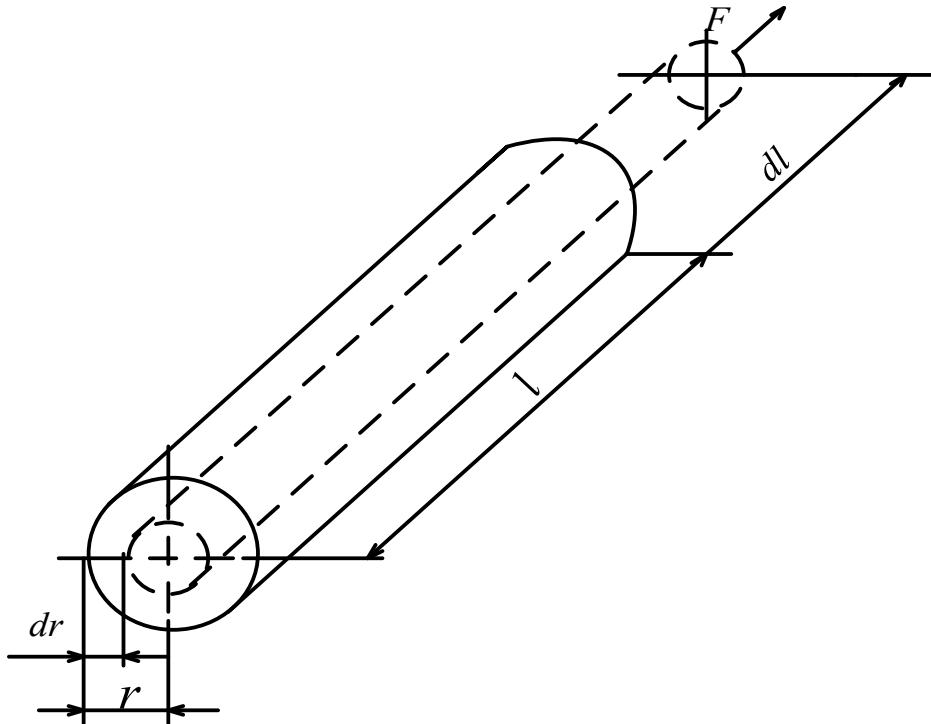


Рис. 1.9. Деформация провода

Для определения изменения сопротивления провода при растяжении продифференцируем уравнение (1.20), полагая, что все входящие в него члены зависят от усилия F .

Формулы для дифференцирования частного функций и дифференцирования произведения функций имеют вид

$$d \left[\frac{v(x)}{u(x)} \right] = \frac{u(x)dv(x) - v(x)du(x)}{[u(x)]^2},$$

$$d[v(x)u(x)] = v(x)du(x) + u(x)dv(x).$$

Используя эти правила дифференцирования, записываем

$$dR = \frac{sd(\rho l) - \rho l ds}{s^2} = \frac{sppd}{s^2} + \frac{sldp}{s^2} - \frac{\rho l ds}{s^2} = \frac{\rho dl}{s} + \frac{ldp}{s} - \frac{\rho l ds}{s^2}. \quad (1.24)$$

Продифференцируем также выражение для объема провода $V = l\pi r^2 = ls$:

$$dV = lds + sdl. \quad (1.25)$$

Сравнивая (1.25) и (1.23), получаем

$$lds = -sdl2\mu. \quad (1.26)$$

Подставляя (1.26) в (1.24), имеем

$$dR = \frac{\rho dl}{s} + \frac{l d\rho}{s} + \frac{\rho 2\mu dl}{s}. \quad (1.27)$$

Выражение для относительного изменения сопротивления получим, разделив (1.27) на (1.20):

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} + \frac{d\rho}{\rho} + 2\mu \frac{dl}{l} = \frac{dl}{l}(1 + 2\mu) + \frac{d\rho}{\rho}. \quad (1.28)$$

Чувствительность проволочного тензодатчика определяем как отношение величины относительного изменения сопротивления по (1.28) к относительному изменению линейного размера:

$$S_d = \frac{dR/R}{dl/l} = 1 + 2\mu + \frac{l}{\rho} \frac{d\rho}{dl}. \quad (1.29)$$

Обозначим третье слагаемое в (1.29) через коэффициент m , учитывающий изменение удельного сопротивления, связанное с изменением размеров,

$$m = \frac{d\rho/\rho}{dl/l}.$$

Тогда выражение для чувствительности (1.29) принимает вид

$$S_d = \frac{dR/R}{dl/l} = 1 + 2\mu + m. \quad (1.30)$$

Слагаемое $(1 + 2\mu)$ для металлов может иметь максимальное значение 1,8 (при $\mu = 0,4$). Но чувствительность для некоторых сплавов превышает 2. Это означает, что $m > 0,5$, т. е. при деформации изменяется удельное сопротивление.

В таблице 1.1 приведены характеристики некоторых сплавов, используемых для проволочных тензодатчиков. Следует иметь в виду, что деформация не является единственной причиной изменения сопротивления тензодатчика. Сопротивление меняется и в зависимости от температуры. Очевидно, для уменьшения температурной погрешности тензодатчика его материал должен иметь высокую чувствительность S_a при малом температурном коэффициенте расширения и малом значении термоЭДС при контакте с соединительными проводами. В таблице 1.1 приведены пределы изменения характеристик материалов проволочных тензодатчиков, поскольку эти характеристики зависят не только от состава сплава, но и от технологии изготовления.

Тензочувствительность полупроводников во много раз больше тензочувствительности металлов.

Таблица 1.1. Характеристики сплавов для проволоочных тензодатчиков.

Материал (его состав)	Относительная чувствительность $\frac{\Delta R/R}{\Delta I/I}$	Температурный коэффициент сопротивления, 1/°C	Удельное сопротивление, Ом·мм ² /м	ТермоЭДС в паре с медью, мкВ/°C	Предел прочности	Температурный коэффициент литейного расширения, 1/°C
константан (медь, никель)	1,9–2,1	(от -5 до +5)× ×10 ⁻⁵	0,46–0,50	47	650	14–15
нихром (никель, хром)	2,0	(от 15 до 17)× ×10 ⁻⁵	0,9–1,7	25	–	14
железо-хромалюминиевый сплав	2,8–2,9	(от 0,7 до 2)× ×10 ⁻⁵	1,35–1,55	5–6	1200	–
манганин (медь, марганец, никель)	0,47–0,5	(от -3 до +2)× ×10 ⁻⁵	0,4–0,45	2	–	16–18
хромель (никель, железо, хром)	2,5	(от 10 до 50)× ×10 ⁻⁵	0,7–1,1	16	–	14,8

1.7. Металлические терморезисторы

Сопротивление металлического проводника R зависит от температуры:

$$R = Ce^{\alpha T}, \quad (1.31)$$

где C – постоянный коэффициент, зависящий от материала и конструктивных размеров проводника; α – температурный коэффициент сопротивления.

Определим относительное изменение сопротивления проводника при его нагреве. Проводник первоначально находился при температуре T_0 и имел сопротивление $R_0 = Ce^{\alpha T_0}$. При нагреве до температуры T его сопротивление стало $R_T = Ce^{\alpha T}$. Найдём отношение R_T и R_0 :

$$R_T/R_0 = Ce^{\alpha T}/(Ce^{\alpha T_0}) = e^{\alpha(T-T_0)}. \quad (1.32)$$

Известно, что функцию вида e^x можно разложить в степенной ряд:

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots$$

Для нашего случая произведение $\alpha(T-T_0)=x$ в диапазоне температур до 150 °C меньше единицы, поэтому можно пренебречь при разложении членами ряда второй степени и выше:

$$R^T/R_0 = 1 + \frac{\alpha(T-T_0)}{1!}. \quad (1.33)$$

Выразим сопротивление при температуре T через начальное сопротивление при T_0

$$R_T = R_0[1 + \alpha(T - T_0)]. \quad (1.34)$$

1.8. Полупроводниковые терморезисторы

Сопротивление полупроводниковых терморезисторов (термисторов) резко уменьшается с ростом температуры. Их чувствительность значительно выше, чем металлических, поскольку температурный коэффициент сопротивления полупроводниковых терморезисторов примерно на порядок больше, чем у металлических. Если для металлов $\alpha = (4 \div 6) \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$, то для полупроводниковых терморезисторов $|\alpha| > 4 \cdot 10^{-2} \text{ 1/}^\circ\text{C}$. Правда, для термисторов этот коэффициент непостоянен, он зависит от температуры и им редко пользуются при практических расчетах.

Основной характеристикой терморезистора является зависимость его сопротивления от абсолютной температуры T :

$$R_T = Ae^{B/T}, \quad (1.35)$$

где A – постоянный коэффициент, зависящий от материала и конструктивных размеров термистора; B – постоянный коэффициент, зависящий от физических свойств полупроводника.

Сравнение формулы (1.35) с формулой (1.31) показывает, что у термисторов с ростом температуры сопротивление уменьшается, а у металлических терморезисторов – увеличивается. Следовательно, у термисторов температурный коэффициент сопротивления имеет отрицательное значение.

Чувствительность терморезистора (как датчика температуры) можно оценить как относительное изменение его сопротивления $(\Delta R/R)$, деленное на вызвавшее это изменение приращение температуры:

$$S_d = (\Delta R/R)/\Delta T. \quad (1.36)$$

В пределе при $\Delta T \rightarrow 0$

$$S_d = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT}. \quad (1.37)$$

Для металлического терморезистора чувствительность можно получить, дифференцируя (1.34). Следовательно, $S_d = \alpha$, т. е. температурный коэффициент сопротивления определяет чувствительность.

Для полупроводникового терморезистора (термистора) чувствительность определяется дифференцированием (1.35):

$$S_d = \frac{1}{R} \frac{d(Ae^{B/T})}{dT} = A \frac{e^{B/T}}{R} \frac{d(B/T)}{dT} = -\frac{B}{T^2}. \quad (1.38)$$

Из (1.38) видно, что чувствительность термистора имеет нелинейную зависимость от температуры.

Электрическое сопротивление термистора при окружающей температуре $+20^\circ\text{C}$ называют номинальным или холодным сопротивлением.

Термисторы типа МТ-54 обладают очень малой тепловой инерцией, их постоянная времени порядка 0,02 с, и они используются в диапазоне температур от -70 до $+250$ °С. Малые размеры термистора позволяют использовать его, например, для измерений температуры полупроводниковых приборов и обмоток электродвигателей.

1.9. Датчики скорости

Датчики скорости (ДС) предназначены для преобразования угловой скорости двигателя или скорости движения рабочего органа механизма в электрический сигнал. В системах АЭП ДС используются для реализации обратной связи по скорости. В качестве ДС нашли широкое применение тахогенераторы (ТГ) – микромашины постоянного и переменного токов [2].

Тахогенератор постоянного тока представляет собой электрическую машину постоянного тока с независимым возбуждением или постоянными магнитами (рис. 1.10, а). Входная координата ТГ – угловая скорость ω , выходная – напряжение $U_{ВЫХ}$, выделяемое на сопротивлении нагрузки.

Так как

$$E_{ТГ} = k\Phi\omega = I(R_{ТГ} + R_H), \quad (1.39)$$

то

$$U_{ВЫХ} = \frac{k\Phi}{1 + R_{ТГ}/R_H} \omega = k_{ТГ} \omega, \quad (1.40)$$

где

$$k_{ТГ} = \frac{k\Phi}{1 + R_{ТГ}/R_H} \quad (1.41)$$

– передаточный коэффициент ТГ, В·с/рад; $k = pN/2\pi a$ – конструктивная постоянная; Φ – магнитный поток возбуждения, Вб; $R_{ТГ}$ – сопротивление якорной обмотки и щеточного контакта, Ом.

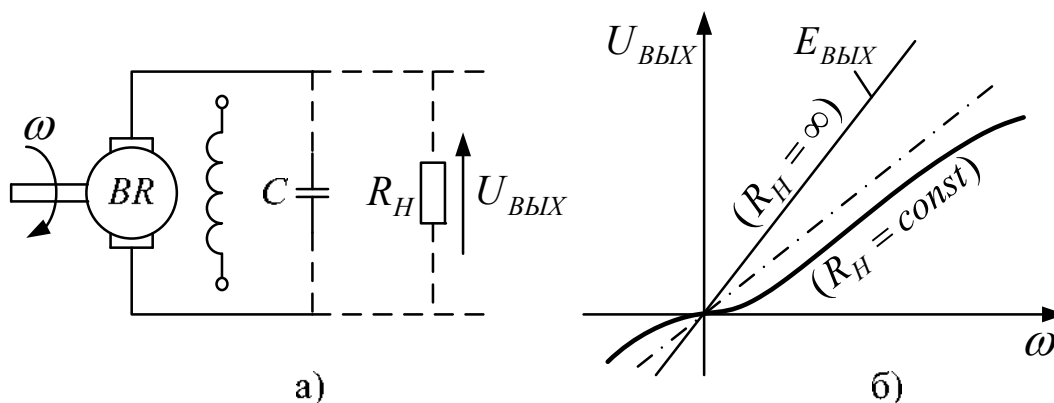


Рис. 1.10. Схема (а) и характеристика управления тахогенератора постоянного тока (б)

Передаточный коэффициент ТГ, строго говоря, не остается постоянным при изменении скорости из-за нелинейности сопротивления щеточного

контакта и реакции якоря. Поэтому в характеристике управления наблюдается определенная нелинейность в зонах малой и большой скоростей (рис. 1.10, б). Нелинейность в зоне малой скорости уменьшают применением металлизированных щеток с малым падением напряжения. Нелинейность характеристики из-за реакции якоря снижается ограничением сверху скорости и увеличением сопротивления нагрузки. При выполнении указанных мероприятий характеристику управления ТГ можно считать практически прямолинейной.

На работу ТГ существенное влияние оказывают конструктивно-технологические погрешности. Это коллекторные пульсации напряжения, обусловленные конечным числом коллекторных пластин, пульсации из-за зубцовой конструкции якоря, обратные пульсации, вызванные несимметрией воздушного зазора. Погрешности от указанных пульсаций сильнее искажают выходной сигнал ТГ в области низких скоростей. При снижении скорости уменьшается их частота и увеличивается амплитуда относительно уровня передаваемого сигнала. Эти погрешности ограничивают нижний предел скорости ТГ. Для уменьшения перечисленных пульсаций тахогенераторы выполняются с повышенным числом коллекторных пластин, со скошенными по винтовой линии на одно зубцовое деление пазами якоря, с увеличенным воздушным зазором. Тахогенераторы высокой точности выполняются с полным беспазым якорем. Для дополнительного снижения пульсаций к выходу ТГ подключают конденсатор (рис. 1.10, а), при этом передаточная функция ТГ приобретает вид

$$W_{TG}(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{\omega(p)} = \frac{k_{TG}}{T_{\Phi}p + 1}, \quad (1.42)$$

где

$$T_{\Phi} = \frac{R_{TG}}{1 + R_{TG}/R_H} \quad (1.43)$$

– постоянная времени фильтра, с.

Конденсатор выполняет функцию фильтра пульсаций угловой скорости. Чем больше T_{Φ} , тем меньше пульсации в выходном напряжении ТГ. Однако при этом ограничивается частотная полоса пропускания ТГ. При частотах передаваемого сигнала

$$f_{\Pi} > 1/2\pi T_{\Phi} \quad (1.44)$$

амплитудные искажения превышают 3 дБ, а фазные 45°.

Тахогенераторы переменного тока выполнены на базе асинхронной двухфазной машины. На статоре имеются две взаимно перпендикулярные обмотки: обмотка возбуждения, расположенная по оси α (фаза α), и выходная управляющая обмотка, расположенная по оси β (фаза β) и включенная на сопротивление нагрузки ТГ Z_H (рис. 1.11). Для уменьшения момента инерции ротор выполняется тонкостенным в виде полого стакана из немагнитного материала (обычно алюминиевого сплава). Внутри ротора размещается

неподвижный стальной шихтованный сердечник, по которому замыкается магнитный поток.

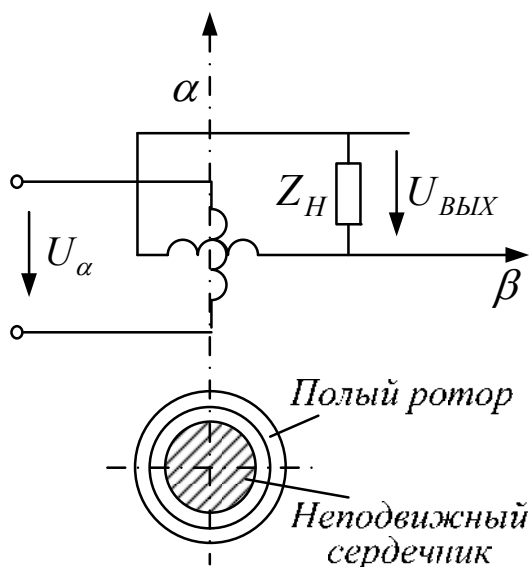


Рис. 1.11. Схема асинхронного двухфазного тахогенератора переменного тока

Амплитудные значения ЭДС и передаточного коэффициента ТГ находят по формулам:

$$E_{ВЫХm} = \underline{K}_{ТГ} \omega ; \quad (1.45)$$

$$K_{ТГ} = U_{ам} / \left(\omega_C \sqrt{A^2 + B^2} \right), \quad (1.46)$$

где

$$A = a \left(1 + 2 \frac{R_C}{R'_P} \right) + \frac{x_C}{R'_P} (1 + a^2 - \omega_*^2),$$

$$B = 1 + 2a \frac{x_C}{R'_P} - \frac{R_C}{R'_P} (1 + a^2 - \omega_*^2),$$

$$\alpha = R'_P / x_\mu .$$

Анализ позволяет сделать следующие выводы. При изменении направления угловой скорости изменяется знак $\underline{E}_{ВЫХm}$. Это означает, что при этом изменяется на 180° фаза выходной ЭДС. В области малых скоростей, когда ω_*^2 мала, амплитуда ЭДС $E_{ВЫХm}$ практически пропорциональна скорости, а фаза неизменна.

С ростом скорости линейность характеристик управления ТГ нарушается: несколько снижаются как передаточный коэффициент, так и фаза ТГ. Чем меньше собственное сопротивление обмотки возбуждения, тем меньше искажения имеют характеристики ТГ. В пределе, когда $Z_C = 0$,

$$\underline{K}_{ТГ} = U_\alpha / [\omega_C (a + j)] = const; \quad tg \varphi_{ВЫХ} = 1/a = const .$$

Нелинейный характер зависимости амплитуды и фазы $E_{ВЫХ}$ от скорости вызывает соответствующие погрешности $\Delta E_{ВЫХm}$ и $\Delta \varphi_{ВЫХm}$ тахогенератора.

Эти погрешности вытекают из принципа работы асинхронного ТГ. Соответствующим ограничением диапазона изменения скоростей сверху можно практически устранить указанные погрешности. Существенные амплитудные и фазные искажения в выходное напряжение может вносить сопротивление нагрузки. Поэтому на практике обычно используют тахогенератор в режиме, близком к холостому ходу. Для реализации такого режима соединяют ТГ с нагрузкой через эмиттерный повторитель, обладающий высоким входным сопротивлением. В такой схеме ТГ удастся согласовать даже с низкоомной нагрузкой.

В современных системах АЭП с большими диапазонами регулирования скорости и высокими требованиями к ее стабилизации точность ТГ может оказаться недостаточной. Для таких систем используются цифровые датчики скорости (ЦДС). Функционально в ЦДС можно выделить две основные части: импульсный преобразователь скорости – датчик импульсов (ДИ), преобразующий угловую скорость вала в импульсы с частотой f , пропорциональной скорости, и кодовый преобразователь – счетчик импульсов (СИ), формирующий на интервале измерения T цифровой код A_n выходной величины датчика скорости.

Датчик импульсов может быть выполнен на основе индуктосина или фотоэлектрического кодового диска. В любом варианте датчик импульсов вырабатывает две серии импульсов, сдвинутых по фазе на $\pi/2$, которые используются для определения угловой скорости и ее знака. На двух дорожках расположены пропускающие свет щели. Свет от источников через щели попадает на фотодиоды, которые при этом открыты и пропускают ток. Когда щель выходит из луча света, фотодиоды запирают цепь. При вращении диска с угловой скоростью ω фотодиоды дают чередование максимального и минимального сигналов с частотой

$$f_{ДН} = \frac{\omega}{2\pi} N_{ДН}, \quad (1.47)$$

где $N_{ДН}$ – число импульсов на один оборот диска.

Токовый сигнал фотодиода изменяется по форме и амплитуде при изменении скорости вращения. Поэтому для получения стабильных сигналов с неизменными амплитудой и продолжительностью в состав датчика импульсов входит узел формирования выходных импульсов (рис. 1.12).

Выделение импульсов на каналах положительной скорости (направление «вперед», $U_{ВЫХВ}$) или отрицательной скорости (направление «назад», $U_{ВЫХН}$) осуществляется логическим узлом. На первом выходном канале импульсы $U_{ВЫХВ}$ появляются при таком направлении вращения, при котором сигнал U_2 опережает по фазе на $\pi/2$ сигнал U_1 и элемент совпадения $И_1$ открыт для импульсов $U_{ВЫХ1}$. При другом направлении вращения, когда U_2 отстает по фазе на $\pi/2$ от U_1 , элемент совпадения $И_2$ открыт для импульсов $U_{ВЫХ2}$, которые поступают на второй выходной канал $U_{ВЫХН}$. Формирование

цифрового кода на выходе датчика скорости с помощью счетчика может выполняться двояко. На заданном периоде измерения T счетчик может подсчитывать число импульсов, которое будет характеризовать среднее значение скорости:

$$N = f_{дн} T = \frac{\omega}{2\pi} N_{дн} T. \quad (1.48)$$

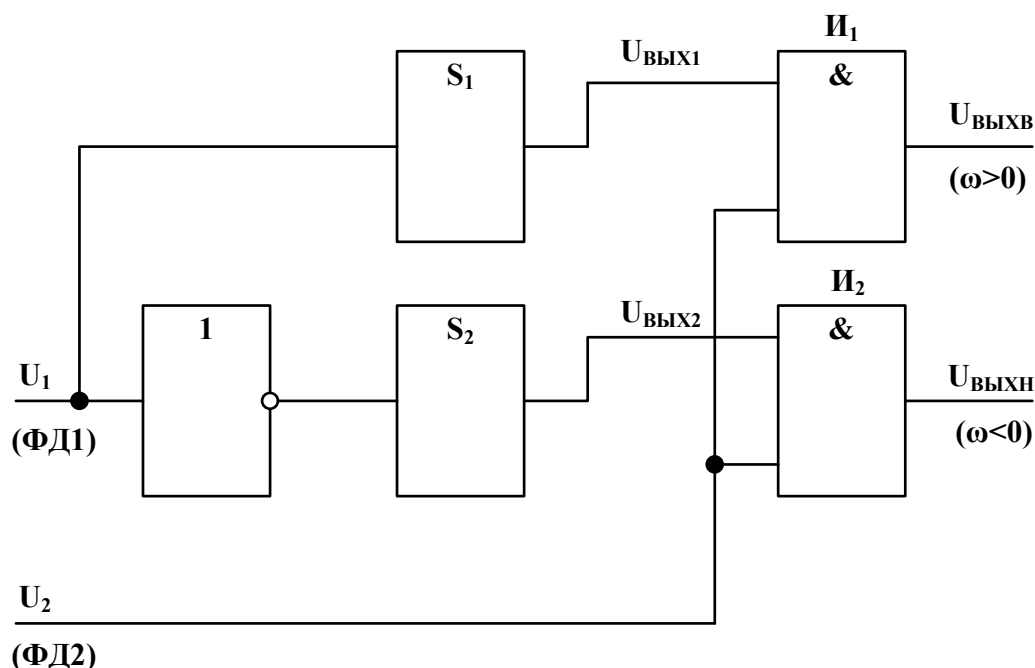


Рис. 1.12. Узел формирования выходных импульсов

Так как младшему разряду датчика соответствует один импульс, то разрешающая способность ЦДС составляет $N:1$, а точность измерения $\delta = 1/N$. Очевидно, дискретность по скорости датчика, об/с, определится величиной

$$\Delta n_0 = 1/(N_{дн} T). \quad (1.49)$$

Таким образом, точность ЦДС тем выше, чем больше измеряемая скорость и период измерения.

Увеличение значения T для уменьшения погрешности при низких скоростях нежелательно, так как при этом возрастает дискретность по времени и увеличивается расхождение между средним и мгновенным значениями скорости, что может затруднить использование ЦДС в системах управления.

Другой вариант формирования цифрового кода скорости состоит в определении интервала времени между двумя импульсами путем подсчета числа высокочастотных опорных импульсов, уместящихся на измеряемом интервале. Данный способ имеет, напротив, максимальную разрешающую способность на самых низких скоростях, когда период следования импульсов максимален и содержит наибольшее число опорных импульсов. Однако высокая точность датчика при низких скоростях относится также лишь к среднему за измеряемый интервал значению скорости. При повышении скорости точность данного ЦДС снижается.

Рассмотренные варианты ЦДС обеспечивают высокую точность измерения скорости, и тем большую, чем продолжительней период измерения. Однако данный период измерения вносит в систему управления с ЦДС дискретность по времени, которая вносит искажения в работу высокочастотных систем. Поэтому для снижения дискретности по времени в быстродействующих системах с управлением по интегралу сигнала рассогласования интегрирование разности скоростей выполняется подсчетом разности непосредственно числа импульсов с задающего устройства и с датчика импульсов с помощью реверсивного счетчика.

1.10. Электромашинные устройства систем синхронной связи

В различных отраслях промышленности и схемах автоматического управления и регулирования, а также в следящих системах широкое применение получили индукционные системы синхронной связи, под которыми понимают совокупность устройств, служащих для измерения или передачи на расстояние угловых перемещений двух или нескольких валов, механически не связанных между собой.

Основными показателями, характеризующими свойства индукционных систем синхронной связи, являются: питание от сети переменного тока постоянной частоты и самосинхронизация в пределах одного оборота вала. К достоинствам таких систем можно отнести: 1) отсутствие искровой коммутации при работе системы; 2) высокую точность (ошибка не более $2,5^\circ$ для машин низшего класса); 3) плавность отработки приемником поворота датчика; 4) использование датчиков и приемников бесконтактного типа; 5) однотипность датчиков и приемников.

Применяемые в индукционных системах в качестве датчиков и приемников микромашины получили название сельсинов [3].

Обмотки датчика и приемника, соединенные между собой линией связи, называют обмотками синхронизации, а обмотки, присоединяемые к питающей сети и предназначенные для создания магнитного потока машины, – обмотками возбуждения.

Сельсины подразделяют на трех- и однофазные. Трехфазные сельсины применяют при относительно больших мощностях. Конструктивно их выполняют как обычные трехфазные асинхронные двигатели с фазным ротором.

У однофазных сельсинов обмотки возбуждения, как правило, однофазные, а обмотки синхронизации выполнены по типу трехфазных обмоток, фазы которых сдвинуты пространственно на 120° и соединены в звезду. Следует иметь в виду, что токи, протекающие по фазовым обмоткам, имеют одну и ту же временную фазу. Ток по обмоткам ротора протекает только в момент отработки. Основным видом однофазного сельсина следует считать машину, имеющую сосредоточенную обмотку возбуждения на статоре и

распределенную обмотку синхронизации на роторе. Однофазные сельсины делятся на контактные и бесконтактные.

Из контактных сельсинов наибольшее распространение получили сельсины с явнополюсной магнитной системой. Обмотку возбуждения (ОВ) выполняют сосредоточенной; ее располагают как на полюсах статора, так и на полюсах ротора. В соответствии с этим различное расположение имеет и распределенная обмотка синхронизации (ОС).

Для самосинхронизации в пределах одного оборота сельсины проектируют двухполюсными. Полюсы имеют полюсные наконечники с углом охвата ротора около 120° . Чтобы приблизить форму кривой распределения поля к синусоидальной, воздушный зазор делают неравномерным, увеличивая к краям полюсного наконечника.

С точки зрения характеристик системы безразлично, где расположена обмотка возбуждения: на статоре или на роторе. Однако в сельсинах с обмоткой возбуждения на статоре в цепи обмотки синхронизации находятся три скользящих контакта, снижающих точность и надежность работы системы. Достоинство такой конструкции заключается в том, что ток через скользящие контакты в индикаторном режиме работы протекает только при наличии угла рассогласования.

В сельсинах с обмоткой возбуждения на роторе число скользящих контактов уменьшается до двух. Однако при этом через щетки и кольца непрерывно проходит ток возбуждения, что при длительном нахождении системы в состоянии покоя может вызвать подгорание щеточных контактов. Но ввиду малого тока возбуждения это явление наблюдается редко.

Существенный недостаток контактных сельсинов – наличие скользящих контактов, снижающих их надежность. При слабом нажатии на щетки переходные сопротивления контактов получаются большими и неодинаковыми, контакт не надежен, что приводит к увеличению погрешности передачи. Если повышать нажатие на щетки, контакт улучшается, но растет момент трения, что увеличивает погрешность передачи угла, приводит к быстрому износу контактов. Чтобы уменьшить переходное сопротивление и увеличить надежность работы сельсинов, кольца и щетки выполняют из сплавов серебра.

Однако и это не может полностью избавить контактный сельсин от присущих ему недостатков. Поэтому в настоящее время широко распространены бесконтактные сельсины [3]. Отсутствие у них скользящих контактов позволяет получить лучшую устойчивость характеристик и длительно сохранить высокую точность.

Схема устройства бесконтактного сельсина приведена на рис. 1.13. Ротор (6) представляет собой два пакета, набранные из листовой стали, разделенные косой прокладкой (5) из немагнитного материала. Обмотки на роторе нет. Статор состоит из основного пакета (4) и двух боковых колец (2). В пазах основного пакета уложена распределенная обмотка синхронизации (7), выполненная по типу трехфазной. К кольцам (2) примыкают пакеты внешнего магнитопровода (1). Между кольцами и основным статорным пакетом расположены обмотки возбуждения (7) в виде кольцевых катушек,

охватывающих ротор. Как и в случае контактных сельсинов, ОВ (соединенные последовательно) присоединяют к однофазной сети, а ОС – к линии связи. Теоретический анализ работы бесконтактного сельсина в системе синхронной связи ничем не отличается от анализа работы контактного сельсина.

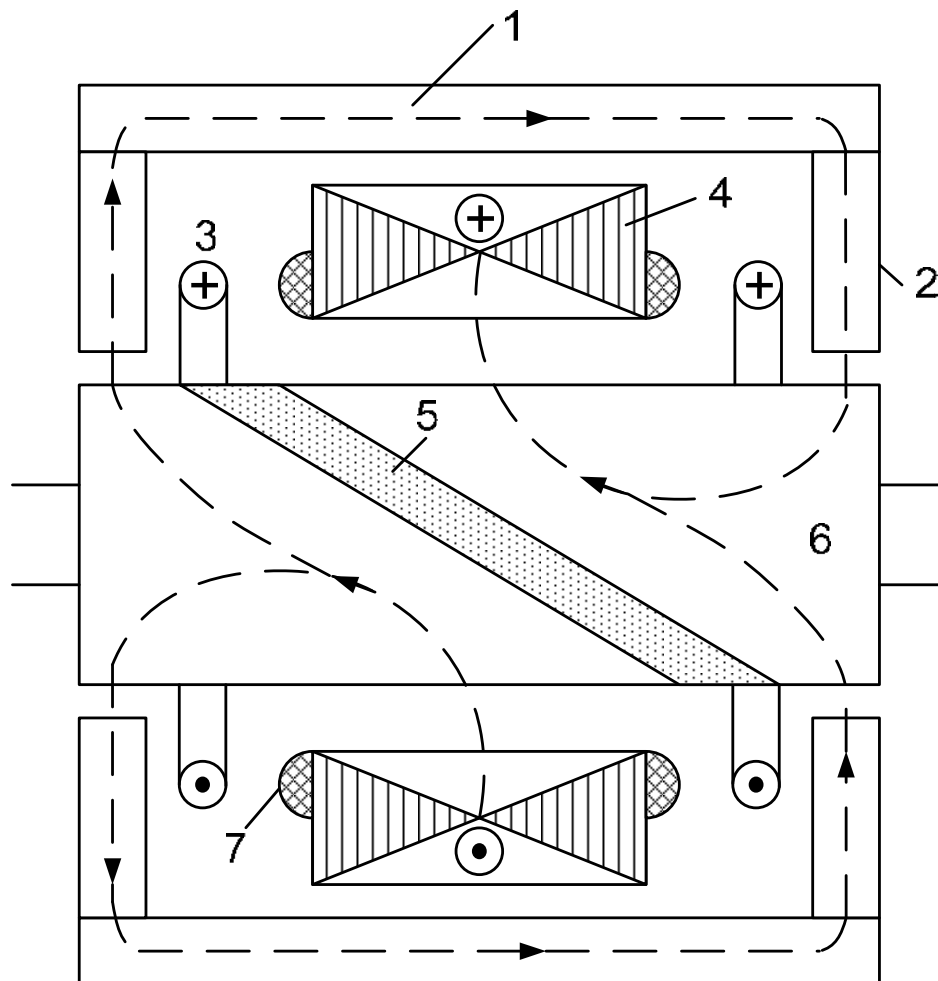


Рис. 1.13. Схема устройства бесконтактного сельсина

1.11. Работа сельсинов в индикаторном режиме

Целью индикаторной связи является передача угла на расстояние при незначительном моменте сопротивления приемника. В этом случае сельсин-приемник (СП) самостоятельно отрабатывает угол, задаваемый сельсин-датчиком (СД), не требуя дополнительных усилительных и исполнительных устройств. Схема индикаторной связи однофазных сельсинов приведена на рис. 1.14.

Сельсины, применяемые в индикаторных передачах, имеют явно выраженные полюсы с обмотками возбуждения на статоре и трехфазными обмотками синхронизации на роторе. Если повернуть ротор СД на угол α , то ротор СП сам повернется примерно на тот же угол α' в ту же сторону. Разность $\alpha - \alpha' = \theta$ называют углом рассогласования или ошибкой в повороте. Системы с индикаторными передачами называют дистанционными.

При анализе считают, что распределение индукции вдоль воздушного зазора синусоидальное, машина не насыщена и магнитный поток имеет постоянное значение.

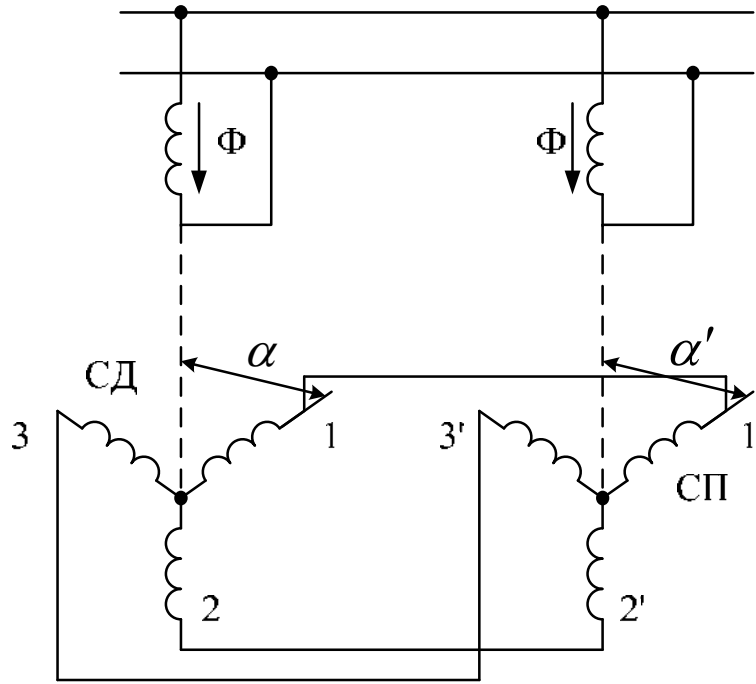


Рис. 1.14. Схема индикаторной связи однофазных сельсинов

При этом можно считать, что действующие значения ЭДС, наводимых потоком возбуждения в обмотках ротора, являются синусоидальными функциями угла поворота ротора и для датчика имеют вид

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= E_m \cos \alpha; \\ E_2 &= E_m \cos(\alpha - 120^\circ); \\ E_3 &= E_m \cos(\alpha - 240^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (1.50)$$

а для приемника определяются как

$$\left. \begin{aligned} E'_1 &= E_m \cos \alpha'; \\ E'_2 &= E_m \cos(\alpha' - 120^\circ); \\ E'_3 &= E_m \cos(\alpha' - 240^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (1.51)$$

Так как одинаковые обмотки СД и СП включены встречно (рис. 1.14), то между одноименными концами обмоток действуют разностные ЭДС:

$$\left. \begin{aligned} \Delta E_1 &= E_1 - E'_1 = E_m (\cos \alpha - \cos \alpha') = \\ &= 2E_m \sin \frac{\alpha + \alpha'}{2} \sin \frac{\alpha - \alpha'}{2} = 2E_m \sin \frac{\alpha + \alpha'}{2} \sin \frac{\theta}{2}; \\ \Delta E_2 &= E_m [\cos(\alpha - 120^\circ) - \cos(\alpha' - 120^\circ)] = \\ &= 2E_m \sin \left(\frac{\alpha + \alpha'}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}; \\ \Delta E_3 &= E_m [\cos(\alpha - 240^\circ) - \cos(\alpha' - 240^\circ)] = \\ &= 2E_m \sin \left(\frac{\alpha + \alpha'}{2} - 240^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.52)$$

Обозначив через Z сопротивление каждой фазной обмотки сельсина и пренебрегая сопротивлением проводов связи, найдем токи в проводах линии связи и роторах датчика и приемника, учтя, что $\alpha' = \alpha - \theta$, $I_m = E_m / Z$:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{\Delta E_1}{2Z} = \frac{E_m}{Z} \sin \frac{\alpha + \alpha'}{2} \sin(\theta/2) = I_m \sin(\alpha - \theta/2) \sin(\theta/2) \\ I_2 &= I_m \sin(\alpha - 120^\circ - \theta/2) \sin(\theta/2) \\ I_3 &= I_m \sin(\alpha - 240^\circ - \theta/2) \sin(\theta/2) \end{aligned} \right\} \quad (1.53)$$

Алгебраическая сумма токов

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_m \left[\sin(\alpha - \theta/2) + \sin(\alpha - 120^\circ - \theta/2) + \sin(\alpha - 240^\circ - \theta/2) \right] \sin(\theta/2) = 0. \quad (1.54)$$

Протекая по трем роторным обмоткам сельсина, сдвинутым в пространстве на 120° друг относительно друга, токи создают три МДС, также пространственно сдвинутые на 120° :

$$F_1 = 1,8 I_1 w k_{ОБМ}; F_2 = 1,8 I_2 w k_{ОБМ}; F_3 = 1,8 I_3 w k_{ОБМ}. \quad (1.55)$$

Складывая геометрически эти МДС, получают результирующую МДС, пространственное направление которой зависит от положения ротора. Результирующую МДС разлагают на две пространственные составляющие: продольную F_d , направленную по оси обмотки возбуждения, и поперечную F_q направленную перпендикулярно ей.

Синхронизирующий момент сельсина создается только в результате взаимодействия поперечной составляющей МДС F_q с потоком обмотки возбуждения; продольная составляющая МДС F_d в создании этого момента не участвует.

Для сельсина-приемника

$$F_q = F_1 \sin \alpha' + F_2 \sin(\alpha' - 120^\circ) + F_3 \sin(\alpha' - 240^\circ). \quad (1.56)$$

После несложных преобразований, подставляя вместо F_1 , F_2 и F_3 их значения из (1.55), выраженные через токи (1.53), получим

$$F_q = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_m w k_{ОБМ} \sin \theta = k \sin \theta. \quad (1.57)$$

Статическим синхронизирующим моментом сельсина $M_{СИНХ}$ называют вращающий момент, действующий на валу неподвижного ротора при угле рассогласования θ .

Статический синхронизирующий момент СП

$$\begin{aligned} M_{СИНХ} &= k' F_q \Phi \cos \varphi = k' k \Phi \cos \varphi \sin \theta; \\ M_{СИНХ} &= M_m \sin \theta, \end{aligned} \quad (1.58)$$

где $M_m = k' k \Phi \cos \varphi$; φ – угол между токами и ЭДС в обмотках.

Зависимость момента $M_{СИНХ}$ от угла рассогласования θ носит синусоидальный характер (рис. 1.15). Причем при повороте ротора до 180° (точки А и А') сельсин находится в устойчивом равновесии, так как $M_{СИНХ}$

стремится вернуть ротор в начальное положение 0. При отклонении ротора на угол больше 180° (например, точка В) сельсин находится в неустойчивом равновесии, так как $M_{\text{синх}}$ стремится увеличить угол рассогласования, пока ротор не придет в новое положение равновесия, отличающееся от начального на 360° .

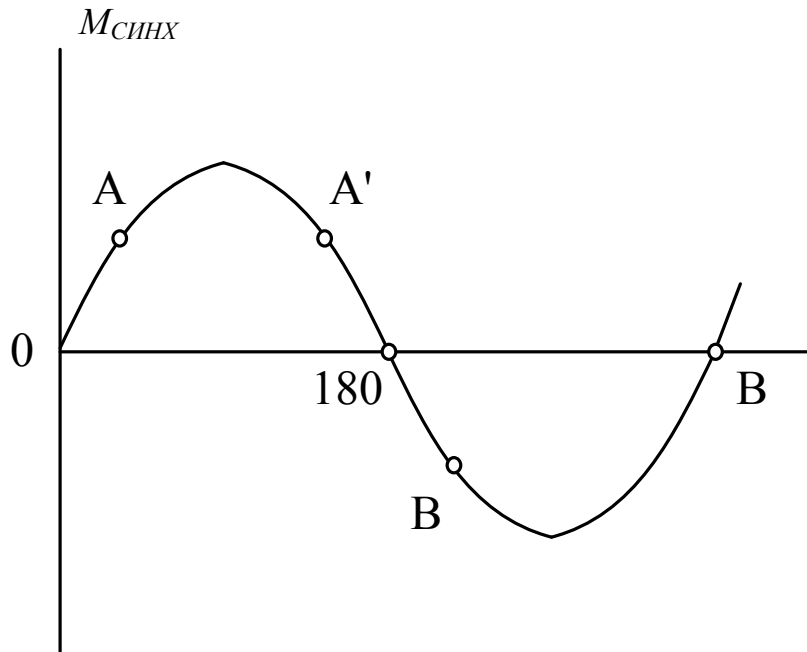


Рис. 1.15. Зависимость статического синхронизирующего момента от угла рассогласования

Помимо статического ($\omega = 0$) сельсины также могут работать в динамическом режиме как при равномерном ($\omega = \text{const}$), так и неравномерном ($\omega = \text{var}$) вращении. Поэтому представляет интерес динамический момент

$$M_{\text{дин}} = M_{\text{синх}} \cos \frac{\pi p n}{120 f};$$

$$M_{\text{дин}} = M_{\text{синх}} \cos \frac{\omega}{4f}. \quad (1.59)$$

С увеличением частоты f питающей сети $M_{\text{дин}}$ возрастает. Как правило, сельсины питаются от сети частотой 50, 400 или 500 Гц.

Точность работы сельсинов в индикаторных передачах зависит от технологических причин (одинаковая проводимость роторов по любой оси, отсутствие эксцентриситетов, симметрия обмотки и др.) и режима работы сельсинов.

По точности работы сельсины делят на три класса (табл. 1.2).

Таблица 1.2

Класс точности	1	2	3
Погрешность изготовления, град:			
СД	от 0 до $\pm 0,25$	от $\pm 0,25$ до $\pm 0,5$	от $\pm 0,5$ до $\pm 1,0$
СП	от 0 до $\pm 0,75$	от $\pm 0,75$ до $\pm 1,5$	от $\pm 1,5$ до $\pm 2,5$

Дифференциальное уравнение движения вала сельсина имеет вид

$$M_{\text{дин}} = M_H + J \frac{d\omega}{dt}; \quad (1.60)$$

$$M_{\text{синх}} \cos \frac{\omega}{2f} = M_H + J \frac{d\omega}{dt},$$

но $M_{\text{синх}} = M_m \sin \theta$, $\theta \leq 10^\circ$. Поэтому $M_{\text{синх}} \approx M_m \theta$. Тогда

$$M_m \theta \cos \frac{\omega}{2f} \approx M_H + J \frac{d\omega}{dt},$$

откуда угол рассогласования

$$\theta = \frac{M_H}{M_m \cos[\omega/(4f)]} + \frac{J}{M_m \cos[\omega/(4f)]} \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.61)$$

Установившееся значение угла рассогласования θ определяет ошибку, которая зависит от режима работы.

Статический режим ($\omega = 0$). Ротор датчика повернули на некоторый угол и остановили. Ротор приемника должен отработать тот же угол

$$\theta_{\text{СТ}} = M_H / M_m. \quad (1.62)$$

Режим равномерного вращения ($\omega = \text{const}$). Оба ротора вращаются равномерно и угол рассогласования

$$\theta_{\text{РВ}} = \frac{M_H}{M_m \cos[\omega/(4f)]} = \frac{\theta_{\text{СТ}}}{\cos[\omega/(4f)]}. \quad (1.63)$$

Режим неравномерного вращения ($\omega = \text{var}$). Угол рассогласования в этом режиме на основании (1.61) складывается из двух составляющих и является наибольшим:

$$\theta_{\text{НВ}} = \frac{\theta_{\text{СТ}}}{\cos[\omega/(4f)]} + \frac{J}{M_m \cos[\omega/(4f)]} \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.64)$$

1.12. Работа сельсинов в трансформаторном режиме

При трансформаторном режиме от СД к СП передается незначительный по мощности сигнал, который затем усиливается и воздействует на исполнительный двигатель (ИД) (рис. 1.16). В исходном положении ротора СД ось обмотки 1 совпадает с осью обмотки ОВ, в которой наводится максимальная ЭДС. При повороте ротора СД на угол θ обмотки 1–3 смещаются. Тогда ЭДС в обмотках СП

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= E_m \cos \theta; \\ E_2 &= E_m \cos(\theta - 120^\circ); \\ E_3 &= E_m \cos(\theta - 240^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (1.65)$$

Эти ЭДС вызовут соответствующие токи

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{E_1}{2Z} = \frac{E_m}{2Z} \cos \theta; \\ I_2 &= \frac{E_m}{2Z} \cos(\theta - 120^\circ); \\ I_3 &= \frac{E_m}{2Z} \cos(\theta - 240^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (1.66)$$

Каждый из этих токов в СП создает МДС:

$$\dot{F}_1 = k\dot{I}_1; \dot{F}_2 = k\dot{I}_2; \dot{F}_3 = k\dot{I}_3. \quad (1.67)$$

Продольная составляющая результирующей МДС в СП \dot{F}_{PE3} равна сумме проекций МДС отдельных фаз (F_1, F_2, F_3) на ось ОВ. Эта МДС создает магнитный поток, пронизывающий выходную обмотку СП и наводит в ней ЭДС. Тогда выходное напряжение

$$\begin{aligned} U_{BIX} &= k'(kI_1 \cos 0^\circ + kI_2 \cos 120^\circ + kI_3 \cos 240^\circ) = \\ &= k' \left[k \frac{E_m}{2Z} \cos \theta \cos 0^\circ + k \frac{E_m}{2Z} \cos(\theta - 120^\circ) \cos 120^\circ + \right. \\ &\quad \left. + k \frac{E_m}{2Z} \cos(\theta - 240^\circ) \cos 240^\circ \right] = k'' \cos \theta, \end{aligned} \quad (1.68)$$

где k'' – коэффициент пропорциональности между U_{BIX} и F_{PE3} .

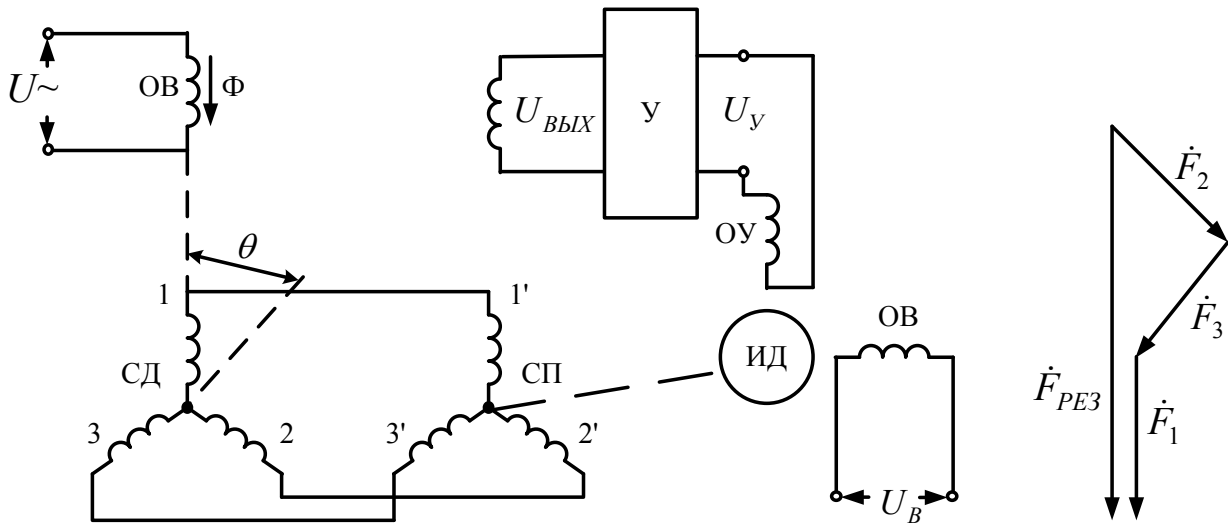


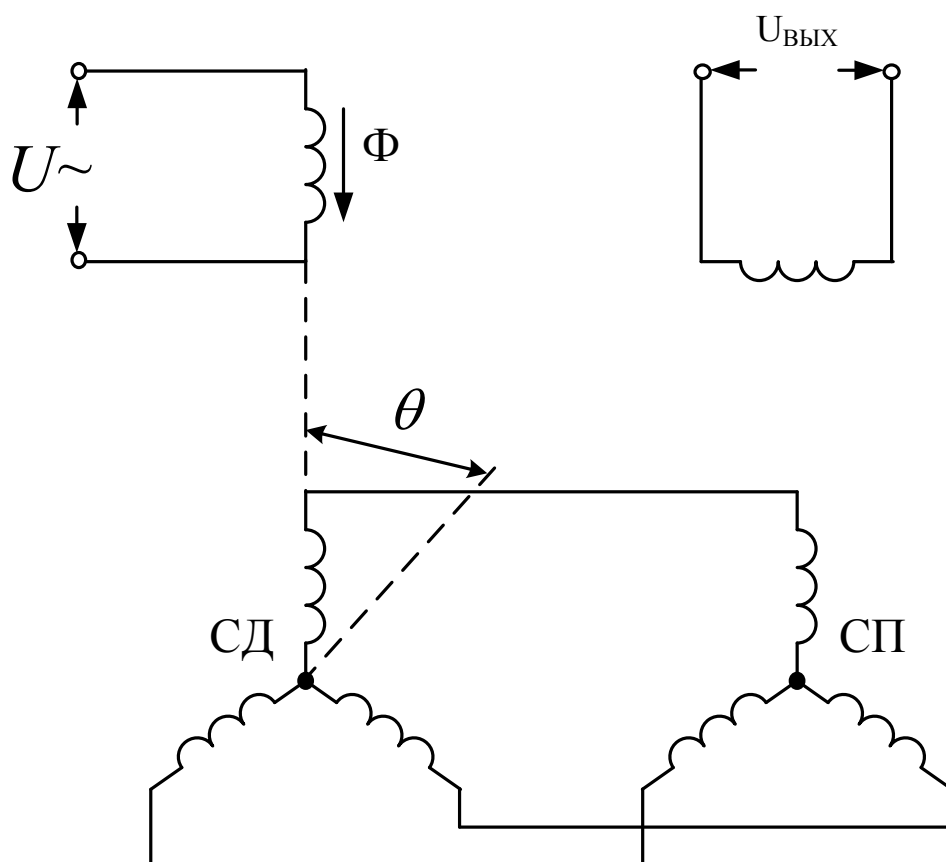
Рис. 1.16. Схема сельсина в трансформаторном режиме работы

Чтобы получить U_{BIX} , пропорциональное $\sin \theta$ или при малых углах самому углу θ , за исходное принимают положение выходной обмотки, повернутое на 90° (рис. 1.17): $U_{BIX} = k'' \sin \theta$. Если $\theta \leq 10^\circ$, то $U_{BIX} \approx k'' \theta$.

В зависимости от точности измерения угла рассогласования θ сельсин-трансформаторы делят на три класса (табл. 1.3).

Таблица 1.3

Класс точности	1	2	3
Погрешность измерения, град	от 0 до $\pm 0,25$	от $\pm 0,25$ до $\pm 0,5$	от $\pm 0,5$ до $\pm 0,75$

Рис. 1.17. Трансформаторная схема сельсинов с выходным напряжением, пропорциональным $\sin \theta$

Таким образом, наиболее точные сельсины 1-го класса работают с точностью до $\pm 0,25^\circ$. Для увеличения точности измерения угла применяют грубые и точные каналы. Роторы сельсинов-датчиков грубого (СДГ) и точного (СДТ) каналов связаны редуктором с передаточным числом $i = 15 - 35$. Поэтому при углах $\theta \leq 1^\circ$ на выходе СПГ напряжение составляет доли вольта, а на выходе СПТ — порядка нескольких вольт.

1.13. Дискретные датчики положения

Использование сельсина в качестве аналогового датчика угла имеет ограниченные возможности в отношении точности. Практический диапазон измерения углов составляет $\pm 60^\circ$. Если требуется измерять большие углы ($\theta_{\max} > 60^\circ$), то сельсин соединяется с рабочим валом через понижающий редуктор с передаточным отношением

$$i_p \approx \theta_{\max} / (\pi/3). \quad (1.69)$$

Точность измерения угла при этом снижается в i_p раз. Для измерения углов в больших диапазонах и с высокой точностью используются дискретные датчики. Их функциональной выходной величиной является число, представленное в двоичной системе счисления с помощью электрических дискретных сигналов. Необходимая точность достигается соответствующим числом разрядов датчика.

Простейший цифровой датчик угла – контактный с кодовым барабаном или кодовым диском.

Диск жестко соединен с валом, угол поворота которого подлежит преобразованию в цифровой код. Кодовый рисунок диска состоит из концентрических колец (дорожек), каждое из которых имеет чередующиеся электрически проводящие и непроводящие участки. Кольцо с наименьшим радиусом, имеющее два участка, относится к старшему разряду выходного числа, а кольцо с наибольшим радиусом – к младшему разряду. В каждом последующем от центра кольце число участков удваивается, что соответствует в двоичном коде переходу от одного разряда к другому. К токопроводящим участкам подводится напряжение через внешнее кольцо.

Считывание осуществляется с помощью токосъемных щеток. Положению щетки на проводящем участке соответствует цифра 1, а на непроводящем – 0. На границе смены участков из-за конечной ширины щеток и их неточной установки по одной прямой появляется неоднозначность считывания, приводящая к ложным значениям выходной величины датчика. Для устранения указанной неоднозначности применяют для каждого разряда, кроме младшего, две щетки, симметрично раздвинутые относительно прямой считывания. Выбор щетки для считывания выполняет логическая схема в зависимости от цифры предыдущего, более младшего разряда. При нулевом сигнале на щетке Щ1 ($y_1 = a_0 = 0$) считывание осуществляется с опережающей щетки Щ2' ($a_1 = y_2'$), а при единичном сигнале ($a_0 = 1$) – с отстающей щетки – Щ2'' ($a_1 = y_2''$). Аналогично выполняется считывание и на последующих разрядах в соответствии с алгоритмом

$$a_{i+1} = a_i y_{i+1}'' + \bar{a}_i y_{i+1}' \quad (1.70)$$

Любому углу поворота кодового диска в пределах 360° однозначно соответствует определенное сочетание единиц и нулей в выходных каналах датчика, т. е. определенный числовой эквивалент угла. При повороте трехдорожечного кодового диска на 360° выходная величина изменяется от 000 до 111, что в десятичной системе счисления означает изменение числа от 0 до 7. В пределах интервала дискретности

$$\Delta\theta_0 = 360^\circ/2^n \quad (1.71)$$

датчик не реагирует на изменение входной величины и его характеристика управления приобретает ступенчатый вид. Погрешность, вызванная дискретностью,

$$\delta = \pm \Delta\theta_0/2, \quad (1.72)$$

тем меньше, чем больше число разрядов n в датчике. Так как на одном кодовом диске трудно реализовать число разрядов более трех-четырёх, то для повышения точности датчика применяют несколько кодовых дисков (КД1 – КД3), соединенных с входным валом через редуктор и поворачивающихся с различными скоростями. Контактная система и погрешности измерительных редукторов лимитируют точностные показатели датчика. Практически реализуемое число разрядов в цифровом датчике угла данного типа не превосходит 9–10, что соответствует интервалу дискретности 21–42'.

Поэтому в высокоточных системах с допустимыми погрешностями менее 1' контактный датчик применяется для грубого отсчета угла. Точный отсчет выполняется с помощью цифрового датчика угла, в котором основным преобразовательным элементом служит многополюсный СКВТ – индуктосин.

Ротор индуктосина, имеющий двухфазную обмотку, жестко, без редуктора, соединен с исполнительным валом. Неподвижный статор имеет однофазную обмотку. Разрешающая способность датчика угла при одном и том же числе разрядов повышается с увеличением числа пар полюсов p индуктосина:

$$\Delta\theta_0 = \theta_{\max} / 2^n = 360^\circ / p \cdot 2^n. \quad (1.73)$$

Так, для $p = 512$ и $n = 8$ измеряемый угол $\theta_{\max} = 42,1'$, дискретность датчика угла $\Delta\theta_0 = 42,1 \cdot 60 : 2^8 \approx 10''$, и разрешающая способность в целом для датчика угла с двухотсчетной системой составит

$$360 \cdot 60 \cdot 60 / 10 = 1,3 \cdot 10^6.$$

Из двух цифровых датчиков угла может быть составлен цифровой датчик рассогласования. Для этого цифровые выходы датчиков подаются на входы сумматора, выполняющего операцию вычитания. Датчик задающего угла подключается ко входам уменьшаемого A_n , а датчик исполнительного угла – ко входам вычитающего B_n . Оба датчика должны быть синхронизированы тактовыми импульсами общего задающего генератора. На выходе сумматора выделяется разностный цифровой сигнал D_n . Заранее известный закон изменения задающего угла может быть сформирован в цифровом коде с помощью только вычислительных узлов без использования сложного электромеханического устройства – индуктосина. В этом случае цифровое задающее устройство, синхронизированное по моментам считывания с цифровым датчиком угла, вводит свой выходной сигнал на входы сумматора для уменьшаемого числа. Сигнал рассогласования между цифровым задающим устройством и ЦДУ выделяется на выходе сумматора. В цифро-аналоговых системах управления выходной цифровой сигнал преобразуется в аналоговый с помощью ЦАП.

1.14. Вращающиеся трансформаторы

Вращающиеся (поворотные) трансформаторы (ВТ) применяют в автоматических устройствах для получения выходных напряжений (электрических сигналов), пропорциональных функциям угла поворота ротора α , например $\sin \alpha$, $\cos \alpha$ или самому углу α .

В автоматических устройствах ВТ работают как в режиме поворота ротора в пределах определенного ограниченного угла, так и при непрерывном вращении [3].

Для всех этих случаев может быть использован один и тот же тип ВТ при различном включении его обмоток. Конструктивно ВТ выполняют так же, как асинхронный двигатель с фазным ротором.

Как правило, на статоре и роторе размещено по две обмотки, сдвинутые между собой на 90 эл. град (рис. 1.18, а, где $СГ_1$ – $СГ_2$ – главная статорная обмотка; $СВ_1$ – $СВ_2$ – вспомогательная статорная обмотка; A_1 – A_2 – синусная роторная обмотка; B_1 – B_2 – косинусная роторная обмотка).

Ротор поворачивают с помощью точного редукторного механизма. Для уменьшения числа выводных зажимов с 8 до 6 применяют одностороннее соединение статорных и роторных обмоток внутри машины (рис. 1.18, б).

Принцип действия ВТ основан на том, что при повороте ротора взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора, а следовательно, и ЭДС в обмотках последнего, наведенные пульсирующим потоком возбуждения, изменяются по синусоидальному закону в зависимости от угла поворота ротора α . Для этого необходимо получить в воздушном зазоре машины распределение индукции по закону, близкому к синусоидальному. Однако наличие зубцов статора и ротора обуславливает ступенчатое распределение МДС обмоток и, следовательно, неизбежное содержание в них высших гармоник. Вследствие зубчатого строения статора и ротора периодически изменяется проводимость магнитной цепи ВТ, что вызывает появление зубцовых гармоник. Кроме того, из-за нелинейности кривой намагничивания возникают гармоники насыщения. Все эти факторы приводят к отступлениям от синусоидального пространственного распределения индукции, что вызывает погрешности в кривой зависимости ЭДС ротора от угла поворота.

Для повышения точности ВТ высшие гармоники по возможности уничтожают или ослабляют.

Выполнение на статоре и роторе обмоток с укороченным шагом позволяет уничтожить или ослабить высшие гармоники. Обычно на роторе помещают обмотки с укорочением шага на $\frac{1}{3}$ полюсного деления τ , а на статоре – на $\frac{1}{5}\tau$, что устраняет третью и пятую гармоники.

Зубцовые гармоники ослабляют, осуществляя скос пазов статора или ротора. По технологическим соображениям удобнее производить этот скос на роторе, причем он должен быть равным одному зубцовому делению статора.

В этом случае магнитная проводимость воздушного зазора вдоль окружности остается постоянной.

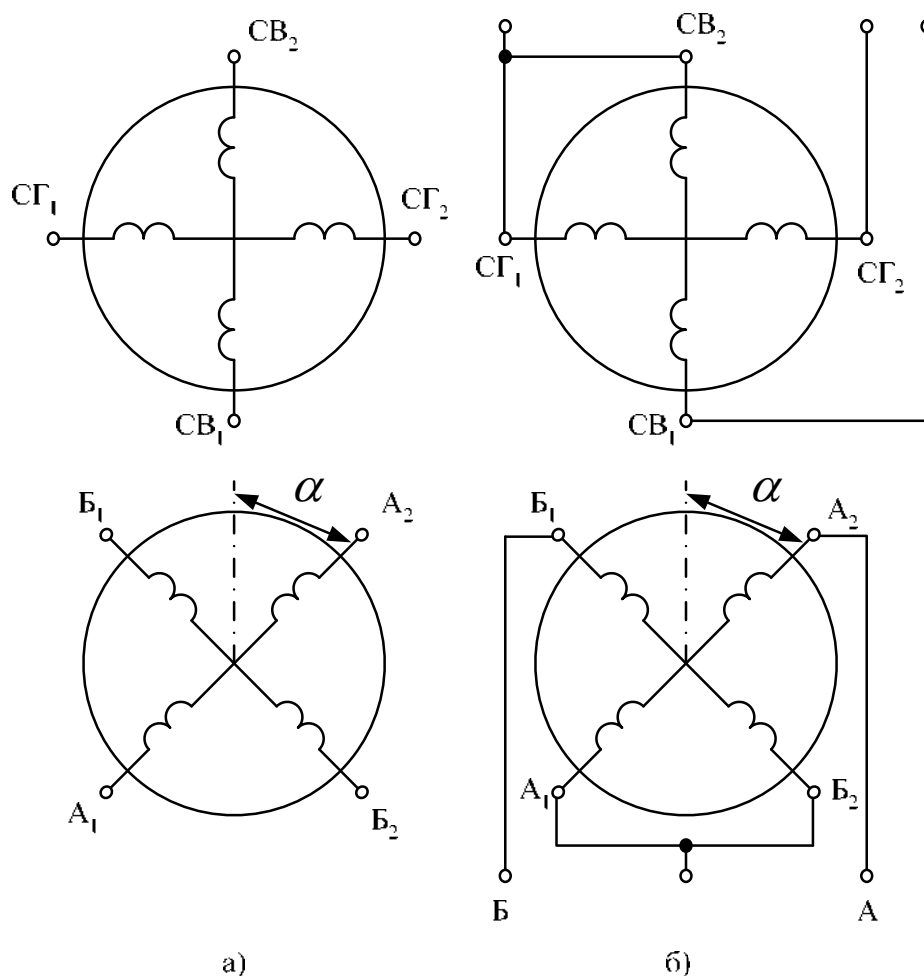


Рис. 1.18. Обозначение обмоток (а) и схема включения (б) вращающегося трансформатора

Во избежание появления погрешностей от гармоник насыщения при изготовлении статорных и роторных сердечников применяют листы пермаллоя, работают при малых насыщениях магнитной цепи и изготавливают ВТ с достаточно большим воздушным зазором. Все это позволяет создать ВТ высокого класса точности.

Класс точности ВТ определяется относительной погрешностью Δu , выраженной в процентах, т. е. разностью ординат в любой точке действительной кривой $u = f(\alpha)$ и идеальной синусоидальной кривой $u_i = f(\alpha)$, отнесенной к амплитуде U_{MAX} .

ВТ подразделяют на четыре класса точности: нулевой ($\Delta u = 0,05\%$); первый ($\Delta u = (0,05 - 0,1)\%$); второй ($\Delta u = (0,1 - 0,25)\%$); третий ($\Delta u > 0,25\%$).

В системах, в которых требуется более точное измерение угловой координаты вместо сельсинов, применяются синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ). По своему устройству СКВТ – двухфазная микромашинка переменного тока. Неявнополюсные статор и ротор имеют по две взаимно перпендикулярные обмотки: обмотку возбуждения и

квадратурную на статоре, синусную и косинусную обмотки на роторе (рис. 1.19, а).

В амплитудном режиме обмотка возбуждения, расположенная по оси α , получает питание от источника переменного тока:

$$u_B = U_{Bm} \sin \omega t. \quad (1.74)$$

Тогда в разомкнутых обмотках ротора наводятся ЭДС, амплитуды которых зависят от угла поворота ротора:

– для косинусной обмотки, расположенной по оси d,

$$E_{dm} = k_T U_{Bm} \cos \theta = E_m \cos \theta, \quad (1.75)$$

– для синусной обмотки, расположенной по оси q,

$$E_{qm} = k_T U_{Bm} \sin \theta = E_m \sin \theta, \quad (1.76)$$

где k_T – коэффициент трансформации между обмоткой возбуждения и каждой роторной обмоткой при их соосном положении.

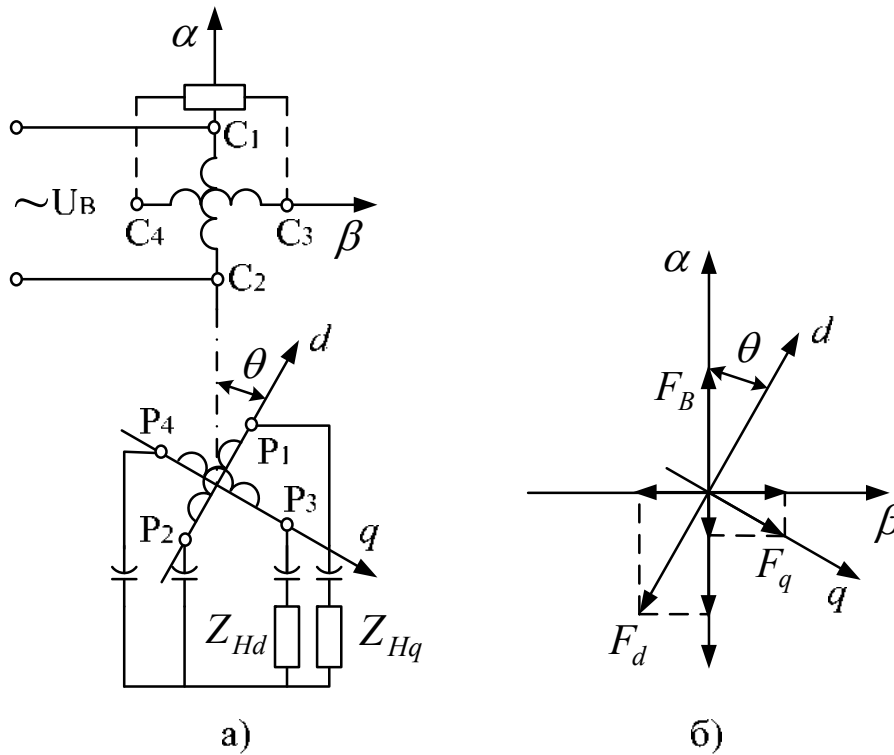


Рис. 1.19. Схема (а) и векторная диаграмма СКВТ (б)

Характеристики управления, определяемые (1.75) и (1.76), претерпевают определенные искажения в режиме нагрузки СКВТ, когда его роторные обмотки включены на сопротивления Z_{Hd} и Z_{Hq} (рис. 1.19, а). Возникающие токи в обмотках ротора (I_{dm} и I_{qm}) создают МДС реакции по осям d и q (рис. 1.19, б):

$$\underline{F}_d = \underline{I}_d W_P = \frac{E'_m e^{-j\varphi_d}}{Z_d} W_P \cos \theta; \quad (1.77)$$

$$\underline{F}_q = \underline{I}_q W_P = \frac{E'_m e^{-j\varphi_q}}{Z_q} W_P \sin \theta, \quad (1.78)$$

где φ_d, φ_q – фазы отставания токов I_d и I_q от ЭДС в цепях роторных обмоток; $Z_d = |Z_P + Z_{Hd}|$ – модуль суммарного сопротивления цепи косинусной обмотки, Ом; $Z_q = |Z_P + Z_{Hq}|$ – то же, синусной обмотки, Ом; E'_m – амплитуда ЭДС роторной обмотки при соосном положении с обмоткой возбуждения в режиме нагрузки, В; W_P – число витков обмотки ротора.

Результирующие МДС по осям статора:

$$\underline{F}_\alpha = \underline{F}_B - \left(\frac{E'_m e^{-j\varphi_d}}{Z_d} W_P \cos^2 \theta + \frac{E'_m e^{-j\varphi_q}}{Z_q} W_P \sin^2 \theta \right); \quad (1.79)$$

$$\underline{F}_\beta = \underline{F}_K + \left(-\frac{E'_m e^{-j\varphi_d}}{Z_d} W_P + \frac{E'_m e^{-j\varphi_q}}{Z_q} W_P \right) \sin \theta \cos \theta, \quad (1.80)$$

где $\underline{F}_B, \underline{F}_K$ – МДС обмотки возбуждения и квадратурной обмотки, А.

Из (1.79) и (1.80) следует, что при несимметричной нагрузке ротора ($Z_d \neq Z_q$) в его обмотках возникают дополнительные ЭДС от потока, создаваемого МДС реакции по оси β . При повороте ротора эти ЭДС изменяются в функции угла и вносят искажения в синусоидальную и косинусоидальную зависимости выходных ЭДС СКВТ. Искажения, вносимые реакцией по оси α , существенно меньше. Хотя МДС данной реакции зависит от угла поворота, однако изменение величины МДС компенсируется соответствующим изменением F_B . При достаточно малом сопротивлении обмотки возбуждения

$$E_B \approx U_B = \text{const}.$$

Следовательно, магнитные потоки по осям α и F_α остаются практически неизменными и искажения от реакции по оси α близки к нулю. При выполнении условия $Z_d = Z_q = Z$, которое называется вторичным симметрированием, МДС реакции по оси β обращается в нуль, так как при $Z_d = Z_q$ $\varphi_d = \varphi_q$ и слагаемые в скобках (1.80) равны и противоположны по знаку, при этом МДС реакции по оси α оказывается постоянной величиной, не зависящей от угла поворота ротора:

$$\frac{E'_m W_P}{Z} (\sin^2 \theta + \cos^2 \theta) = \frac{E'_m W_P}{Z} = \text{const}.$$

Таким симметрированием полностью устраняются искажения характеристик управления СКВТ в режиме нагрузки. В тех случаях, когда по условиям применения СКВТ не удастся выполнить вторичное симметрирование, используют так называемое первичное симметрирование, при этом МДС реакции по оси β компенсируются замыканием накоротко квадратурной обмотки и $F_\beta \approx 0$. Полная компенсация данной реакции имеет

место при условии равенства сопротивлений контуров обмотки возбуждения и квадратурной обмотки.

СКВТ превосходят по классам точности сельсины. В пределах от нулевого до третьего классов точности допустимые погрешности СКВТ составляют 4–22'.

В режиме фазовращателя обмотки статора получают питание от источника двухфазного напряжения. Образующееся при этом круговое поле наводит ЭДС в обмотке ротора, фаза которой линейно изменяется при повороте ротора. Данный режим можно получить в более простой схеме с использованием источника однофазного напряжения (рис. 1.20). В этой схеме принимаем следующие условия: $x_C = 1/(\omega C) = R$; сопротивление обмотки ротора $Z_p \ll R$; сопротивление нагрузки $Z_H \gg R$. При подключении обмотки возбуждения к напряжению в обмотках ротора наводятся ЭДС

$$e_{Pd} = E_m \cos \theta \sin \omega t;$$

$$e_{Pq} = E_m \sin \theta \sin \omega t,$$

где $E_m = k_T U_{Bm}$.

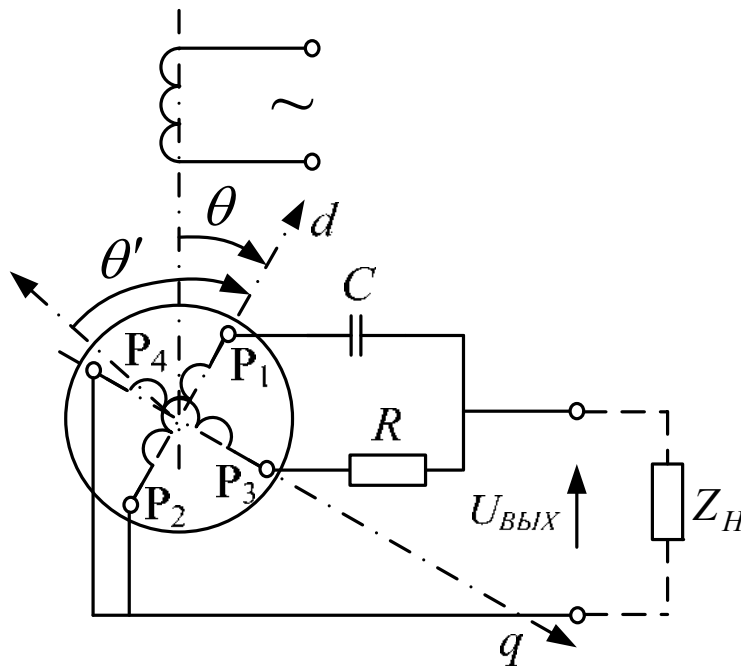


Рис. 1.20. Однофазная схема включения СКВТ для режима фазовращателя

В соответствии со схемой

$$e_{Pd} + e_{Pq} = \sqrt{2} E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{4} \right) \sin \omega t; \quad (1.81)$$

$$u_C = \frac{\sqrt{2} E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{4} \right)}{\sqrt{R^2 + x_C^2}} x_C \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) = E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{4} \right) \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right). \quad (1.82)$$

Так как $U_{BbIX} = e_{Pd} - u_C$, то с учетом (1.81) и (1.82) после простых тригонометрических преобразований получим

$$U_{BbIX} = E_m \sin \frac{\pi}{4} \cos \left(\omega t + \theta - \frac{\pi}{4} \right). \quad (1.83)$$

Если ось отсчета угла переместить на $\pi/4$ против часовой стрелки, то относительно углов $\theta' = \theta + \frac{\pi}{4}$ в новой системе отсчета

$$U_{BbIX} = \frac{\sqrt{2}}{2} k_T U_{Bm} \sin(\omega t + \theta'). \quad (1.84)$$

Таким образом, при $U_{Bm} = \text{const}$ и вращении ротора амплитуда выходного напряжения $U_{BbIXm} = \frac{\sqrt{2}}{2} k_T U_{Bm} = \text{const}$, а фаза равна углу поворота, при этом характеристика управления СКВТ в данной схеме фазовращателя имеет вид

$$\varphi = \theta'. \quad (1.85)$$

1.15. Датчики крутящего момента

Принцип работы датчиков основан на измерении угла скручивания упругого торсиона под действием крутящего момента

$$\varphi = \frac{M_K L}{G J_P}, \quad (1.86)$$

где φ – угол скручивания упругого торсиона на измерительной базе длины, рад;

M_K – крутящий момент, Н·см;

L – длина измерительной базы, см;

G – модуль упругости второго рода, Н·см⁻²;

J_P – полярный момент инерции, см⁴.

Конструктивно механическая часть этого типа датчиков – преобразователь крутящего момента – представляет собой упругий вал-торсион 1 (рис. 1.21), к двум сечениям которого 2 на измерительной базе 3 прикрепляются зубчатые индукторы, светомодулирующие диски или магнитные барабаны [4].

При вращении индукторов в чувствительных элементах (катушках с постоянными магнитами, фотоэлементах или магнитных головках) наводятся две импульсные последовательности $U_{Д1}$, $U_{Д2}$ переменных ЭДС, фаза которых пропорциональна относительному углу поворота φ 4 между сечениями 2, и, следовательно, измеряемому крутящему моменту, передаваемому торсионом 1.

Сигналы от чувствительных элементов $U_{Д1}$, $U_{Д2}$ (рис. 1.22) поступают на входы формирователей 1 и 10, на выходах которых образуются прямоугольные импульсы с фронтами, соответствующими по времени моменту перехода амплитуды переменной ЭДС через нуль.

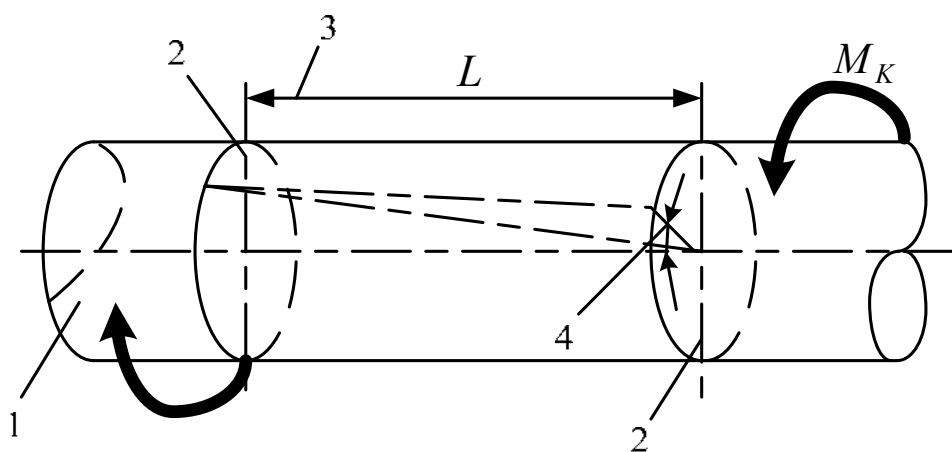


Рис. 1.21. Угловая деформация вала под действием момента

Выходы формирователей 1 и 10 соединены со входами схемы формирования временных интервалов 2, представляющей собой RS-триггер. Переключение триггера из единичного состояния в нулевое и обратно происходит каждый раз при поступлении на его входы импульсов от формирователей 1 и 10.

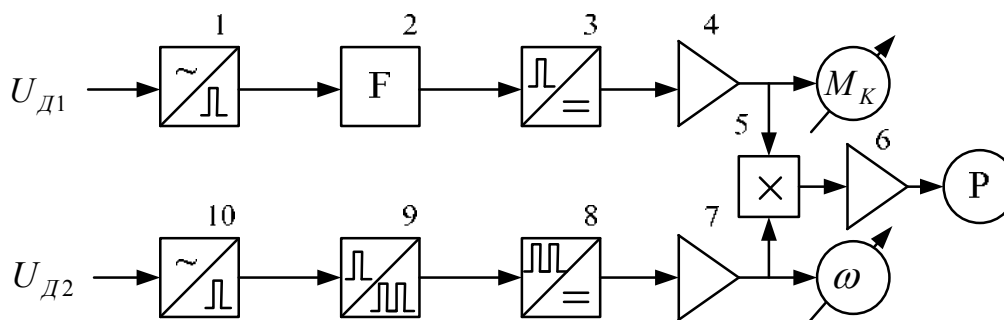


Рис. 1.22. Блок-схема вторичного электронного блока аналогового вычисления крутящего момента M_K , частоты вращения ω и мощности P

При нулевом крутящем моменте импульсные последовательности формирователей сдвинуты относительно одна другой на 180° и, следовательно, на выходе триггера 2 образуются прямоугольные импульсы типа меандра со скважностью, равной двум. При приложении крутящего момента ширина импульсов изменяется пропорционально моменту, причем положительному значению момента соответствует большая длительность импульса, чем у меандра, а отрицательному – меньшая. Этим обеспечивается реверсивный режим работы преобразователя крутящего момента в электрический сигнал. Выход триггера 2 соединен со входом схемы преобразователя 3, выделяющей среднее значение напряжения постоянного тока, пропорциональное площади входных импульсных сигналов. После масштабирования усилителем 4 сигнал напряжения, пропорционального измеряемому моменту, с соответствующим знаком подается на индикатор крутящего момента M_K . Одновременно сигнал с выхода формирователя 10 поступает на вход одновибратора 9, который

формирует импульсы с постоянной вольт-секундной площадкой, частота которых равна частоте вращения торсиона, умноженной на постоянный коэффициент. Выход схемы 9 соединен через схему выделения среднего уровня 8, аналогичную схеме 3, и через второй масштабирующий усилитель 7 с индикатором частоты вращения ω .

Одновременно аналоговые сигналы с выходов усилителей 4 и 7 подаются на входы аналогового умножителя 5 и через третий масштабирующий усилитель 6 – на индикатор мощности Р.

При цифровом исполнении вторичного электронного блока узлы 3...6, 8, 9 отсутствуют. Выходной сигнал триггера фазового сдвига 2 стробирует по времени счетные импульсы стабильной частоты, поступающие на вход счетчика. Количество импульсов, записанных в счетчике за измерительный интервал, выработанный триггером 2, пропорционально измеряемой величине крутящего момента. Канал измерения оборотов построен по принципу электронного частотомера: здесь за фиксированный промежуток времени производится подсчет импульсов с частотой, пропорциональной частоте вращения торсиона.

Структура некоторых моментометров отличается от блок-схемы, показанной на рис. 1.22. Например, моментометр, описанный в [4], содержит третье индукторное колесо и третий измерительный канал $U_{д3}$. В этом канале вырабатывается корректирующий сигнал, учитывающий ошибки, вызванные неправильной установкой оси чувствительных элементов относительно торсиона, а также ошибки, обусловленные действием неизмеряемых компонентов нагрузки: изгибающего момента, осевой силы и т. п. Сформированный третьим каналом сигнал вычитается из сигнала «моментного» канала, например, на выходе или входе усилителя 4. Компенсация температурных изменений упругих свойств вала, вызванная изменением модуля упругости материала торсиона от изменения окружающей температуры (например, для стали 40ХНМА температурный коэффициент равен $0,03 \frac{\%}{^{\circ}\text{C}}$) осуществляется, как правило, от терморезистора, размещенного в блоке чувствительных элементов. Термозависимая цепь включается также в «моментном» канале на входе или выходе усилителя 4.

Фазометрические датчики имеют по сравнению с магнитоупругими повышенный класс точности $\pm 0,2...1 \%$, большую надежность, лучшую линейность, меньшие гистерезис и температурную погрешность. Они могут эксплуатироваться в тяжелых условиях, например на борту летательных аппаратов, судов, вблизи от газотурбинных двигателей и т. п.

Существенным недостатком этих датчиков является невозможность их работы в статике. Кроме того, для проверки функционирования таких моментометров и их калибровки необходимы специальные устройства [4].

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Условие равенства моста постоянного тока.
2. Формула чувствительности мостовой схемы с одним датчиком.
3. Формула чувствительности мостовой схемы с двумя датчиками.
4. Формула чувствительности мостовой схемы с четырьмя датчиками.
5. Сравнить дифференциальную измерительную схему с мостовой по чувствительности.
6. Работа компенсационной измерительной схемы.
7. Чувствительность компенсационной измерительной схемы.
8. Принцип действия тензодатчиков.
9. Коэффициент Пуассона.
10. Чувствительность тензодатчика.
11. Принцип действия терморезистора.
12. Типы терморезисторов и их отличия.
13. Чувствительность металлического терморезистора.
14. Чувствительность полупроводникового терморезистора.
15. Типы датчиков скорости.
16. Принцип работы тахогенератора постоянного тока.
17. Принцип работы тахогенератора переменного тока.
18. Принцип работы цифрового датчика скорости.
19. Схема и работа формирователя выходных импульсов ЦДС.
20. Конструкция и работа сельсинов.
21. Трансформаторный режим работы сельсинов.
22. Индикаторный режим работы сельсинов.
23. Статические и динамические моменты сельсинов.
24. Режим равномерного вращения сельсинов.
25. Режим неравномерного вращения сельсинов.
26. Конструкция и работа дискретных датчиков положения.
27. Конструкция и работа вращающегося трансформатора.
28. Первичное симметрирование вращающегося трансформатора.
29. Вторичное симметрирование вращающегося трансформатора.
30. Схема и работа фазовращателя на основе ВТ.
31. Принцип работы датчика момента.
32. Схема блока вычислителя датчика момента.

2. ДАТЧИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

2.1. Структура датчиков электрических величин

С повышением требований к точности регулирования, таких переменных, как ток, момент, скорость, положение, появились замкнутые системы. В этих системах с помощью датчиков необходимо измерять какой-либо контролируемый параметр и вычитать пропорциональный ему сигнал из сигнала задания. Полученный при этом сигнал ошибки используется как управляющий и воздействует на соответствующий регулятор.

В системах АЭП контролируемыми и регулируемыми координатами являются не только механические величины: угол поворота, скорость, ускорение, но и электрические величины, такие, как ток, напряжение, ЭДС, мощность. Для измерения этих координат используются соответствующие датчики. К числу типовых можно отнести датчики тока (ДТ) и напряжения (ДН). Эти датчики наиболее часто применяются, на их основе строятся датчики ЭДС и мощности.

Назначение ДН и ДТ – преобразование входной величины – напряжения или тока цепи преобразователя, двигателя в выходной сигнал, пропорциональный входной величине. Датчики могут выполнять одновременно и функции согласующего элемента – потенциального разделителя, усилителя по напряжению, мощности. В зависимости от вида выходного сигнала датчики разделяются на аналоговые и дискретные (цифровые).

На рис. 2.1 изображены обобщенные структурные схемы аналоговых (рис. 2.1, а) и цифровых (рис. 2.1, б) ДН и ДТ [2].

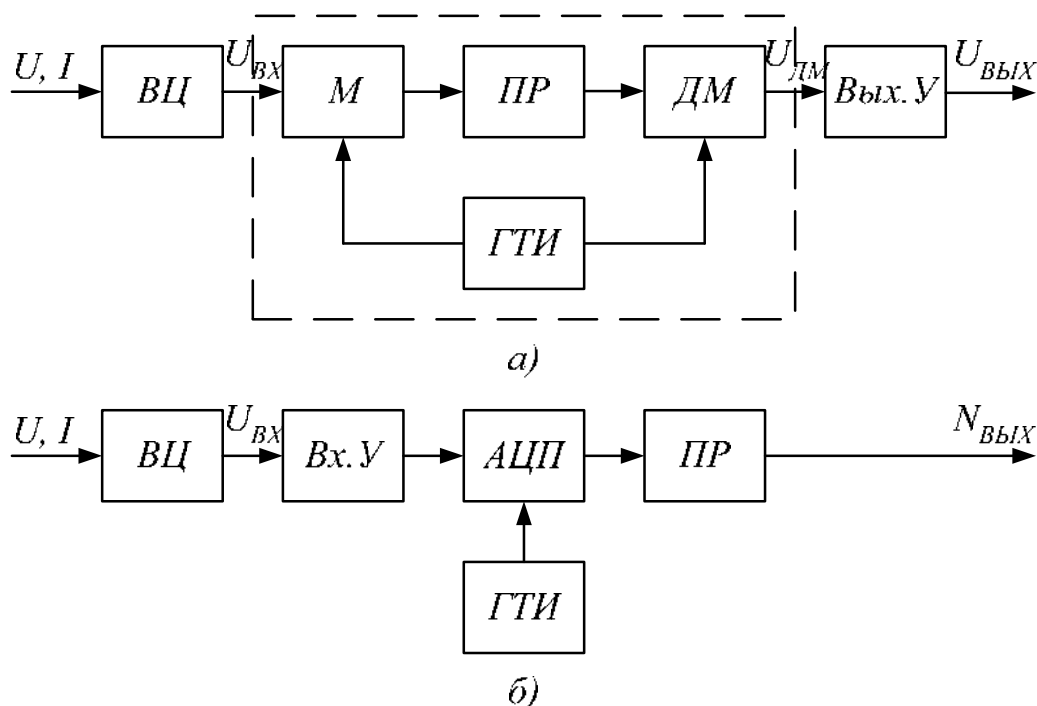


Рис. 2.1. Структурные схемы аналоговых (а) и цифровых датчиков напряжения и тока (б)

В составе аналогового датчика с выходным напряжением на постоянном токе можно выделить три части: входную цепь ВЦ, потенциальный разделитель ПР и выходной усилитель Вых.У. Собственно датчиком является входная цепь – делитель напряжения, шунт, трансформатор напряжения или тока с выпрямителем. Эта цепь преобразует измеряемые напряжения или ток во входное напряжение постоянного тока U_{BX} . Потенциальный разделитель гальванически разделяет входной и выходной сигналы. Для осуществления в данном датчике потенциального разделения с помощью трансформатора необходимо иметь на входе трансформатора модулятор М, а на выходе – демодулятор ДМ, работающие вместе с коммутирующим устройством – генератором тактовых импульсов ГТИ. Выходной усилитель формирует усиленный по напряжению и мощности выходной сигнал датчика $U_{ВЫХ}$. Характеристики управления ДН и ДТ без учета погрешностей прямолинейны:

$$U_{ВЫХ} = k'_{ВЦ} k_{ПР} k_{УВ} U = k_{ДН} U; \quad (2.1)$$

$$U_{ВЫХ} = k''_{ВЦ} k_{ПР} k_{УВ} I = k_{ДТ} I, \quad (2.2)$$

где $k'_{ВЦ} = U_{BX} / U$; $k''_{ВЦ} = U_{BX} / I$; $k_{ПР} = U_{ДТ} / U_{ВХ}$; $k_{УВ} = U_{ВЫХ} / U_{ДТ}$ – передаточные коэффициенты соответственно входных цепей ДН и ДТ, потенциального разделителя и выходного усилителя (рис. 2.1, а).

В отличие от безразмерного результирующего коэффициента ДН $k_{ДН}$ коэффициент ДТ $k_{ДТ}$ имеет размерность сопротивления (Ом), поскольку входная цепь представляет собой шунт, с которого снимается напряжение:

– для измеряемой цепи постоянного тока

$$U_{ВХ} = k''_{ВЦ} I = R_{Ш} I; \quad (2.3)$$

– для измеряемой цепи переменного тока

$$U_{ВХ} = k''_{ВЦ} I = k_{ТТ} k_B R_{Ш} I, \quad (2.4)$$

где $k_{ТТ}$ – коэффициент трансформации трансформатора тока; k_B – передаточный коэффициент выпрямителя.

Цифровые ДН и ДТ имеют также в своем составе входную цепь, потенциальный разделитель и усилитель, но для формирования цифрового выходного сигнала $N_{ВЫХ}$ снабжены АЦП (рис. 2.1, б). При дискретном сигнале потенциальный разделитель просто реализуется с помощью оптопар. Характеристики управления цифровых ДН и ДТ описываются выражениями:

$$N_{ВЫХ} = k'_{ВЦ} k_Y k_{ПР} k_{АЦП} U = k_{ДН} U; \quad (2.5)$$

$$N_{ВЫХ} = k'_{ВЦ} k_Y k_{ПР} k_{АЦП} I = k_{ДТ} I, \quad (2.6)$$

где k_Y , $k_{ПР} = 1$, $k_{АЦП}$ – передаточные коэффициенты соответственно входного усилителя, оптронного потенциального разделителя и АЦП.

2.2. Датчики Холла и магнитосопротивления

Эффект Холла – это физическое явление, которое заключается в следующем. Рассмотрим пластинку (рис. 2.2) из проводящего материала, вдоль которой проходит ток I . Если перпендикулярно плоскости пластинки и направлению тока действует магнитное поле напряженностью H , то в пластине возникает ЭДС, пропорциональная и току, и напряженности магнитного поля:

$$E = KIH, \quad (2.7)$$

где $K=k_x/d$ – коэффициент, зависящий от материала и толщины пластины d ; k_x – постоянная Холла.

Направление этой ЭДС, которая называется ЭДС Холла, перпендикулярно току и полю, т. е. ее можно измерить между боковыми продольными гранями пластины (рис. 2.2). Причина появления ЭДС Холла в том, что на движущиеся заряды в магнитном поле действует сила Лоренца. Ток в пластине – упорядоченное движение зарядов (в металле – электронов). Под действием магнитного поля они смещаются перпендикулярно направлению своего движения и вблизи одной продольной грани возникает избыток зарядов, а вблизи другой – недостаток. В обычных проводниковых материалах ЭДС Холла очень мала, что объясняется малой скоростью (точнее – подвижностью) носителей тока из-за их большой концентрации. В чистых полупроводниках обеспечивается высокая подвижность носителей тока, поэтому постоянная Холла для чистых полупроводников во много раз больше, чем для металлов.

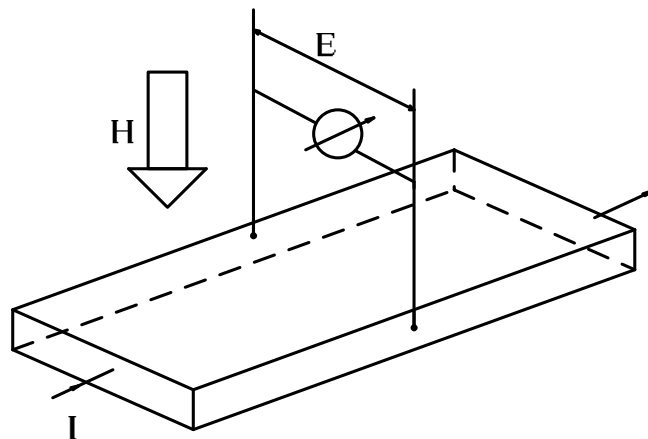


Рис. 2.2. Датчик Холла

Эффект магнитосопротивления – физическое явление, заключающееся в изменении сопротивления проводящих тел в магнитном поле. Объясняется это тем, что в присутствии магнитного поля на носители тока действует сила Лоренца, изменяющая траекторию их движения. Если бы не было магнитного поля, то под действием приложенного к проводящему телу напряжения носители тока перемещались бы по кратчайшему направлению. Изменение траектории под действием магнитного поля всегда удлиняет путь носителей тока, что проявляется как увеличение сопротивления. В сильных поперечных магнитных полях некоторые вещества могут иметь относительное увеличение

сопротивления $\alpha - \Delta R/R$ в десятки раз. Чаще всего величина α связана с напряженностью магнитного поля H квадратичной зависимостью

$$\alpha = k_R H^2, \quad (2.8)$$

где k_R – коэффициент, зависящий от материала и размеров.

Эффекты Холла и магнитосопротивления используются в датчиках, с помощью которых могут быть измерены различные электрические и магнитные величины.

2.3. Датчики тока

Датчики относятся к информационной части ЭП. От точности датчиков зависит точность замкнутых систем.

Требования, предъявляемые к датчикам:

- не должны вносить искажения в измеряемую цепь;
- должны обеспечить заданную точность;
- должны осуществлять преобразования измеряемого сигнала в электрический сигнал (U, I).

Самым распространенным датчиком постоянного тока является шунт (комбинированное термостабилизированное сопротивление). Графическое изображение шунта представлено на рис. 2.3 а, где RS – его условное обозначение [5].

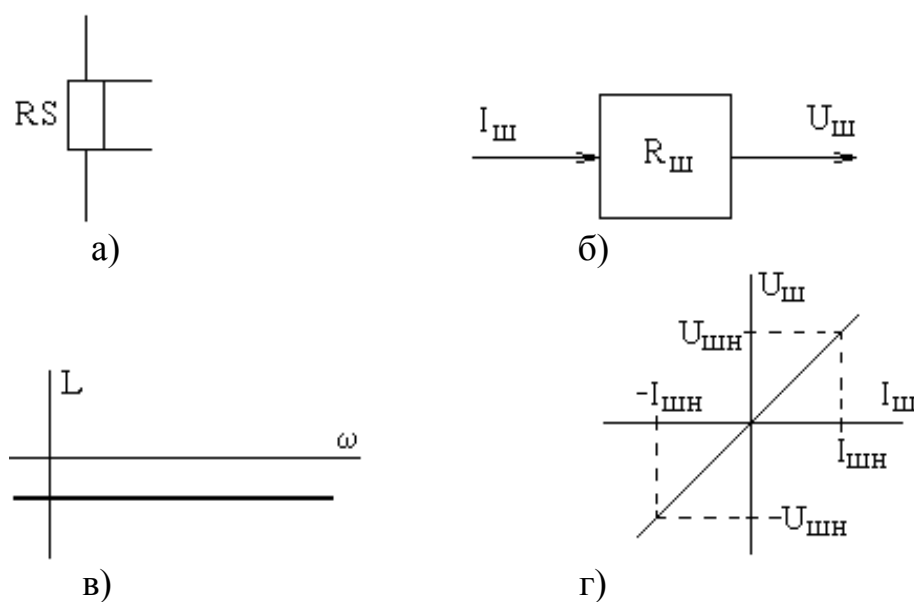


Рис. 2.3. Шунт и его характеристики

В соответствии с рис. 2.3, б, передаточная функция шунта

$$W(p) = \frac{U_{ш}(p)}{I_{ш}(p)} = R_{ш}. \quad (2.9)$$

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) шунта представлена на рис. 2.3, в. Стандартные шунты имеют падение напряжения $U_{шн} = 0,075 \text{ В}$ при номинальном токе $I_{шн} = (1-7500) \text{ А}$.

Частотная характеристика (ЛАЧХ) представлена на рис. 2.3, г.

Достоинства данного вида датчика тока:

- простота;
- точность.

Недостатки:

- низкий уровень выходного сигнала;
- гальваническая связь с силовой схемой.

Датчик тока на базе шунта с усилителями постоянного тока представлен на рис. 2.4, а, где принято обозначение – УПТ – усилитель постоянного тока.

Усилитель постоянного тока включает в себя:

- усилитель (разделительный трансформатор), выполняющий роль гальванической развязки;
- модулятор, преобразующий постоянный входной сигнал в переменный;
- демодулятор, работая синфазно с модулятором, выпрямляет усиленный сигнал и придает ему соответствующий знак (преобразование на частоте (1–50) кГц).

Передаточная функция датчика тока

$$W(p) = \frac{U_{дт}(p)}{I(p)} = K_{ш} K_{удт} = K_{дт}, \quad (2.10)$$

где $K_{ш}$ – коэффициент шунта;

$K_{удт}$ – коэффициент усиления датчика тока;

$K_{дт}$ – коэффициент датчика тока;

ВАХ и ЛАЧХ датчика тока представлены на рис. 2.4, б, в, соответственно.

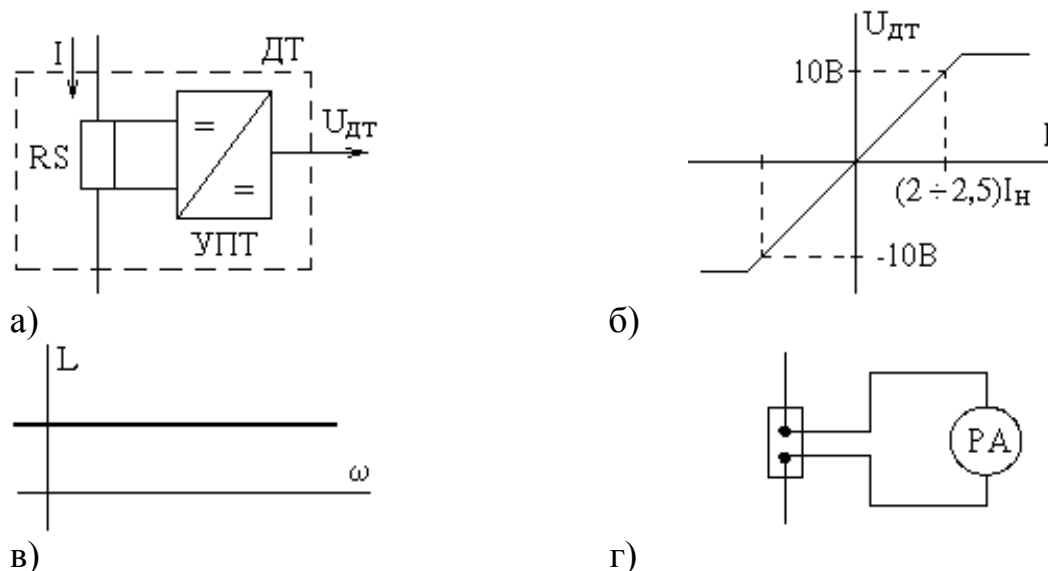


Рис. 2.4. Датчик тока на основе шунта и его характеристики

Насыщение ВАХ происходит либо за счет усилителя, либо от трансформатора.

Коэффициент усиления датчика тока

$$K_{удт} = \frac{K_{дт}}{K_{ш}};$$

$$K_{дт} = \frac{U_{дт}}{I} = \frac{U_{дт\max}}{I_{\max}},$$

где $U_{дт\max} = 10 \text{ В}$, $I_{\max} = (2 \div 2,5) I_N$.

$$K_{ш} = \frac{U_{ш}}{I_{ш}} = \frac{U_{шн}}{I_{шн}}, \text{ при } I_{шн} = I_{дн} \quad K_{ш} = \frac{U_{шн}}{I_{дн}};$$

$$K_{удт} = \frac{K_{дт}}{K_{ш}} = \frac{U_{дт\max} / 2I_{дн}}{U_{шн} / I_{дн}} = \frac{U_{дт\max}}{2U_{шн}} = \frac{10}{2 \cdot 0,0075} \cong 666,6.$$

Шунт используется для подключения к амперметру (рис. 2.4, г).

В настоящее время широко используются датчики тока на основе элементов Холла. В основе таких датчиков тока лежит измерение индукции магнитного поля, возникающего вокруг проводника с током, с помощью датчика Холла. В качестве элемента, регистрирующего магнитное поле, используется ферромагнитное кольцо с намотанными на него двумя обмотками первичной и вторичной. Через первичную обмотку протекает ток силовой цепи. Для датчика тока она имеет один виток. Вторичная обмотка может иметь несколько тысяч витков. В кольце имеется поперечный разрез. В нем установлен датчик Холла, который измеряет поток в воздушном зазоре. Схематический вид датчика тока представлен на рис. 2.5 [6].

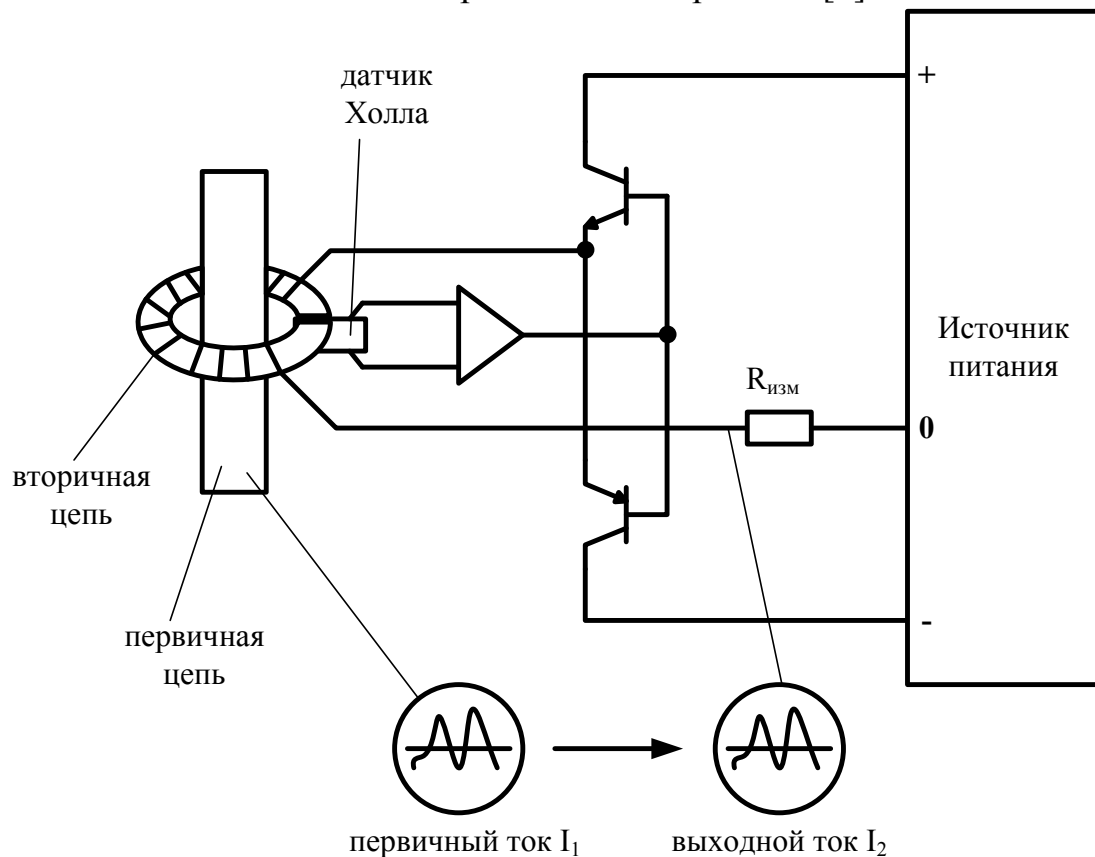


Рис. 2.5. Схема датчика тока с элементом Холла

Работа датчика основана на принципе компенсации магнитного поля.

При протекании измеряемого тока по первичной обмотке возникает магнитный поток, который намагничивает сердечник. На появление потока реагирует датчик Холла, и на его выходе появляется сигнал, который усиливается и подается на катушку вторичной цепи таким образом, чтобы создаваемый ею поток был направлен на размагничивание сердечника. Величина тока устанавливается такой, чтобы суммарный поток в сердечнике был равен нулю, при этом ампер-витки вторичной обмотки равны ампер-виткам первичной обмотки. Выходное напряжение снимается с измерительного сопротивления $R_{изм}$. Форма выходного тока точно повторяет форму тока силовой цепи (первичной). Функциональная схема устройства представлена на рис. 2.6.

Более подробно работу датчика тока можно пояснить, используя осциллограммы (рис. 2.7–2.10).

Любой незначительный выходной сигнал датчика Холла усиливается микросхемой А до максимума. Во вторичной цепи создается поток, который регистрируется датчиком Холла. Датчик выдает отрицательный сигнал на вход усилителя, в результате чего напряжение микросхемы меняет свой знак. Таким образом, выходной сигнал микросхемы колеблется от минимума до максимума (рис. 2.7). Частота колебаний определяется быстродействием микросхемы и равна примерно 100 кГц. Благодаря индуктивности катушки вторичной цепи и большой частоте колебаний сигнал с выхода операционного усилителя меняет форму и сильно ослабляется и на нагрузочном резисторе R_H принимает вид, показанный на рис. 2.8. Очевидно, в описанном процессе осуществляется релейное регулирование тока, которое происходит тем точнее, чем выше частота переключений микросхемы и чем больше витков во вторичной обмотке.

При наличии в первичной цепи постоянной составляющей тока положительного знака на выходе усилителя увеличивается ширина импульсов в положительной части осциллограммы (рис. 2.9). При этом уровень сигнала на нагрузочном резисторе повышается (рис. 2.10).

Если сигнал на входе отрицательный, то увеличивается ширина импульсов в отрицательной части осциллограммы напряжения.

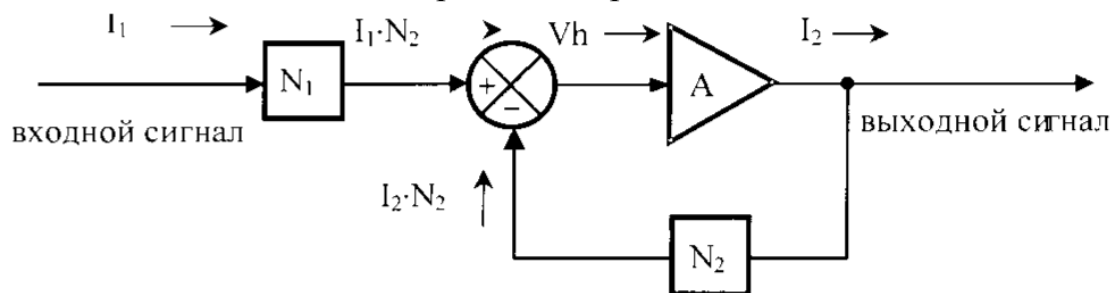


Рис. 2.6. Функциональная схема датчика тока с элементом Холла:

I_1 – ток, который должен быть измерен (первичный); I_2 – выходной ток (вторичный);
 N_1 – число первичных витков; N_2 – число вторичных витков;
 V_h – сигнал ошибки, вырабатываемый датчиком Холла;
 A – коэффициент усиления усилителя

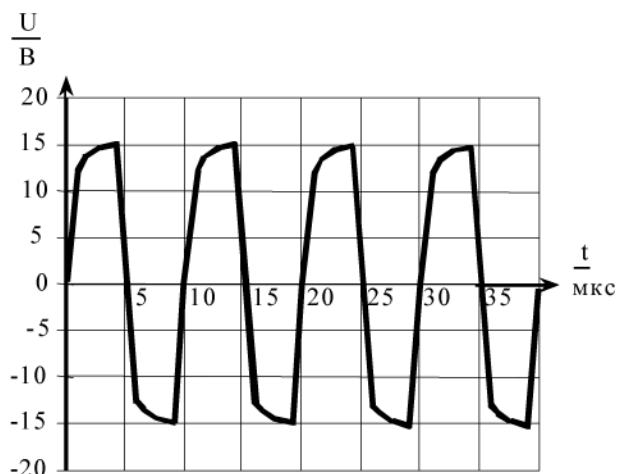


Рис. 2.7. Внутренний сигнал датчика при условии $I_1=0$

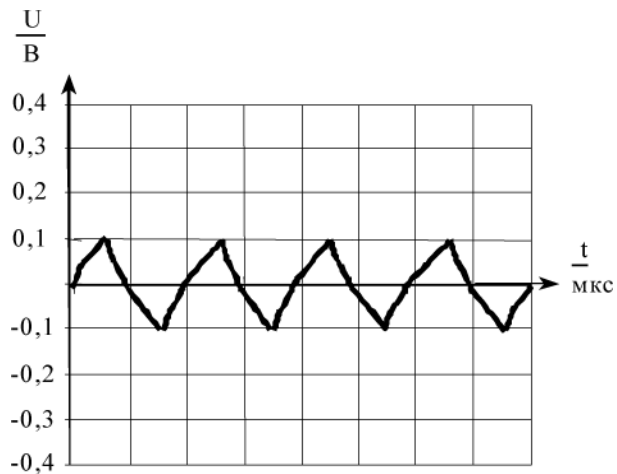


Рис. 2.8. Выходной сигнал датчика при условии $I_1=0$

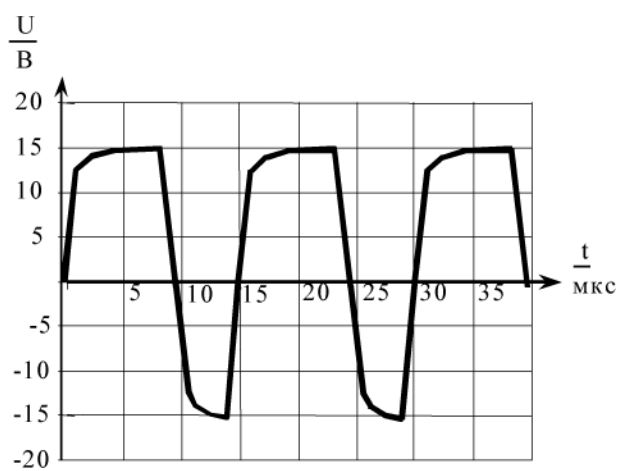


Рис. 2.9. Внутренний сигнал датчика при условии $I_1 \neq 0$

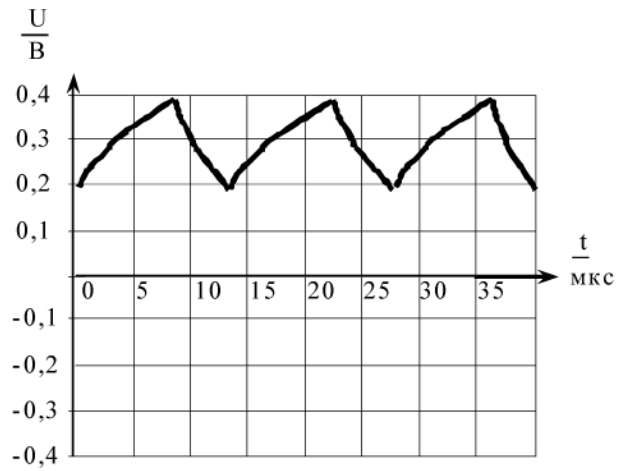


Рис. 2.10. Выходной сигнал датчика при условии $I_1 \neq 0$

В цепях переменного тока для измерения широко применяется трансформатор тока. Этот датчик может применяться в схемах с ТП (рис. 2.11, а).

$$I_d = 1,22 \cdot I_\Phi (\gamma = 0).$$

Передаточная функция датчика тока

$$W(p) = \frac{K_{дт}}{T_\phi p + 1}; \quad (2.11)$$

$$K_{дт} = \frac{U_{дт}}{I_d} = \frac{U_{дт \max}}{I_{d \max}} \cong \frac{10}{2I_H}. \quad (2.12)$$

Временные зависимости выходных напряжений и ЛАЧХ датчика тока представлены на рис. 2.11, б, в, соответственно.

Такой датчик применяется в станочном приводе типа БПУ, ЭПУ. Его достоинства:

- сигнал гальванически развязан;

- высокий коэффициент усиления.

Недостатком такого датчика является инерционность.

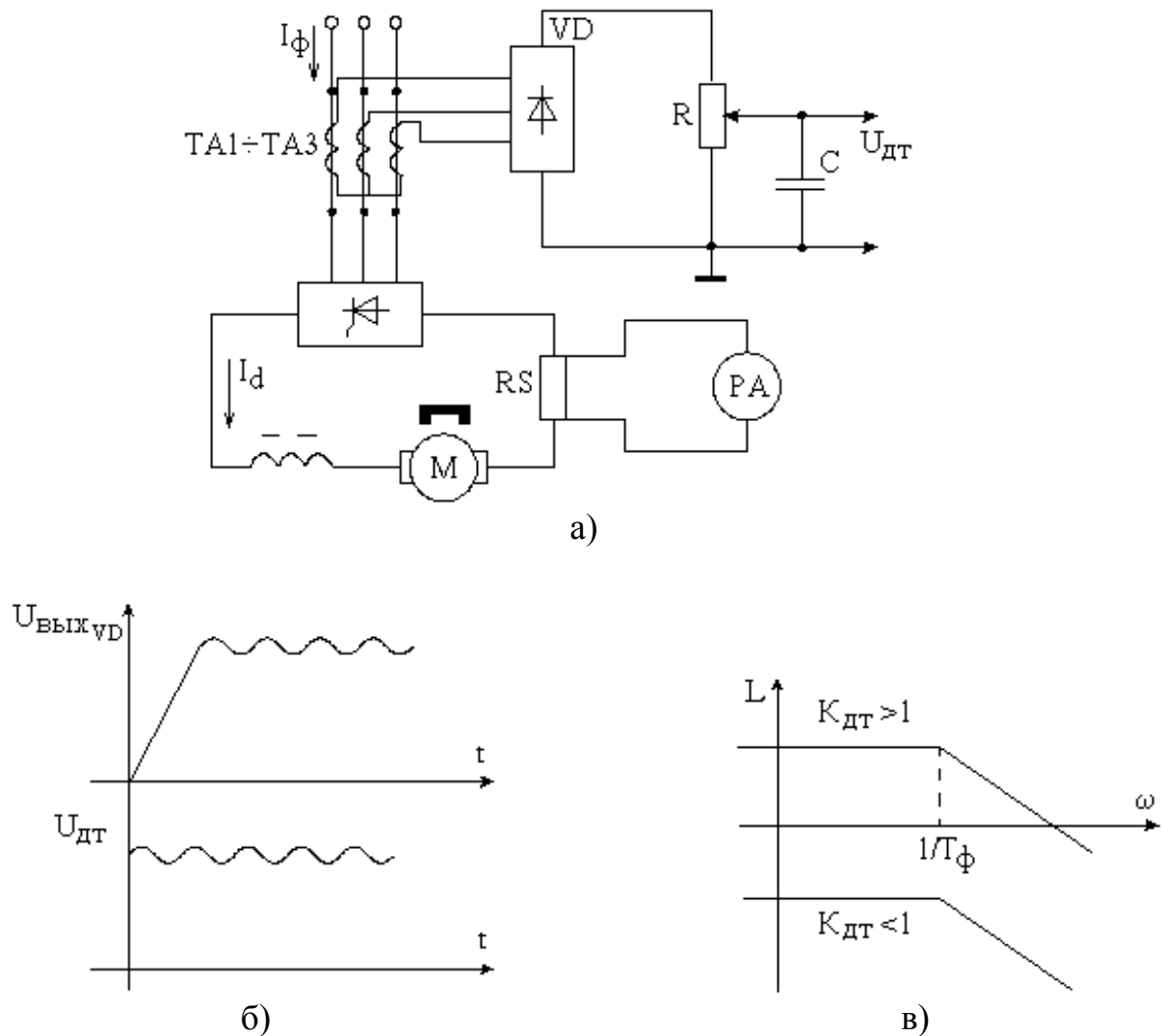


Рис. 2.11. Трансформатор тока и его характеристики

2.4. Специальные датчики тока

Рассмотренные ДТ имеют сложную структуру, состоящую из различных функциональных блоков. Сложность структуры ДТ сохраняется и в цифровых датчиках.

Однако имеются более простые дискретные датчики без усилителей и многоразрядных АЦП. Эти датчики дают информацию только о факте наличия или отсутствия тока в цепи или превышения его выше допустимого уровня. Выходная величина таких датчиков представляет собой одноразрядный двоичный сигнал, принимающий одно из двух значений: 0 или 1.

2.4.1. Датчик проводимости

Примером первого типа датчика может служить датчик наличия тока в вентильной группе ВГ ТП (рис. 2.12) [1].

Принцип действия датчика таков, что он реагирует на состояние тиристоров VS1, VS3, VS5 – проводящее или непроводящее. Поэтому он называется датчиком проводимости вентилей ДПВ. Если тиристоры VS1, VS3, VS5 заперты, то мостовая вентильная группа не проводит ток, а вентильные мосты VI, V2, V3, напротив, пропускают ток через диоды оптопар V4, V5, V6. Этот ток обусловлен трехфазным напряжением источника питания ВГ и ограничен сопротивлением резисторов R1, R2, R3. Оптопары пропускают ток от источника с напряжением +15 В через резистор R4, при этом напряжение на базе транзистора VT1 близко к нулю и транзисторы VT1 и VT2 заперты.

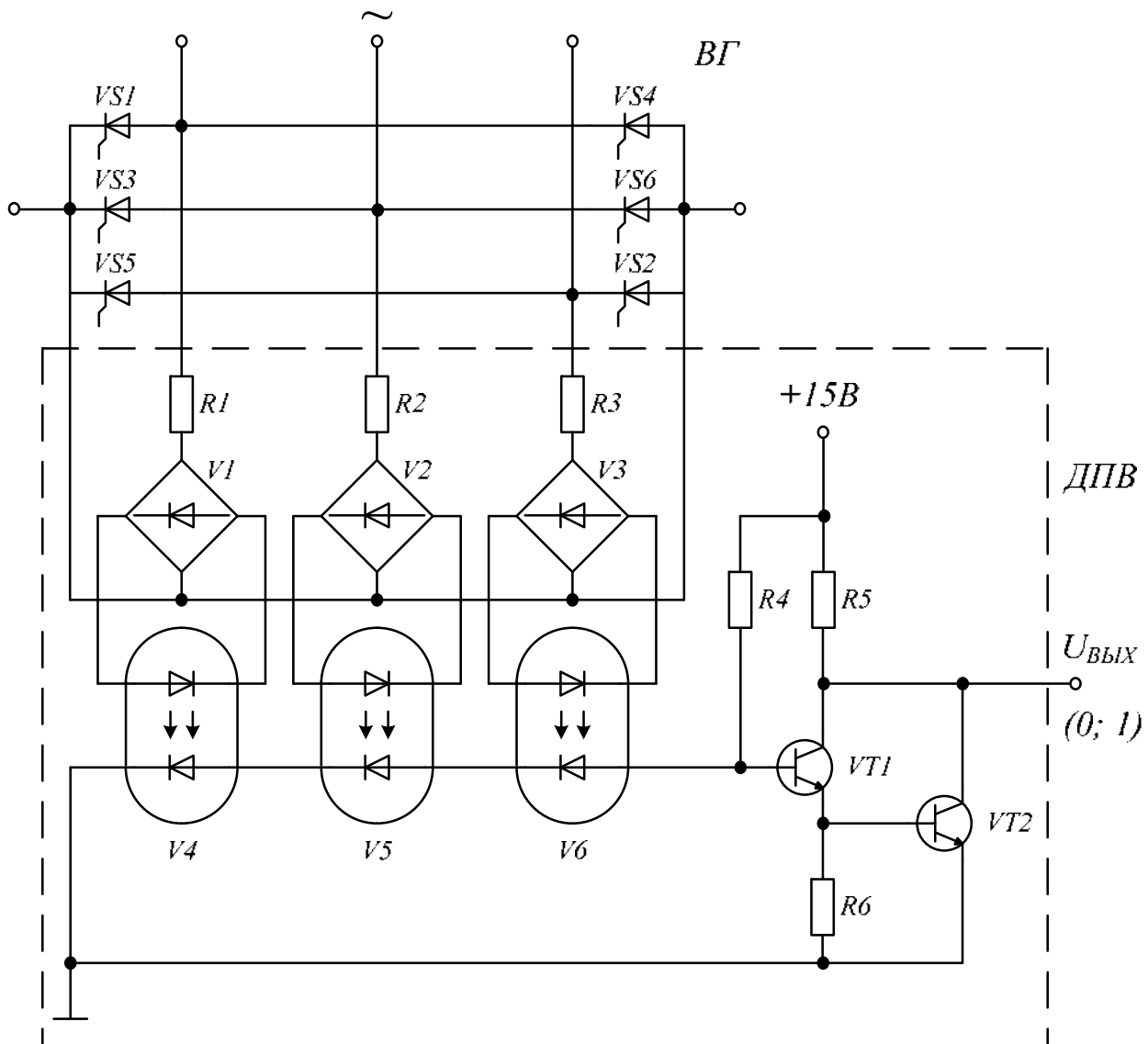


Рис. 2.12. Схема дискретного датчика проводимости вентилей преобразователя

Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ максимально, и его значение соответствует логической единице. Если хотя бы один из тиристоров VS1, VS3, VS5 проводит ток, то соответствующая цепь, состоящая из резистора и однофазного моста, оказывается замкнутой накоротко. Ток через диод оптопары обращается в нуль, и оптопара запирается, в результате чего ток через резистор R4 не проходит. На базе VT1 появляется большое положительное напряжение, переводящее VT1 в режим насыщения. Падение напряжения на R6 полностью открывает транзистор VT2, и выходное напряжение приобретает минимальное значение, близкое к нулю и соответствующее логическому нулю.

Таким образом, рассмотренный ДПВ дает в инверсной форме надежную дискретную информацию о состоянии вентильной группы ТП: при пропускании тока хотя бы одним тиристором на выходе ДПВ выделяется нулевой сигнал, а при отсутствии тока во всех тиристорах на выходе имеет место единичный сигнал. Высокая надежность и точность информации ДПВ обуславливают его широкое применение как датчика нулевого тока в ЛПУ реверсивных ТП с отдельным управлением.

2.4.2. Полупроводниковые ключи с датчиком тока

Для оперативного контроля тока через силовой ключ разработано семейство силовых MOSFET транзисторов с возможностью считывания (измерения) тока, протекающего через них [7].

Особенности такого MOSFET транзистора заключаются в том, что его кристалл состоит из множества транзисторных ячеек, работающих параллельно. Следовательно, ток стока может определяться измерением тока, протекающего через небольшое количество ячеек и умножением его на коэффициент, который известен для конкретного типа прибора.

Практически, прибор состоит из двух параллельных MOSFET транзисторов с изолированными истоками (рис. 2.13), обычно называемыми как «силовой прибор» и «считывающий прибор». Ключевым параметром этой комбинации является коэффициент считывания тока (r). Это отношение между током, протекающим через вывод истока, и током, протекающим через вывод датчика. Это отношение будет слегка отличаться с точки зрения тока стока, который является суммой обоих токов:

$$I_D = (r + 1)I_C.$$

При идеальных условиях равного усиления всех ячеек MOSFET транзистора коэффициент считывания тока будет равен отношению числа ячеек в силовом приборе к числу ячеек в считывающем приборе.

Схема, которая дает лучшие характеристики в смысле быстродействия, точности и помехозащищенности, показана на рис. 2.14.

Для совместной работы с подобными транзисторами были разработаны специальные управляющие схемы (драйверы), которые используют сигнал с внутреннего датчика тока транзистора для его защиты путем снятия управляющего сигнала с затвора транзистора. На рис. 2.15 приведена схема

включения силового ключа (Т1) и соответствующего драйвера (МС1). Внутренняя структура драйвера приведена на рис. 2.16 [8]. Конденсаторы C_1 , C_3 предназначены для фильтрации цепей питания. Сопротивление R_1 ограничивает ток в цепи затвора ключа. Сопротивление R_2 задает напряжение в цепи обратной связи по току. Конденсатор C_2 определяет время срабатывания защиты по току.

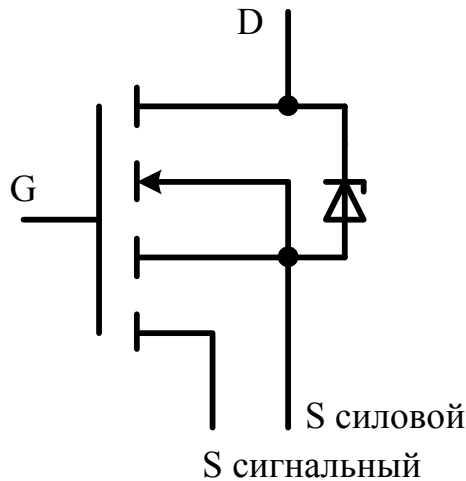


Рис. 2.13. Полевой транзистор с внутренним датчиком тока

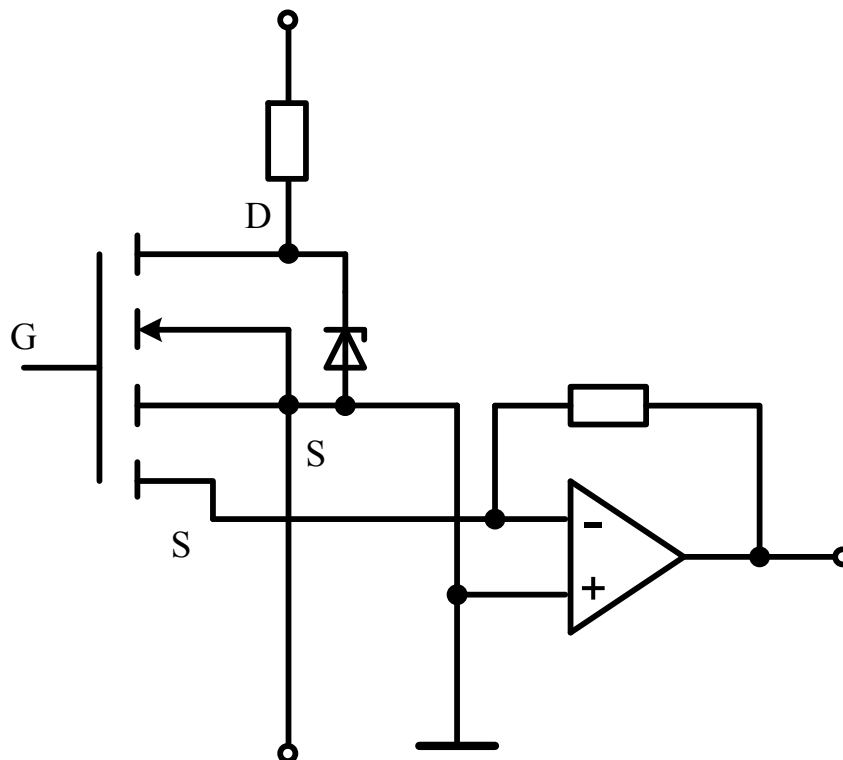


Рис. 2.14. Схема измерения тока транзистора

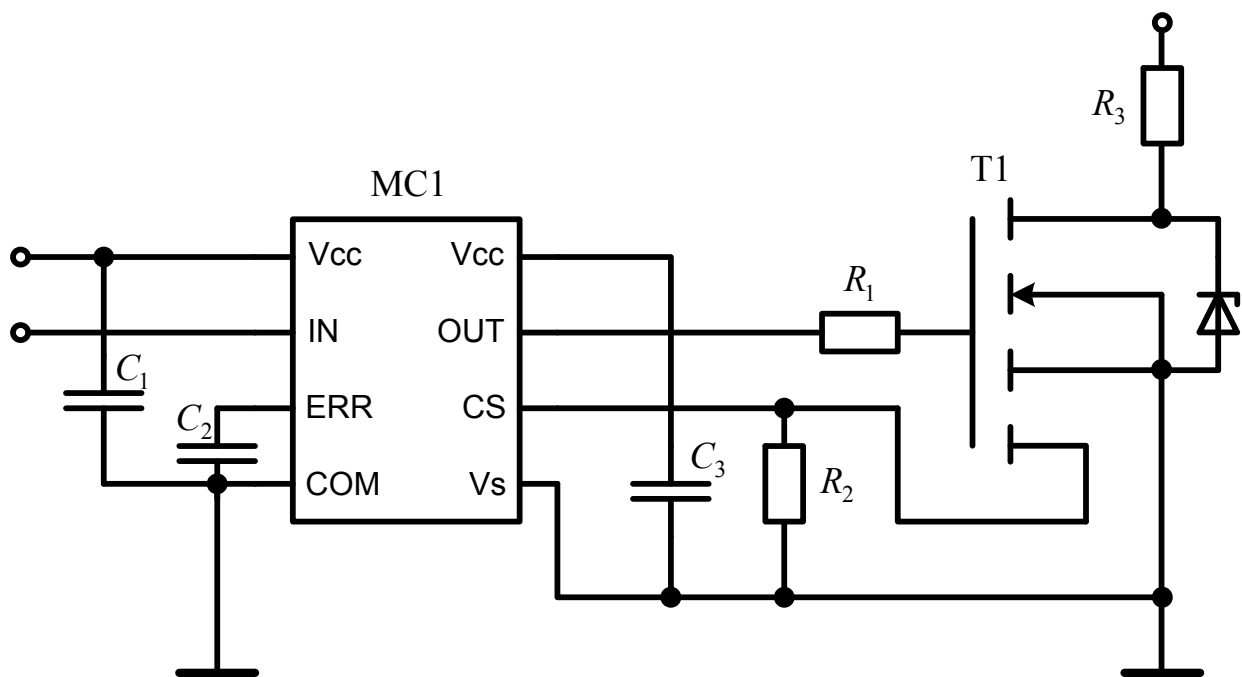


Рис. 2.15. Схема включения транзистора с внутренней цепью измерения тока

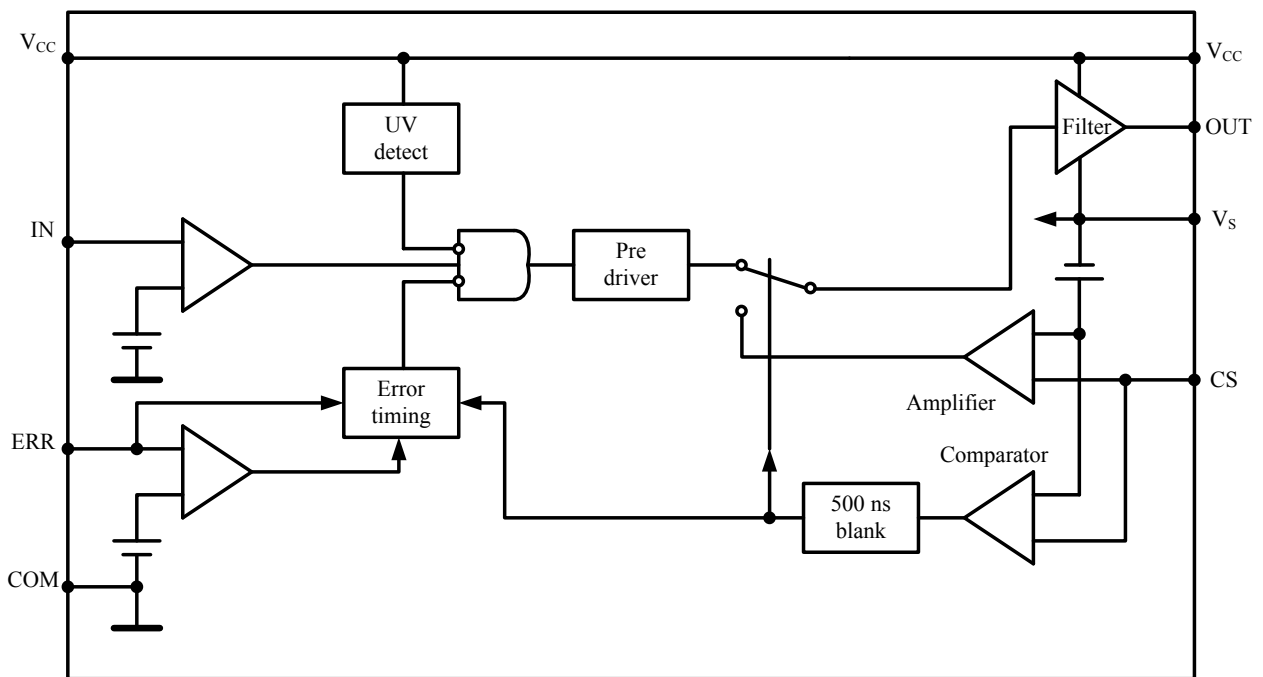


Рис. 2.16. Структура драйвера с функцией защиты по току

2.4.3. Комбинированные датчики с потенциальным барьером

Датчики тока являются необходимым функциональным элементом систем электропривода. Информация о мгновенных значениях токов, протекающих в фазах ЭМ позволяет формировать требуемые электромагнитные процессы преобразования энергии, управлять моментом и частотой вращения двигателей, обеспечивать безопасную работу силовых ключей.

На практике датчики тока устанавливают либо в шину постоянного тока, либо в фазы электродвигателя. В первом случае сигнал, снимаемый с датчика, будет содержать модулируемые по ширине импульсы с огибающей, повторяющей форму фазного тока (одно- или двуполярность импульсов зависит от принятого алгоритма коммутации силовых ключей). Этот сигнал содержит информацию о частоте ШИМ, о коммутируемом транзисторами токе, о мгновенном токе двигателя. Эти данные легко использовать для реализации различных защит и формирования процессов коммутации в инверторе. Однако сигнал этого датчика нуждается в сложной обработке для получения информации о действующем значении фазных токов и другой информации, необходимой для решения собственно задач управления приводом. Для этих целей наиболее важной является информация с датчиков тока, установленных в фазах двигателя.

Разработана микросхема, которая измеряет ток в фазе электродвигателя по падению напряжения на шунте, преобразует этот аналоговый сигнал в цифровой и передает его в низковольтную управляющую часть привода [9]. Схема включения микросхемы представлена на рис. 2.17.

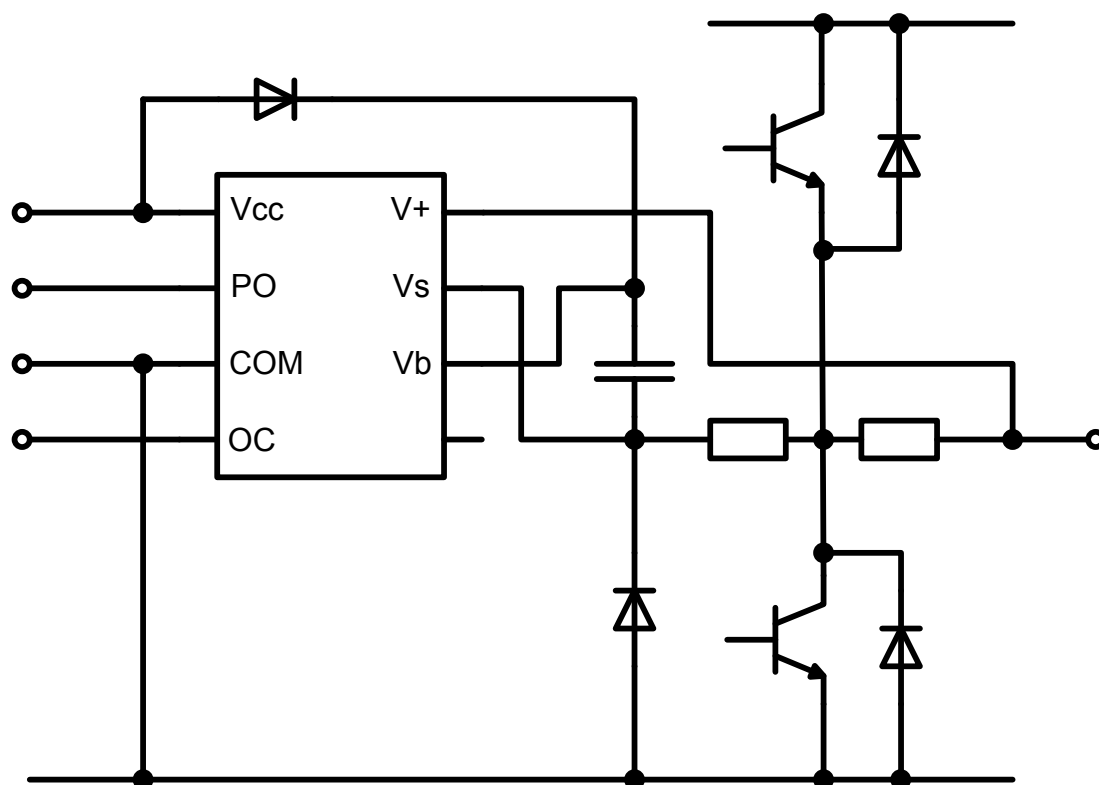


Рис. 2.17. Схема включения датчика

Питание схемы осуществляется по бутстрепной схеме. У микросхемы два выхода: цифровой и сигнальный. Сигнал цифрового выхода представляет собой

широотно-модулированный сигнал с регулированием в паузе. Сигнальный выход выдает информацию о токовой перегрузке и служит для организации защиты силовых транзисторных ключей. Время выработки сигнала о перегрузке составляет 2,0 мкс, что заметно меньше, чем у оптронных датчиков или датчиков на эффекте Холла.

Развитием рассмотренной микросхемы явилось создание схемы, адаптированной для работы с микроконтроллером. Такая схема осуществляет измерение тока непосредственно в фазе двигателя. В качестве входного сигнала используется напряжение на токовом шунте, которое преобразуется в ШИМ-переменной скважности, сдвигается по уровню и преобразуется в цифровой код. Синхронизируемый цифровой фильтр отсекает высшие гармоники и уменьшает чувствительность к помехам. Максимальная частота выборок составляет 40 кслов/с, что соответствует частоте 20 кГц, а задержка при обнаружении аварийной ситуации на этой частоте 7,5 мкс. ШИМ и аналоговые выходные сигналы могут быть непосредственно поданы в микроконтроллер.

Таблица 2.1. Сравнение различных датчиков тока

Тип развязки	Холл	Опто	Потенциальная
Погрешность, %	0,2	5	2
Т _{дрейф погр.} ppm/°C	50	30	20
Нелинейность, %	0,1	0,35	0,5
Смещение, мВ/А	2/25	3/20	10/40
Т _{дрейф смещ.} мкВ/°C	100	50	25
Диапазон (-3 дБ), кГц	200	10	15

Защищенная двунаправленная схема сдвига уровня позволяет избежать ошибок измерения при воздействии шумов с dV/dt до 50 В/нс.

На рис. 2.18 показан пример включения такого токового датчика.

Датчики тока также могут вырабатывать сигнал аварии при появлении сквозного тока или тока короткого замыкания для экстренного отключения транзистора или модуля IGBT.

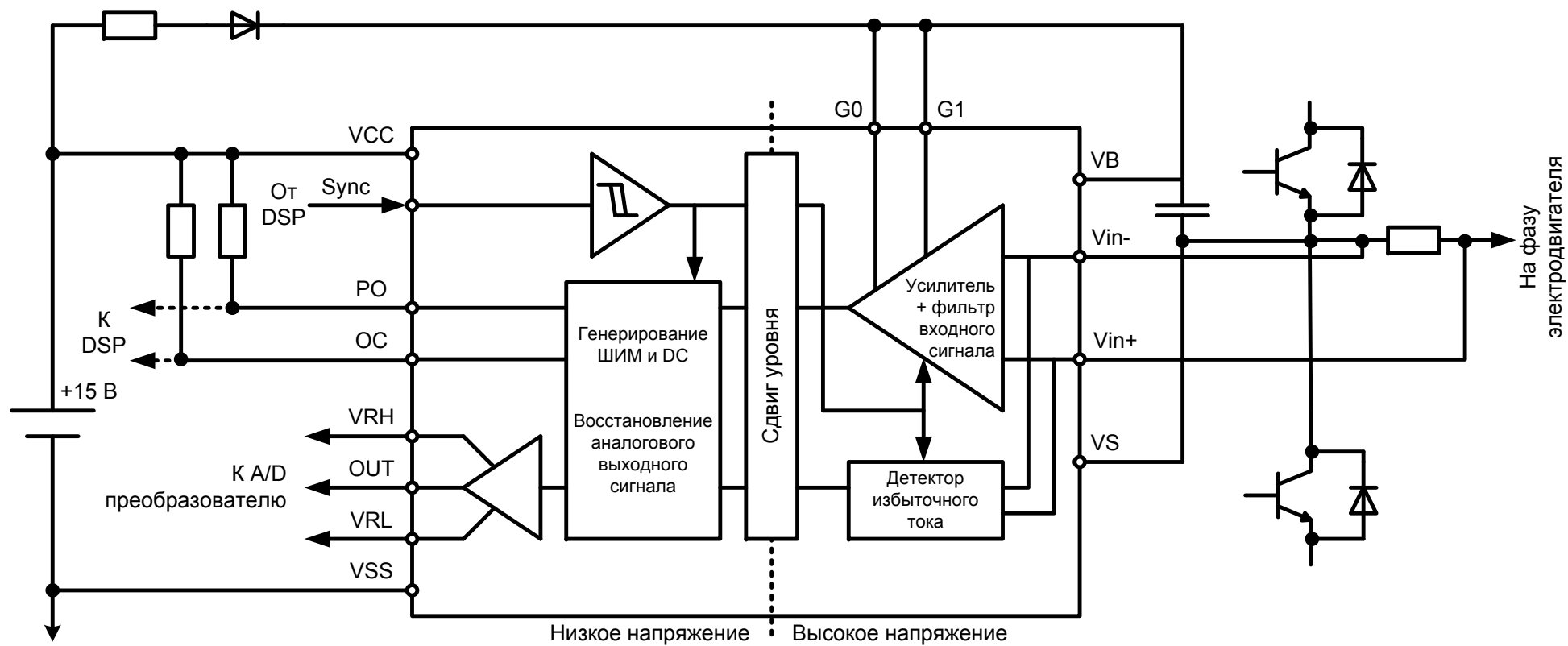


Рис. 2.18. Схема включения датчика с адаптивным выходным сигналом

2.5. Датчики ЭДС

Датчики ЭДС применяются в системах ЭП для контроля скорости вращения с определенной точностью [5]. Применяются в системах ЭП с диапазоном регулирования $D = 1 \div 40$ только с однозонным регулированием скорости, при постоянстве потока возбуждения $\Phi_{дв} = \text{const}$, ЭДС пропорциональна скорости $E \equiv \Omega$.

Датчик ЭДС на базе тахометрического моста представлен на рис. 2.19, а, где приняты обозначения: КО – компенсационная обмотка; ДП – дополнительные полюса.

$$\text{Если } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{\text{я}}}{R_{\text{дп}} + R_{\text{ко}}}, \text{ то } U_{\text{дэ}} \equiv E \text{ (рис. 2.19, б).} \quad (2.13)$$

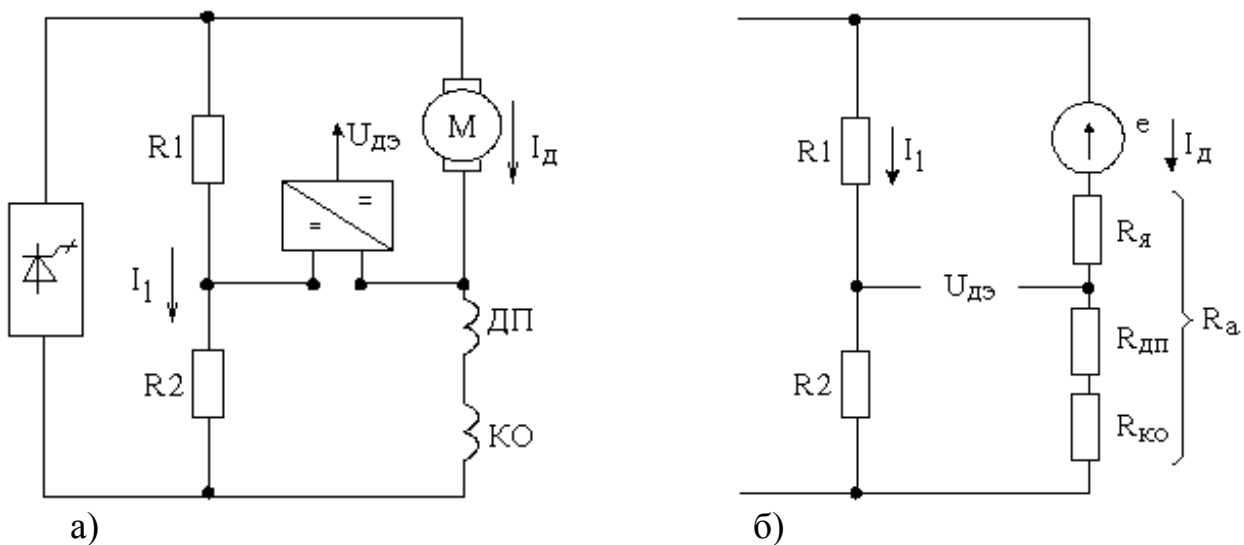


Рис. 2.19. Тахометрический датчик ЭДС

Достоинством схемы является простота.

К недостаткам следует отнести:

- температурную нестабильность датчика, вызванную разной величиной тока, протекающего по силовой схеме и схеме делителя и разными условиями охлаждения (погрешность $7 \div 10 \%$);
- низкую точность датчика в переходных режимах, где проявляется влияние индуктивности силовой цепи двигателя.

Схема с учетом индуктивности представлена на рис. 2.20.

Для того, чтобы добиться соответствия $U_{\text{дэ}} \equiv E$, в переходных процессах необходимо соблюдение равенства

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{L_{\text{я}}}{L_{\text{дп}} + L_{\text{ко}}}. \quad (2.14)$$

Таким образом, требуется, чтобы выполнялось условие

$$\frac{R_{\text{я}}}{R_{\text{дп}} + R_{\text{ко}}} = \frac{L_{\text{я}}}{L_{\text{дп}} + L_{\text{ко}}}. \quad (2.15)$$

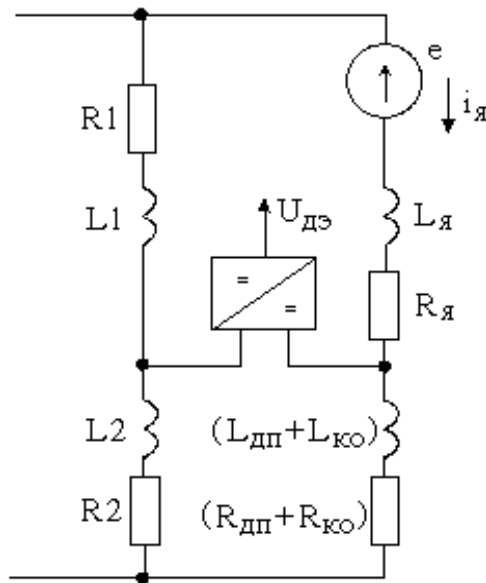


Рис. 2.20. Улучшенная схема тахометрического датчика ЭДС

Такое соотношение не всегда соблюдается, поэтому включают дополнительные индуктивности L_1 и L_2 , таким образом сохраняется баланс по активному и индуктивному сопротивлению в схеме тахометрического моста.

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{L_{\text{я}}}{L_{\text{дп}} + L_{\text{ко}}}. \quad (2.16)$$

Передаточная функция датчика ЭДС

$$W_{\text{дэ}}(p) = K_{\text{дэ}}. \quad (2.17)$$

В другом варианте схемы датчика ЭДС применяют датчики тока и напряжения – ДТ и ДН. Датчик ЭДС с применением ДН и ДТ представлен на рис. 2.21, где приняты обозначения: Φ – фильтр; $U_{\text{тк}}$ – сигнал токовой компенсации.

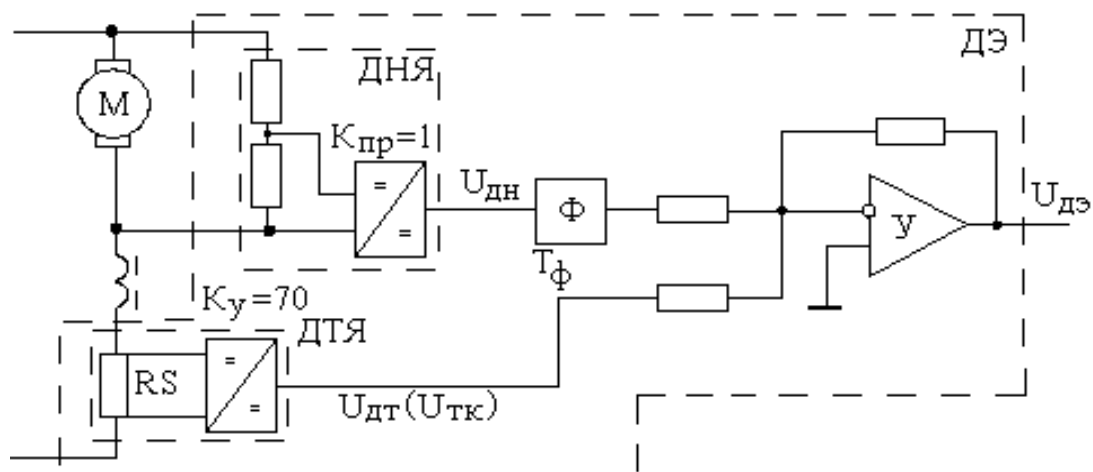


Рис. 2.21. Датчик ЭДС на основе датчиков тока и напряжения

Передаточная функция датчика напряжения

$$W_{\partial н}(p) = \frac{U_{\partial н}(p)}{U_{\partial}(p)} = K_{\partial ел} \cdot K_{нр} = K_{\partial ел}.$$

В соответствии со схемой замещения цепи, представленной на рис. 2.22, можно записать уравнения

$$U_{\partial} = E + iR_{я} + L_{я} \frac{di}{dt};$$

$$U_{\partial}(p) = E(p) + R_{я}I(p) + I(p) \cdot p \cdot L_{я} = E(p) + I(p)R_{я} \left(1 + \frac{L_{я}}{R_{я}}p\right) = E(p) + I(p)R_{я}(1 + T_{я}p).$$

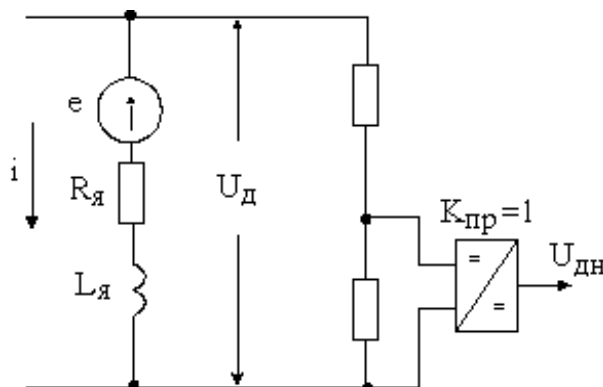


Рис. 2.22. Схема замещения датчика ЭДС

Включение фильтра на выходе ДН необходимо для сглаживания пульсации сигнала от работы преобразователя, питающего двигатель. В этом случае для получения на выходе усилителя сигнала датчика ЭДС необходимо из сигнала на выходе фильтра вычесть сигнал токовой компенсации $U_{тк} \equiv i \cdot R_{я}$.

$$U_{\partial э} = \frac{U_{\partial н}}{T_{\phi}p + 1} - U_{тк}; \quad (2.18)$$

$$W_{\partial э}(p) = \frac{K_{\partial н}}{T_{\phi}p + 1}, \quad (2.19)$$

где $T_{\phi} = T_{яц} = L_{яц}/R_{яц}$ – постоянная времени того участка цепи, к которому подключен ДН.

2.6. Датчик положения ротора вентильного двигателя

Датчик положения ротора (ДПР) предназначен для непрерывного или дискретного измерения углового положения ротора синхронной машины при ее работе в режиме вентильного двигателя.

Для вентильного двигателя, в котором применена синхронная машина, в качестве ДПР могут быть использованы вращающиеся трансформаторы, индуктивные, оптические, кодовые датчики или датчики Холла.

Для упрощения схемы вентильного двигателя число полюсов ДПР должно быть равным числу полюсов синхронной машины. В противном случае ДПР необходимо присоединять через согласующий механический редуктор. При

различии числа фаз двигателя и ДПР необходимо использовать схемы преобразования числа фаз.

В состав ВД составным узлом входит ДПР. Основная его функция – выработка информационных сигналов о положении ротора ВД. Для этого используют самые различные датчики – фотоимпульсные, индукционные, на основе элементов Холла и др. В качестве датчиков, определяющих абсолютное положение, наиболее часто используются индукционные (сельсин или вращающийся трансформатор) и ДПР на основе датчика Холла (ДХ). Сравним эти варианты реализации ДПР с точки зрения применения в ВД.

Схема элементов ВТ и двигателя приведена на рис. 2.23.

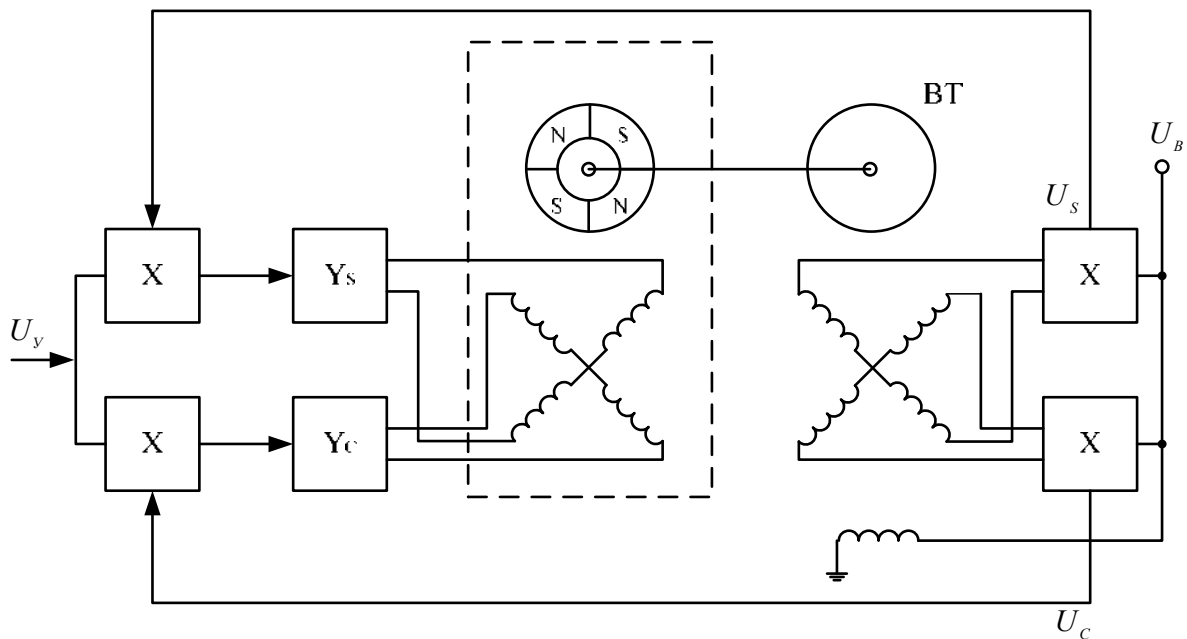


Рис. 2.23. Вентильный двигатель с ВТ в качестве ДПР

ВД в этом случае работает следующим образом. На обмотку возбуждения ВТ подается напряжение со специального генератора:

$$U_B = U_1 \sin \omega_M t. \quad (2.20)$$

При этом на синусной и косинусной обмотках создается ЭДС, пропорциональная углу поворота ротора ВТ.

$$\left. \begin{aligned} E_S &= E_2 \sin \alpha \sin \omega_M t \\ E_C &= E_2 \cos \alpha \sin \omega_M t \end{aligned} \right\}, \quad (2.21)$$

где α – угол поворота датчика ротора.

Для получения информационной составляющей сигнала необходимо провести демодуляцию сигналов. В идеальном случае напряжения U_S и U_C должны иметь вид:

$$\left. \begin{aligned} U_S &= U_2 \sin \alpha \\ U_C &= U_2 \cos \alpha \end{aligned} \right\}. \quad (2.22)$$

Однако, после демодуляции информационные сигналы имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} U_s &= U_2 \sin \alpha + \Delta U_d \\ U_c &= U_2 \cos \alpha + \Delta U_d \end{aligned} \right\}, \quad (2.23)$$

где ΔU_d – напряжение, на которое отличаются сигналы (2.22) от реальных (2.23). Амплитуда и форма ΔU_d зависят от частоты модуляции ω_M , конкретной схемы демодулятора и сглаживающего фильтра.

Для совместной работы двигателя и ДПР необходимо их согласовать, т. е. определенным образом ориентировать датчик по отношению к двигателю. ВТ вырабатывает два сигнала положения ротора (2.23) и изменение его угла установки θ одновременно сказывается на синусном и косинусном каналах двигателя.

При использовании ДХ схема подключения элементов приведена на рис. 2.24. Работа ВД происходит следующим образом.

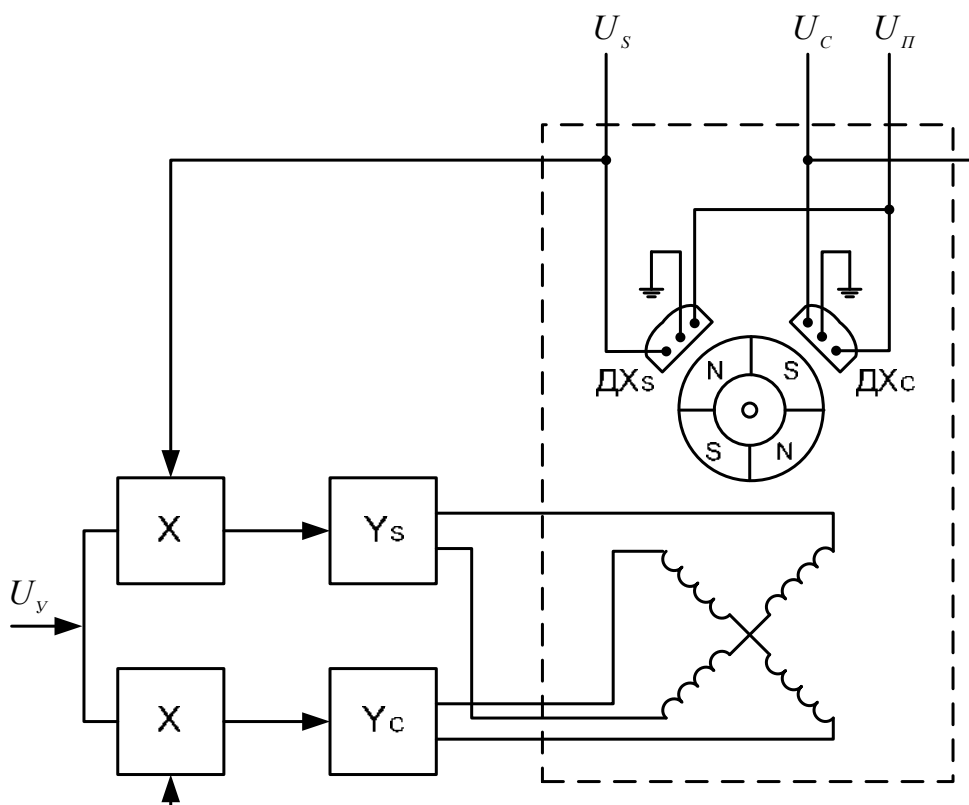


Рис. 2.24. Вентильный двигатель с датчиками Холла в качестве ДПР

На ДХ поступает напряжение питания. Чувствительный элемент ДХ воспринимает магнитный поток от магнитов, расположенных на роторе. Величина потока, действующего на ДХ зависит от положения ротора ВД. В идеальном случае напряжения на выходах датчиков должны иметь вид (2.22). Однако, если в предыдущем случае на реальный сигнал оказывал влияние демодулятор (2.23), то при использовании ДХ этот недостаток устраняется и не требуется применение генератора и демодулятора. Происходит упрощение схемы, повышается ее надежность, снижается стоимость.

Как и в предыдущем случае, для совместной работы двигателя и ДХ необходимо их согласовать. Однако ДХ синусного и косинусного каналов устанавливаются независимо друг от друга. Поэтому влияние угла установки требует более подробного анализа, т. к. возможно, что для каждого из каналов будет свой угол установки θ_S и θ_C .

2.7. Вычислители сигналов потокосцепления и момента асинхронного двигателя на основе первичных датчиков

На основе рассмотренных датчиков с использованием регуляторов и согласующих элементов могут составляться схемы датчиков различных величин, непосредственное измерение которых затруднено. В таких датчиках реализуется косвенное выделение измеряемой величины на основании известных соотношений, которые связывают искомую величину с величинами, непосредственно измеряемыми с помощью имеющихся датчиков [6].

Работа датчика основана на математическом аппарате, который используется для описания обобщенной электрической машины.

Для того, чтобы пользоваться уравнениями обобщенной электрической машины, необходимо преобразовать переменные величины трехфазной машины (оси a, b, c) в переменные величины двухфазной модели (оси α , β). То есть необходимо представить величины X_a , X_b , X_c трехфазной системы координат в величины X_α и X_β двухфазной системы координат (рис. 2.25).

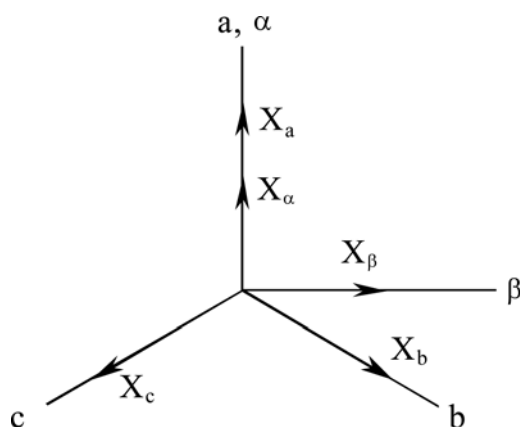


Рис. 2.25. Преобразование трехфазных координат в двухфазные

Формулы для преобразования имеют вид:

$$\bar{X}_\alpha = \bar{X}_a - \frac{1}{2} \bar{X}_b - \frac{1}{2} \bar{X}_c; \quad (2.24)$$

$$\bar{X}_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} \bar{X}_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \bar{X}_c. \quad (2.25)$$

Токи и напряжения трехфазной машины в симметричном режиме работы подчиняются условию:

$$\bar{X}_a + \bar{X}_b + \bar{X}_c = 0. \quad (2.26)$$

Поэтому достаточно знать значения двух величин X_a и X_b , чтобы вычислить третью:

$$\bar{X}_c = -\bar{X}_a - \bar{X}_b. \quad (2.27)$$

Таким образом, переменные двухфазной системы можно вычислить по формулам:

$$\bar{X}_\alpha = \bar{X}_a - \frac{1}{2}\bar{X}_b - \frac{1}{2}(-\bar{X}_a - \bar{X}_b) = \frac{3}{2}\bar{X}_a; \quad (2.28)$$

$$\bar{X}_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}\bar{X}_b - \frac{\sqrt{3}}{2}(-\bar{X}_a - \bar{X}_b) = \sqrt{3}\bar{X}_b + \frac{\sqrt{3}}{2}\bar{X}_a. \quad (2.29)$$

Применительно к реальным величинам (току и напряжению) уравнения примут вид:

$$\bar{i}_\alpha = \frac{3}{2}\bar{i}_a; \quad \bar{i}_\beta = \sqrt{3}\bar{i}_b + \frac{\sqrt{3}}{2}\bar{i}_a; \quad (2.30)$$

$$\bar{u}_\alpha = \frac{3}{2}\bar{u}_a; \quad \bar{u}_\beta = \sqrt{3}\bar{u}_b + \frac{\sqrt{3}}{2}\bar{u}_a. \quad (2.31)$$

Электромагнитный момент для обобщенной машины согласно [6] вычисляется по формуле

$$M = p_n (\bar{\Psi}_\beta \bar{i}_\alpha - \bar{\Psi}_\alpha \bar{i}_\beta),$$

где p_n – число пар полюсов;

$\bar{\Psi}$ – потокосцепление.

Потокасцепление для оси α может быть получено из уравнения электрического равновесия:

$$\bar{u}_\alpha = \bar{i}_\alpha R + \frac{d\bar{\Psi}_\alpha}{dt} \quad (2.32)$$

в виде

$$\bar{\Psi}_\alpha = \int_t (\bar{u}_\alpha - \bar{i}_\alpha R) dt, \quad (2.33)$$

где R – сопротивление фазы обмотки статора.

Аналогично для оси β :

$$\bar{\Psi}_\beta = \int_t (\bar{u}_\beta - \bar{i}_\beta R) dt. \quad (2.34)$$

Таким образом, чтобы вычислить электромагнитный момент двигателя, необходимо знать мгновенные значения двух фазных токов (i_a и i_b) и двух фазных напряжений (u_a и u_b).

Все приведенные соотношения реализуются в устройстве, структурная схема которого приведена на рис. 2.26.

В качестве звена, выполняющего функции интегратора, используется апериодическое звено первого порядка, необходимое для того, чтобы исключить постоянную составляющую при интегрировании.

Как видно из рис. 2.27, у интегрирующего звена на всем протяжении частот амплитудно-частотная характеристика имеет наклон минус 20 дБ/дек, а фаза равна минус 90°. Недостатком данной схемы является то, что при низких

частотах (в т. ч. постоянный ток) происходит интегрирование входного сигнала, что приводит к постоянному увеличению выходного сигнала и к насыщению интегратора. $\frac{1}{Tp+1}$

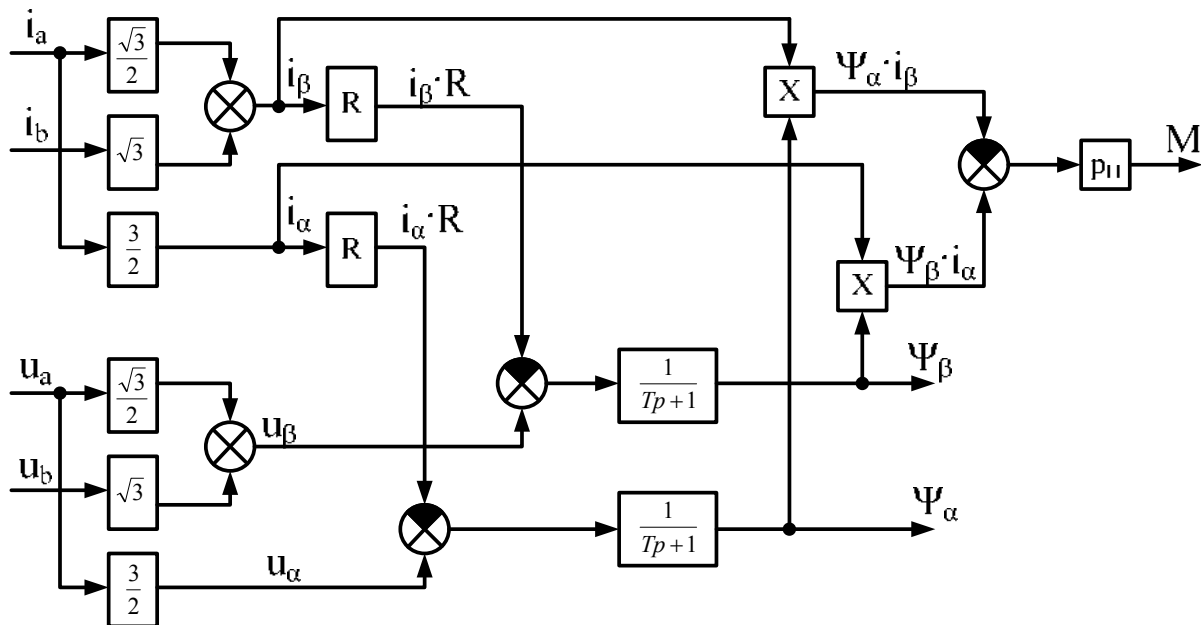


Рис. 2.26. Структурная схема вычислителя момента и потокосцепления

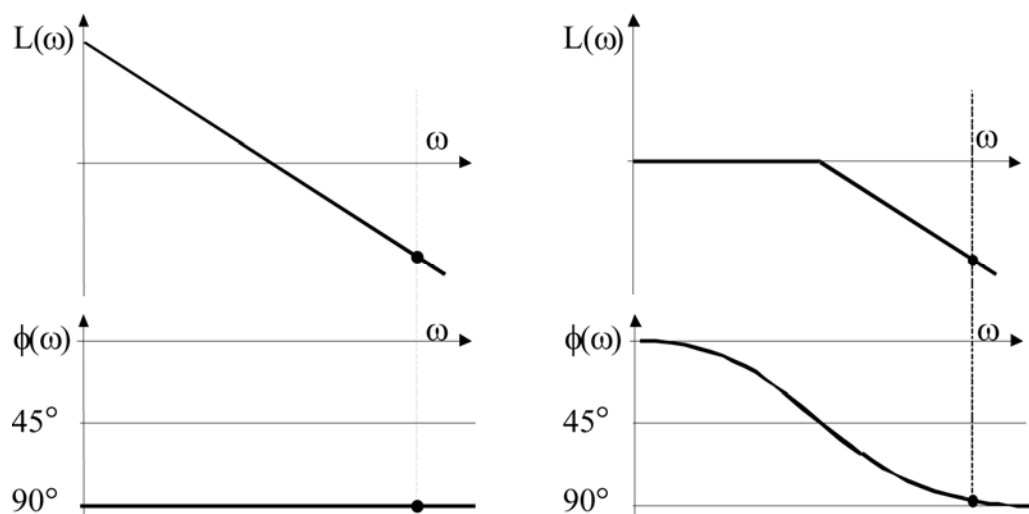


Рис. 2.27. Характеристики интегрирующего и апериодического звеньев

Для того, чтобы этого избежать, интегрирующее звено заменяется на апериодическое. Логарифмические характеристики апериодического звена показаны на рис. 2.27. При этом в рабочем диапазоне частот амплитудно-частотная характеристика имеет наклон минус 20 дБ/дек, как у интегрирующего звена, а фаза близка к 90°. А в области низких частот звено работает как усилительное с коэффициентом усиления, равным единице.

2.8. Вычислители сигналов скорости и момента вентильного двигателя на основе первичных датчиков

На рис. 2.28, а приведена схема датчика скорости [10]. Она содержит два множительных звена M_1 и M_2 и два дифференцирующих звена, выполненных по схеме рис. 2.28, б. Напряжения U_1 и U_2 , поступающие от ДПР, определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_{mT} \cdot \sin \alpha(t) \\ U_2 &= U_{mT} \cdot \cos \alpha(t) \end{aligned} \right\}, \quad (2.35)$$

где U_{mT} – амплитуда выходного напряжения ДПР.

Если допустить, что имели бы звенья идеального дифференцирования, то получили бы следующие выражения:

$$\begin{aligned} U_3 &= \frac{dU_1}{dt} \cdot U_2; \quad U_4 = \frac{dU_2}{dt} \cdot U_1; \\ U'_{дс} &= U_3 - U_4 = \frac{dU_1}{dt} \cdot U_2 - \frac{dU_2}{dt} \cdot U_1 = \\ &= U_{mT}^2 \cdot \cos^2 \alpha \frac{d\alpha}{dt} + U_{mT}^2 \cdot \sin^2 \alpha \frac{d\alpha}{dt} = U_{mT}^2 \frac{d\alpha}{dt} = U_{mT}^2 \Omega(t). \end{aligned} \quad (2.36)$$

При наличии реальных дифференцирующих звеньев получаем следующие формулы. Передаточная функция схемы рис. 2.28, б принимает вид

$$W_{\partial}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{R_3 C_p (R_2 + R_1)}{(R_3 C_p + 1) R_2} = \frac{k_{\partial} T_{\partial} p}{T_{\partial} p + 1}, \quad (2.37)$$

где

$$k_{\partial} = \frac{R_2 + R_1}{R_2}; \quad T_{\partial} = R_3 C.$$

Для изображений выходных сигналов можно записать:

$$U'_3(p) = \frac{k_{\partial} T_{\partial} p}{T_{\partial} p + 1} \cdot U_1(p); \quad U'_4(p) = \frac{k_{\partial} T_{\partial} p}{T_{\partial} p + 1} \cdot U_2(p); \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned} U'_{дс}(p) &= U_3(p) - U_4(p) = \frac{k_{\partial} T_{\partial} p \cdot U_1(p)}{T_{\partial}(p) + 1} \cdot U_2(p) - \frac{k_{\partial} T_{\partial} p \cdot U_2(p)}{T_{\partial} p + 1} \cdot U_1(p) = \\ &= k_{\partial} \frac{T_{\partial} U_{mT}^2}{T_{\partial} p + 1} [\Omega \cdot \cos^2 \alpha(t) + \Omega \cdot \sin^2 \alpha(t)] = \frac{k_{\partial} T_{\partial} U_{mT}^2}{T_{\partial} p + 1} \cdot \Omega(p). \end{aligned} \quad (2.39)$$

Так как на выходе датчика скорости установлен фильтр, окончательно получаем

$$U_{дс}(p) = \frac{k_{дс}}{(T_{дп} p + 1)(T_{\phi} p + 1)} \Omega(p). \quad (2.40)$$

На рис. 2.29 приведена схема датчика момента, который состоит из двух множительных звеньев M_3 и M_4 , на входы которых подаются напряжения U_1 и U_2 , а также напряжения $U_{i\alpha}$ и $U_{i\beta}$, пропорциональные токам в фазах.

$$\left. \begin{aligned} U_{i\alpha} &= I_m \sin \alpha(t) \\ U_{i\beta} &= I_m \cos \alpha(t) \end{aligned} \right\}, \quad (2.41)$$

где I_m – модуль фазного тока.

Сигнал на выходе схемы рис. 2.29.

$$U'_{DM} = U_5 + U_6 = U_{mT} \sin \alpha(t) I_m \sin^2 \alpha(t) + U_{mT} I_m \cos^2 \alpha(t) = U_{mT} I_m. \quad (2.42)$$

Таким образом напряжение U'_{DM} пропорционален модулю тока, который в свою очередь пропорционален электромагнитному моменту двигателя. Учитывая, что в канале измерения i_α и i_β установлены фильтры, и такой же фильтр установлен на выходе датчика момента, окончательно получаем

$$U_{DM}(p) = \frac{k_{DM}}{(T_\phi p + 1)^2} M(p). \quad (2.43)$$

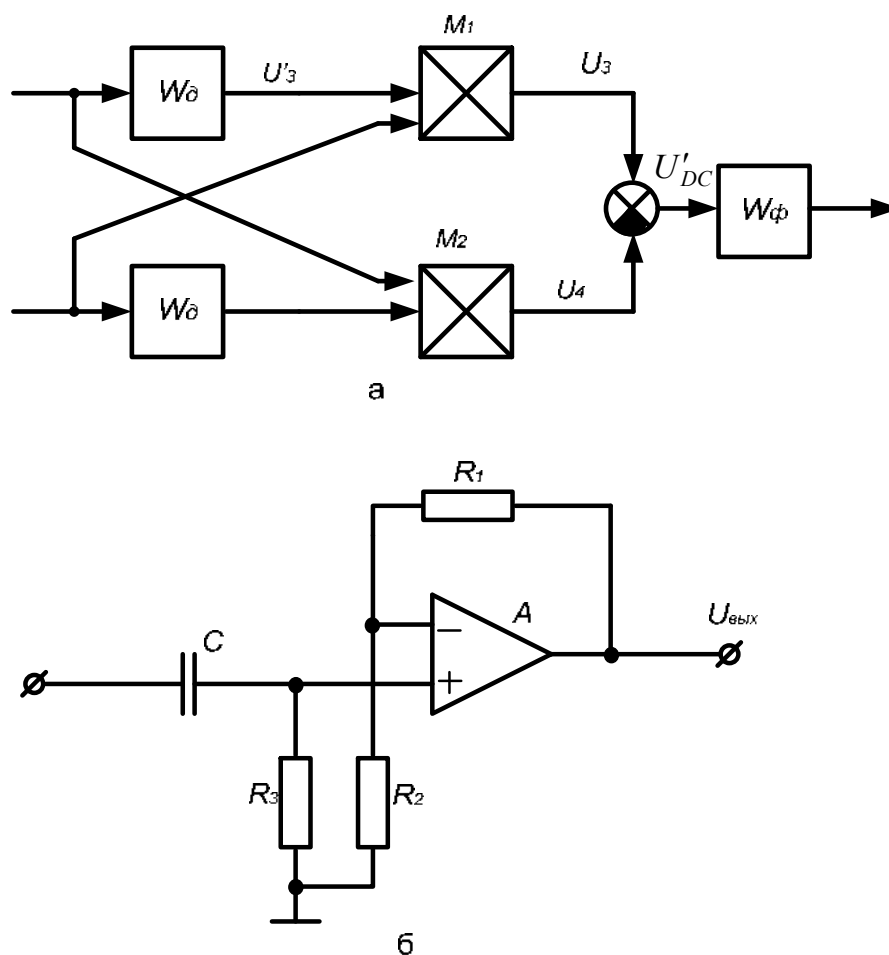


Рис. 2.28. Структурная схема вычислителя сигнала скорости (а) и схема дифференцирующего звена (б)

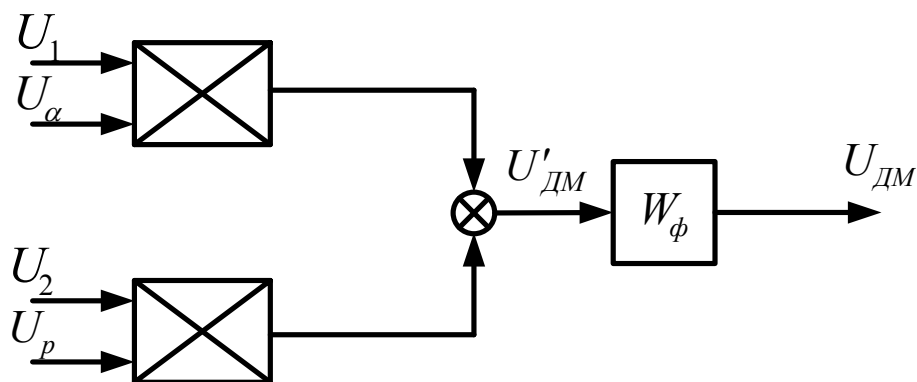


Рис. 2.29. Структурная схема датчика момента

Таким образом, расчетная структурная схема системы преобразователь – вентильный двигатель для режимов работы с малыми скоростями и использования разработанных датчиков момента и скорости имеет вид, приведенный на рис. 2.30.

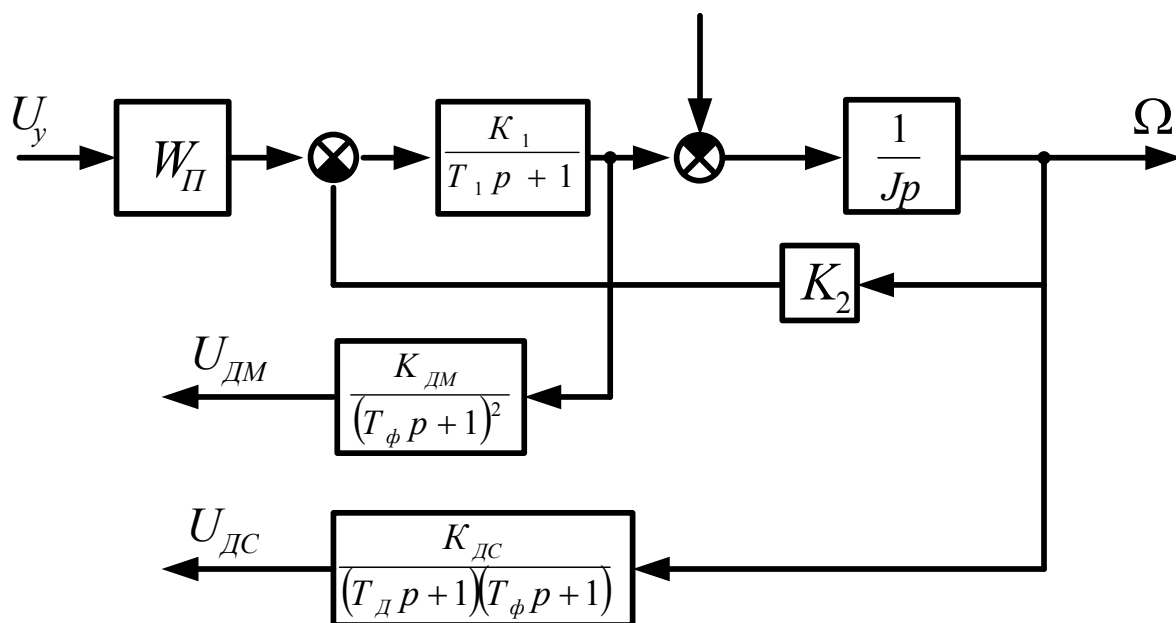


Рис. 2.30. Структурная схема ВД с вычислителями момента и скорости

2.9. Датчики фазы и частоты

В системах переменного тока возникает необходимость измерения фазы и частоты управляемого напряжения (тока). Фазовый сдвиг ϕ между напряжениями U_1 и U_2 можно определить, измерив с помощью элемента выборки-хранения мгновенное значение U_1 для момента, в который U_2 проходит через нуль в положительном направлении. Для этой цели напряжение U_2 подается на вход срабатывающего по фронту одновибратора (рис. 2.31), который вырабатывает импульс опроса для элемента выборки-хранения [11].

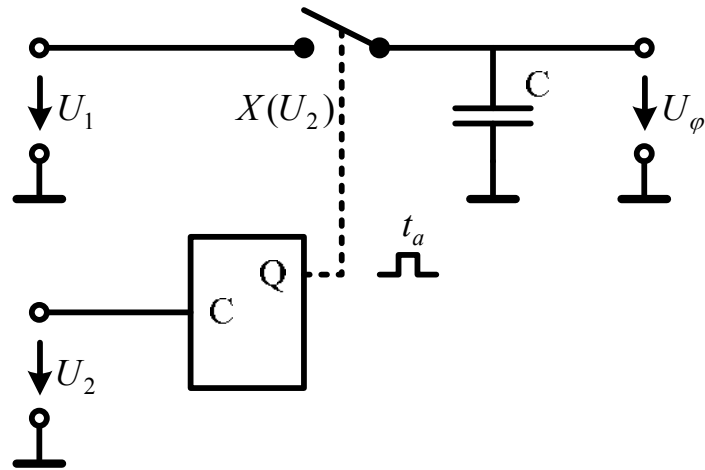


Рис. 2.31. Структурная схема фазового датчика

Как видно из рис. 2.32, выходное напряжение элемента выборки-хранения определяется выражением

$$U_{\varphi} \approx U_1 \sin \varphi. \quad (2.44)$$

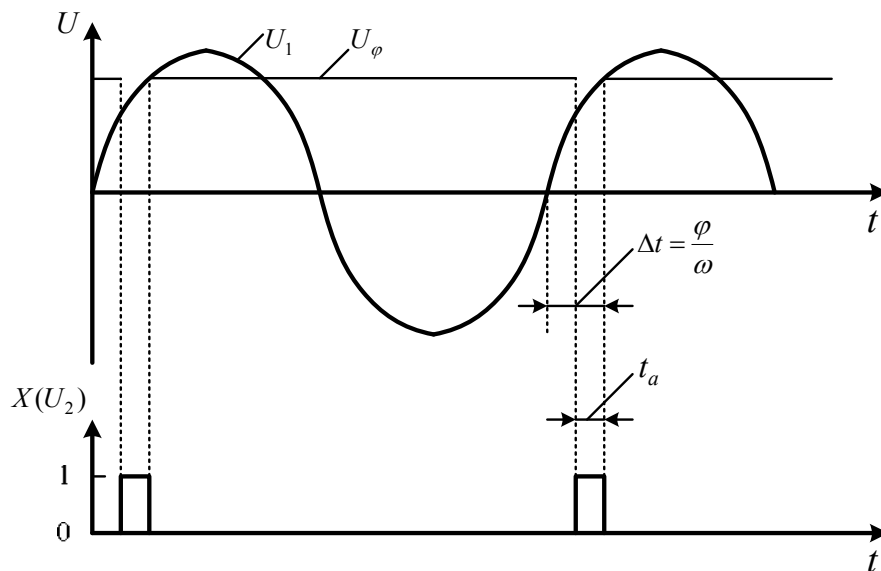


Рис. 2.32. График работы элемента выборки-хранения

Вблизи рабочей точки $\varphi=0$ характеристика датчика близка к линейной согласно соотношению

$$U_{\varphi} \approx U_1 \varphi.$$

Отсюда находим коэффициент преобразования фазового датчика

$$k_{\varphi} = U_1. \quad (2.45)$$

Как видно из рис. 2.33, следующая рабочая точка находится при $\varphi=\pi$. Тогда $k_{\varphi} = -U_1$. Какую из двух рабочих точек выбрать, зависит от знака коэффициента усиления регулятора. Следующая устойчивая рабочая точка сдвигается на 2π . Это означает, что фазовый детектор не различает сдвиг на полное колебание.

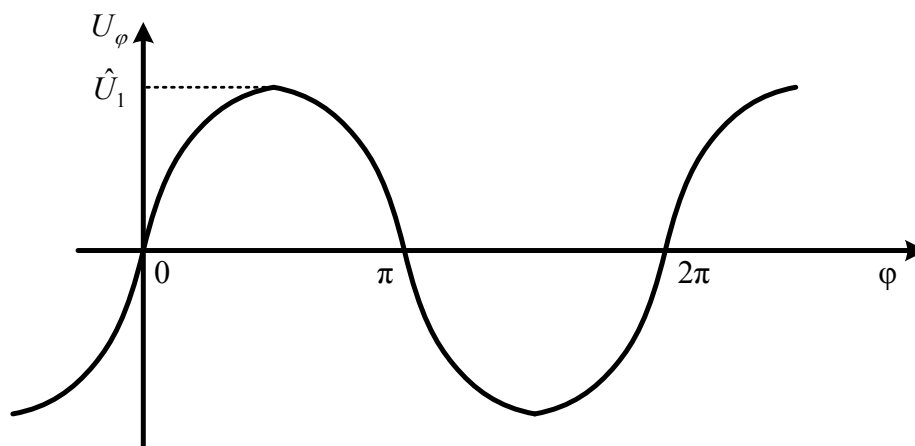


Рис. 2.33. График, определяющий рабочие точки фазового датчика

Если вместо синусоидального входного напряжения U_1 используют напряжение треугольной формы, получается треугольная характеристика детектора. Для прямоугольных входных импульсов такую схему применять нельзя.

Описанный фазовый датчик определяет новые значения фазового сдвига один раз за период. Поэтому он ведет себя как звено с запаздыванием. В зависимости от того, в какой момент происходит изменение фазы, запаздывание составляет от 0 до $T = 1/f$. Усредненное запаздывание можно принять равным $0,5T$. Поэтому передаточная функция такого датчика описывается выражением

$$W(p) = k_{\varphi} e^{-0,5Tp} \approx \frac{k_{\varphi}}{0,5Tp + 1}. \quad (2.46)$$

Измерение частоты может быть выполнено с помощью частотно-зависимой цепи (RLC). Измеряя напряжение на элементе последовательной цепи или ток в ветви параллельного соединения можно определить значение действующей частоты. Информационным сигналом является амплитуда напряжения (тока). Для преобразования информационного сигнала в сигнал постоянного тока может быть использовано устройство выборки-хранения (УВХ) [12].

Схемы слежения-хранения (или выборки-хранения), выполняющие эту функцию, должны на интервале времени слежения (выборки) повторять на выходе входной аналоговый сигнал, а при переключении режима на хранение сохранять последнее значение $U_{ВЫХ}$ на своем выходе до поступления следующего сигнала выборки. На самом деле переходы между режимами оказываются не мгновенными, а потому в реальных схемах существует апертурное время, характеризующее одну из составляющих динамической ошибки.

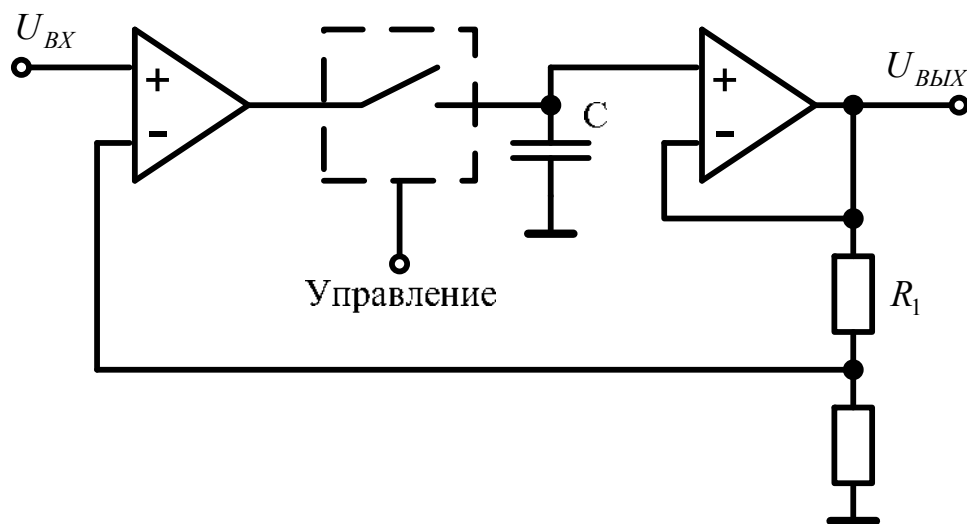


Рис. 2.34. Схема узла выборки-хранения

Основная схема выборки-хранения показана на рис. 2.34. Эта схема, выполняемая часто как полупроводниковая ИМС, содержит два ОУ с малыми временами установления. ОУ – выходной повторитель имеет на входах МОП-транзисторы, что обеспечивает очень малую утечку запоминающего конденсатора C . Высококачественный ключ связывает выход первого ОУ с конденсатором C . Когда ключ замкнут, вся система работает как ОУ, при этом на конденсаторе образуется напряжение, как раз такое, чтобы $U_{BЫX} = KU_{BХ}$ (где K – коэффициент передачи, устанавливаемый внешними цепями). При размыкании ключа $U_{BЫX}$ сохраняет свое значение, пока утечки не изменят заряд конденсатора C . Для характеристики ошибки в режиме хранения обычно указывают скорость изменения выходного напряжения $V_{U_{BЫX}.XP}$ при данной запоминающей емкости C (что равносильно заданию тока утечки). Чем больше C , тем больше апертурное время, зависящее от постоянной времени перезаряда C , но и тем больше допустимое время хранения при заданной ошибке. Способность схемы отслеживать входной сигнал можно охарактеризовать как максимальную скорость нарастания (спада) сигнала в режиме выборки $V_{U_{BЫX}.CЛ}$.

Эта скорость зависит как от способности входного усилителя отдавать ток заряда C , так и от частоты среза контура обратной связи.

Передаточная функция датчика частоты описывается формулой

$$W(p) = k_f e^{-Tp} \approx \frac{k_f}{Tp + 1}, \quad (2.47)$$

где k_f – коэффициент (чувствительность) частотно-зависимой RLC-цепи, T – период выборки.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Структура аналоговых датчиков напряжения.
2. Структура цифровых датчиков напряжения.
3. Формула ЭДС датчика Холла.
4. Достоинства и недостатки шунта как датчика тока.
5. Конструкция датчика тока на основе элемента Холла.
6. Функциональная схема датчика тока на основе элемента Холла.
7. Схема и работа датчика проводимости.
8. Принцип работы датчика тока, встроенного в MOSFET транзистор.
9. Схема тахометрического датчика ЭДС.
10. Схема замещения датчика ЭДС.
11. Передаточная функция датчика ЭДС.
12. Разновидности датчиков положения ротора вентильного двигателя.
13. Структурная схема вычислителя момента асинхронного двигателя.
14. Структурная схема вычислителя потокосцепления асинхронного двигателя.
15. Структурная схема вычислителя сигнала скорости вентильного двигателя.
16. Структурная схема датчика момента вентильного двигателя.
17. Передаточная функция вычислителя сигнала скорости вентильного двигателя.
18. Передаточная функция датчика момента вентильного двигателя.
19. Структурная схема и работа фазового датчика.
20. Передаточная функция фазового датчика.
21. Принцип работы измерителя частоты.
22. Схема узла выборки-хранения.
23. Передаточная функция датчика частоты.

3. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ, РЕГУЛЯТОРЫ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ АНАЛОГОВЫЕ МИКРОСХЕМЫ

3.1. Регуляторы

Регуляторы предназначены для суммирования задающего сигнала и сигналов обратной связи, а также для формирования статических и динамических характеристик замкнутой системы [5].

При работе в линейном режиме на ОУ входное напряжение описывается выражением

$$\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^{(-)} - U_{\text{вх}}^{(+)} \approx 0.$$

При напряжении питания ± 15 В напряжение насыщения на ОУ $U_{\text{нас}} = \pm 13$ В (рис. 3.1).

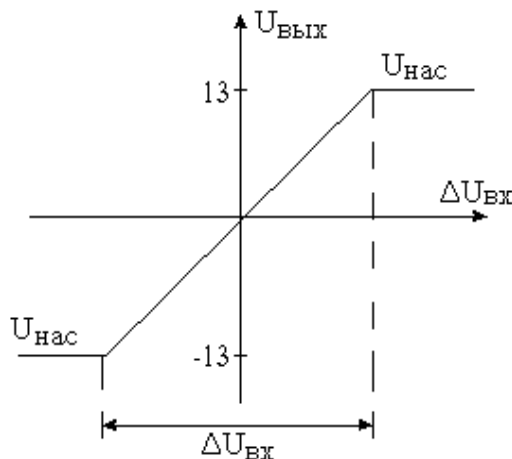


Рис. 3.1. Характеристика линейного регулятора

3.2. Основные схемы включения ОУ

При анализе работы ОУ используются следующие допущения:

- $\Delta U_{\text{вх}} \approx 0$ (т. к. $K_{\text{оу}} \rightarrow \infty$);
- ОУ не потребляет ток по входным цепям $I_{\text{вх}} = 0$ (т. к. большое входное сопротивление $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$).

Существует несколько типовых схем включения ОУ в режиме масштабного усилителя.

Инвертирующее включение

а) В соответствии с рисунком 3.2, а, напряжение на выходе ОУ

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} \cdot E_1 = -K_{(-)} \cdot E_1, \quad (3.1)$$

где $K_{(-)} = \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1}$ – коэффициент усиления на инвертирующем входе.

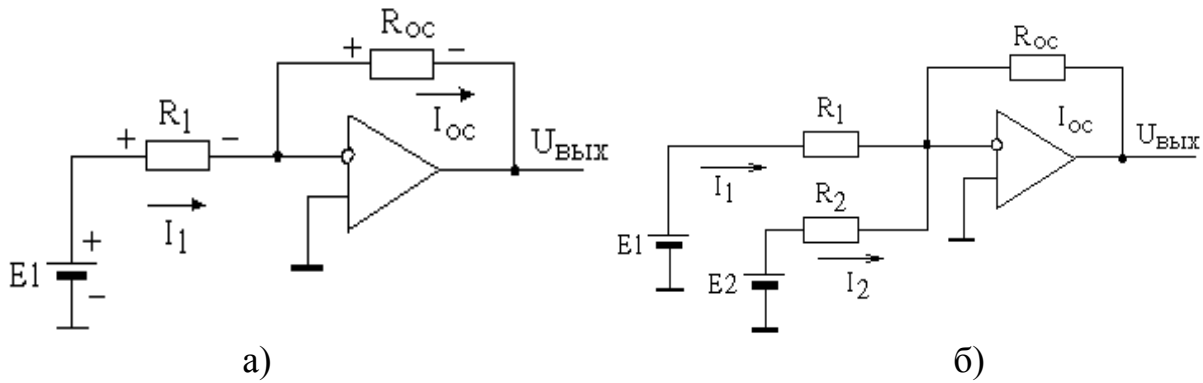


Рис. 3.2. Схемы инвертирующего включения ОУ

$$U_{\text{вых}} = -I_{\text{ос}} \cdot R_{\text{ос}} \quad (\text{т. к. } \Delta U_{\text{вх}} = 0),$$

$$\text{где } I_{\text{ос}} = I_1 \quad (\text{т. к. } R_{\text{вх оу}} = \infty); \quad I_1 = \frac{E_1}{R_1} \quad (\text{т. к. } \Delta U_{\text{вх}} = 0).$$

б) Инвертирующий сумматор (рис. 3.2, б)

Во входной цепи два независимых контура и I_1 не влияет на I_2 (рис 3.3). Выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ находится методом суперпозиции.

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} E_1 - \frac{R_{\text{ос}}}{R_2} E_2 = -K_1 E_1 - K_2 E_2, \quad (3.2)$$

$$\text{где } K_1 = \frac{R_{\text{ос}}}{R_1}; \quad K_2 = \frac{R_{\text{ос}}}{R_2}.$$

Коэффициент передачи по каждому входу разный; $K_1 = K_2$ только если $R_1 = R_2$.

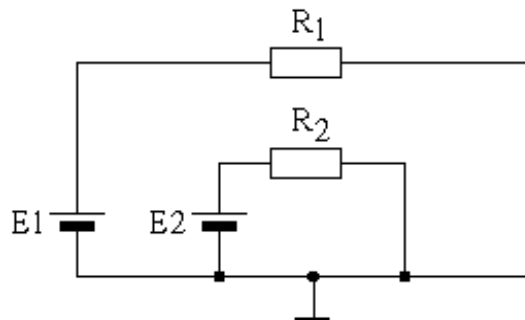


Рис. 3.3. Входные цепи инвертирующего сумматора

Инвертирующее включение применяется:

- для масштабного преобразования и инверсии сигнала;
- для суммирования сигналов с инверсией.

Неинвертирующее включение

а) Повторитель. На рис. 3.4, а приведена его схема. Основное условие его работы

$$U_{\text{вых}} = E_1 \quad (\Delta U_{\text{вх}} = 0),$$

$$R_1 = R_{\text{ос}}.$$

б) Неинвертирующий усилитель (рис. 3.4, б). В этом случае уравнение, описывающее работу ОУ, следующее

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ОС}} \cdot R_{\text{ОС}} + I_1 \cdot R_1,$$

где $I_{\text{ОС}} = I_1$ (т. к. $R_{\text{ВХ}} = \infty$); $I_1 = E_1/R_1$ ($\Delta U_{\text{ВХ}} = 0$).

$$U_{\text{ВЫХ}} = (E_1/R_1) \cdot (R_{\text{ОС}} + R_1) = E_1 \cdot (R_{\text{ОС}}/R_1 + 1) = K_{(+)} \cdot E_1,$$

где $K_{(+)}$ – коэффициент усиления.

$$\frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} = K_{(-)}; \quad \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} + 1 = K_{(+)} = K_{(-)} + 1.$$

в) Неинвертирующий сумматор (рис. 3.4, в). Он предназначен для суммирования без инвертирования нескольких входных сигналов. Уравнение, описывающее работу ОУ, следующее

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot (R_{\text{ОС}}/R + 1) = \{R_{\text{ОС}} = R\} = 2 \cdot U_{\text{ВХ}(+)}$$

Контур К (рис. 3.4, в): $E_1 - E_2 = I \cdot (R_1 + R_2);$

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R_1 + R_2};$$

$$U_{\text{ВХ}(+)} = E_1 - R_1 \cdot I = \frac{E_1 \cdot R_2 + E_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_1 + E_2}{2} \text{ при } R_1 = R_2;$$

$$U_{\text{ВХ}} = \frac{E_1 + E_2}{2} \left(\frac{R_{\text{ОС}}}{R} + 1 \right).$$

Если $R = R_1 = R_2 = R_{\text{ОС}}$, то $U_{\text{ВЫХ}} = E_1 + E_2$.

В данном случае источники входных сигналов E_1, E_2 действуют друг на друга, чего нет в системах с инвертирующим включением.

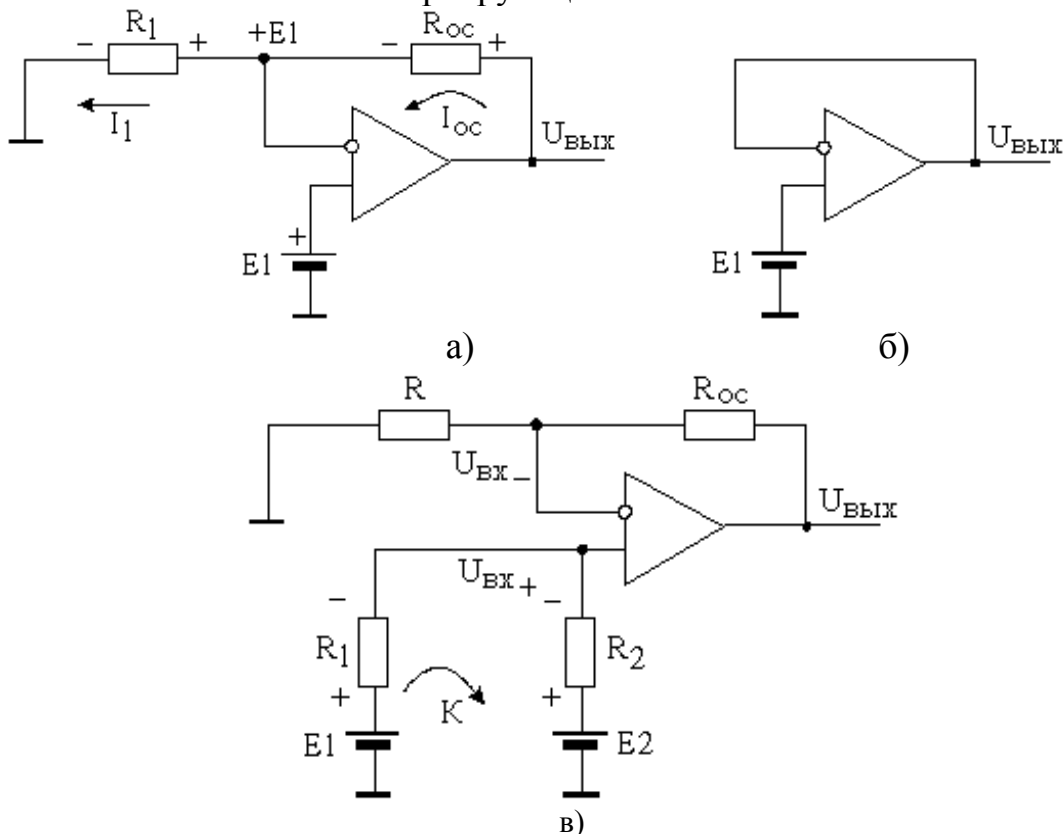


Рис. 3.4. Схемы неинвертирующего включения ОУ

Эти схемы включения ОУ применяются для масштабного преобразования и суммирования сигнала без инверсии.

3.3. Схемы включения ОУ с частотно-зависимым преобразованием сигнала

П-регулятор

В соответствии с рис. 3.5, а, передаточная функция П-регулятора

$$W(p) = - \frac{Z_{OC}(p)}{Z_{BX}(p)}. \quad (3.3)$$

При анализе частотных свойств и синтезе схемы управления в первую очередь определяют передаточную функцию регулятора по каналу датчика обратной связи (ДОС) $W(p)$, и только во вторую – по каналу задания $W_{РЕГ}(p)$.

На рис. 3.5, а приведены обозначения: $U_{ДОС}$ – напряжение датчика ОС; U_3 – напряжение задания.

$$Z_{OC} = R_{OC}, \quad Z_{BX} = R_1 (R_2);$$

$$W(p)_{oc} = -k_2,$$

$$W(p)_{зад} = -k_1,$$

где $k_1 = R_{OC}/R_1$, $k_2 = R_{OC}/R_2$.

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рис. 3.5, б, в, соответственно.

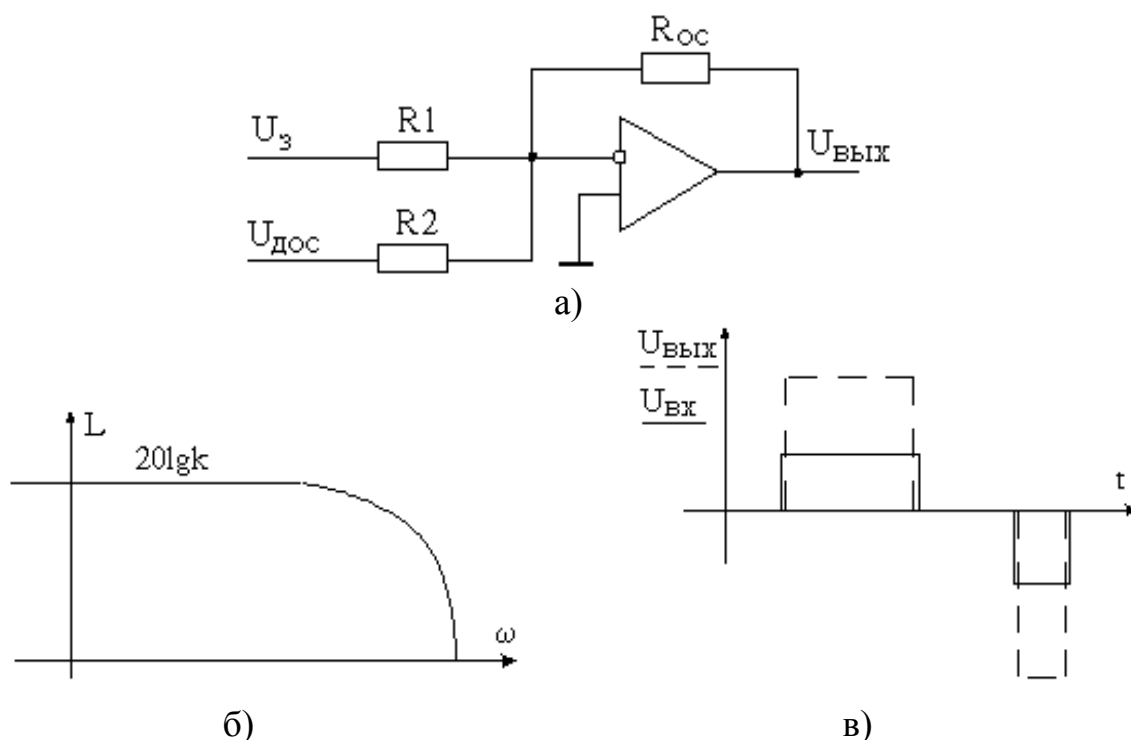


Рис. 3.5. П-регулятор и его характеристики

И-регулятор

В соответствии с рис. 3.6, а, передаточная функция И-регулятора

$$W(p) = \frac{Z_{OC}(p)}{Z_1(p)},$$

где $Z_{OC} = \frac{1}{C_{OC}p}$, $Z_1 = R_1$.

$$W(p) = \frac{1}{C_{OC}R_1p} = \frac{1}{T_I p}, \quad (3.4)$$

где $T_I = C_{OC}R_1$.

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рис. 3.6, б, в, соответственно.

Физический смысл постоянной времени T_I состоит в том, что она численно равна времени, за которое выходной сигнал достигает уровня входного при нулевых начальных условиях.

И-регулятор и любой другой, имеющий интегрирующую часть, обладает свойством памяти (т. е. при нулевом входном сигнале выходной сохраняет накопленное к этому моменту значение).

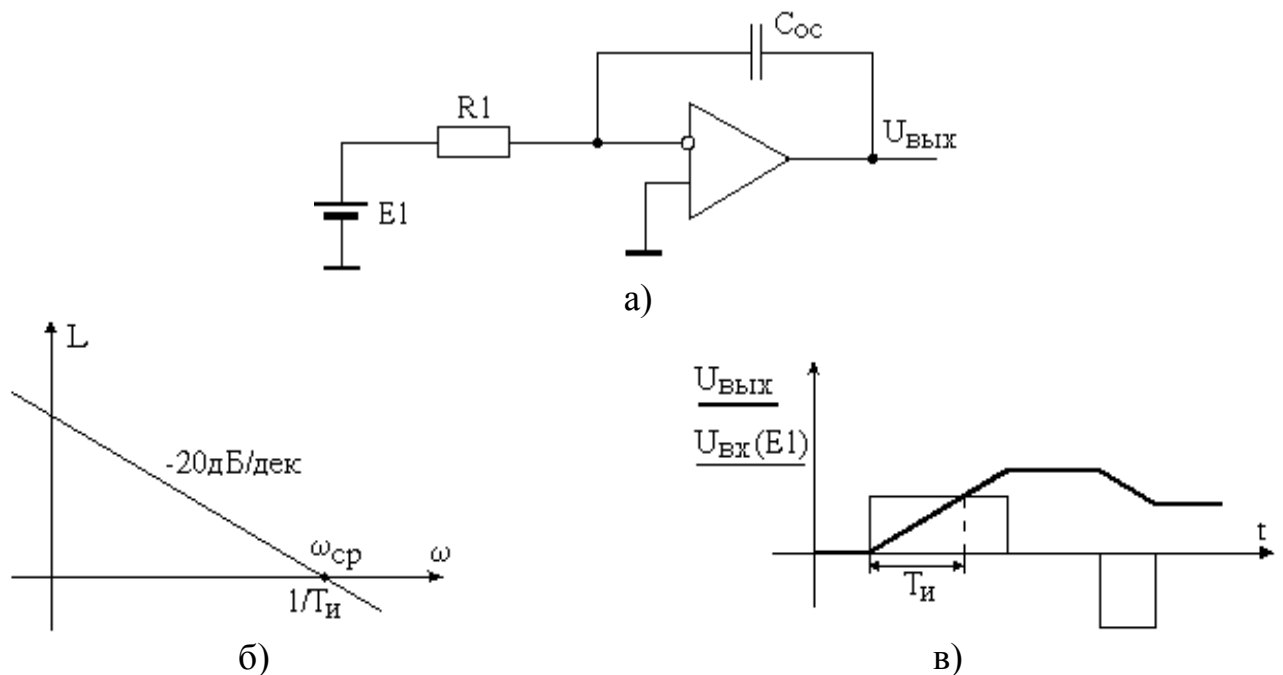


Рис. 3.6. И-регулятор и его характеристики

ПИ-регулятор

В соответствии с рис. 3.7, а, передаточная функция ПИ-регулятора

$$W(p) = \frac{R_{OC} + 1/C_{OC}p}{R_1}; \quad (3.5)$$

$Z_{OC} = R_{OC} + 1/C_{OC}p$, $Z_{ВХ} = R_1$.

В зависимости от соединения ПИ-регулятор можно представить как параллельное (рис. 3.7, б), так и последовательное (рис. 3.7, в) соединение П- и И-звеньев.

Так, параллельное соединение удобно для временных зависимостей.

$$W(p) = \frac{R_{OC}}{R_1} + \frac{1}{C_{OC}R_1p} = k + \frac{1}{T_{И}p}. \quad (3.6)$$

Последовательное соединение удобно для анализа частотных свойств, т. к. $\lg xy = \lg x + \lg y$.

$$W(p) = \frac{R_{OC} + 1/C_{OC}p}{R_1} = \frac{R_{OC}C_{OC}p + 1}{R_1C_{OC}p} \cdot \frac{R_{OC}}{R_{OC}} = \frac{R_{OC}}{R_1} \cdot \frac{R_{OC}C_{OC}p + 1}{R_{OC}C_{OC}p} = k \cdot \frac{T_{ИЗ}p + 1}{T_{ИЗ}p},$$

где $T_{ИЗ} = R_{OC} \cdot C_{OC}$ – изодромная постоянная времени.

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рисунке 3.7, г, д, соответственно.

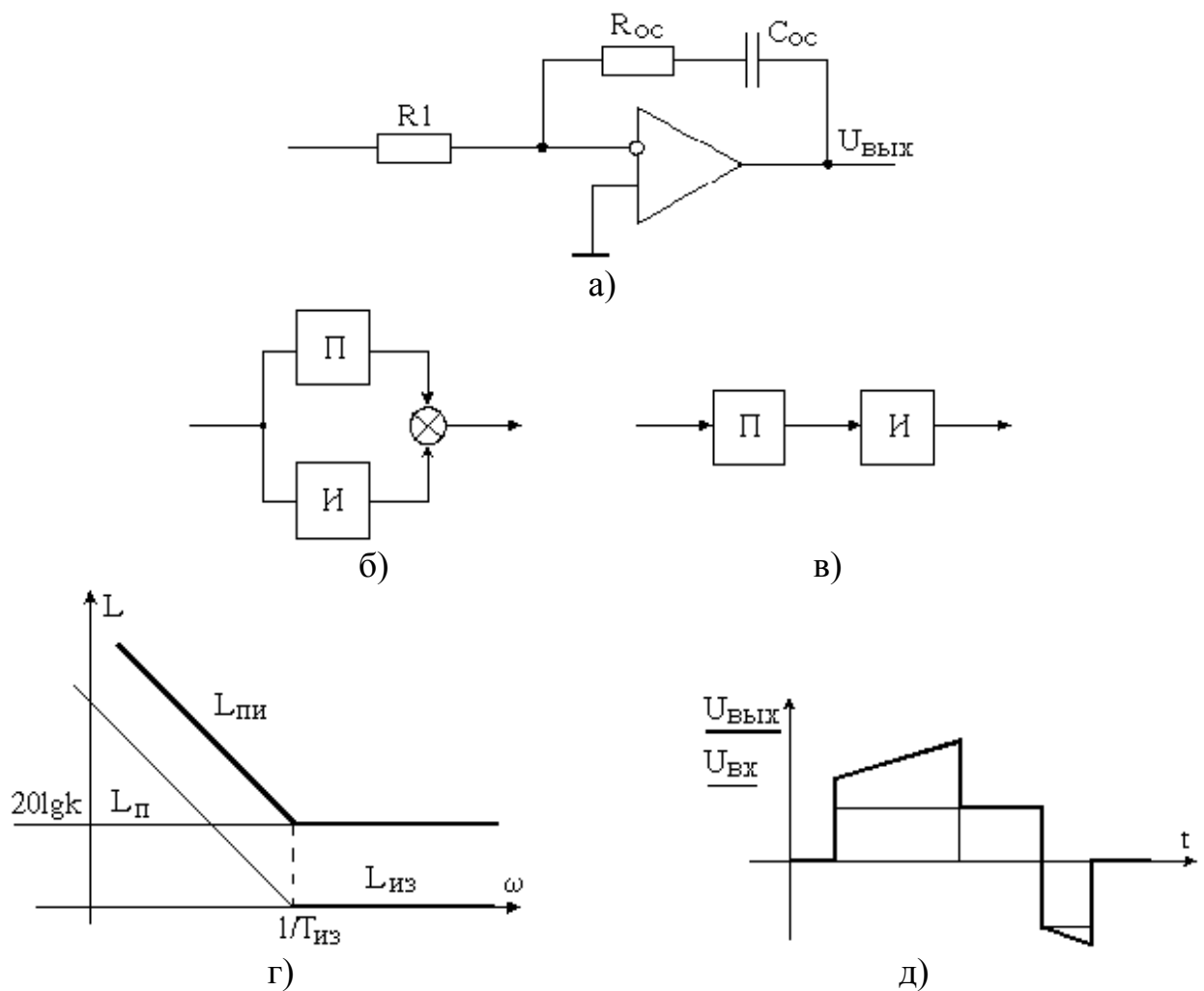


Рис. 3.7. ПИ-регулятор и его характеристики

Аперiodический регулятор

В соответствии с рис. 3.8, а, в цепи обратной связи включено параллельное соединение R_{OC} и C_{OC} , поэтому передаточная функция аперiodического регулятора определяется по формуле

$$Z_{OC}(p) = \frac{R_{OC} \cdot 1/C_{OC}p}{R_{OC} + 1/C_{OC}p} = \frac{R_{OC}}{R_{OC}C_{OC}p + 1};$$

$$Z_{BX}(p) = R_1;$$

$$W(p) = \frac{R_{OC}}{R_1} \cdot \frac{1}{R_{OC}C_{OC}p} = \frac{k}{T_{\Phi}p + 1}, \quad (3.7)$$

где $T_{\Phi} = R_{OC}C_{OC}$.

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рис. 3.8, б, в, соответственно.

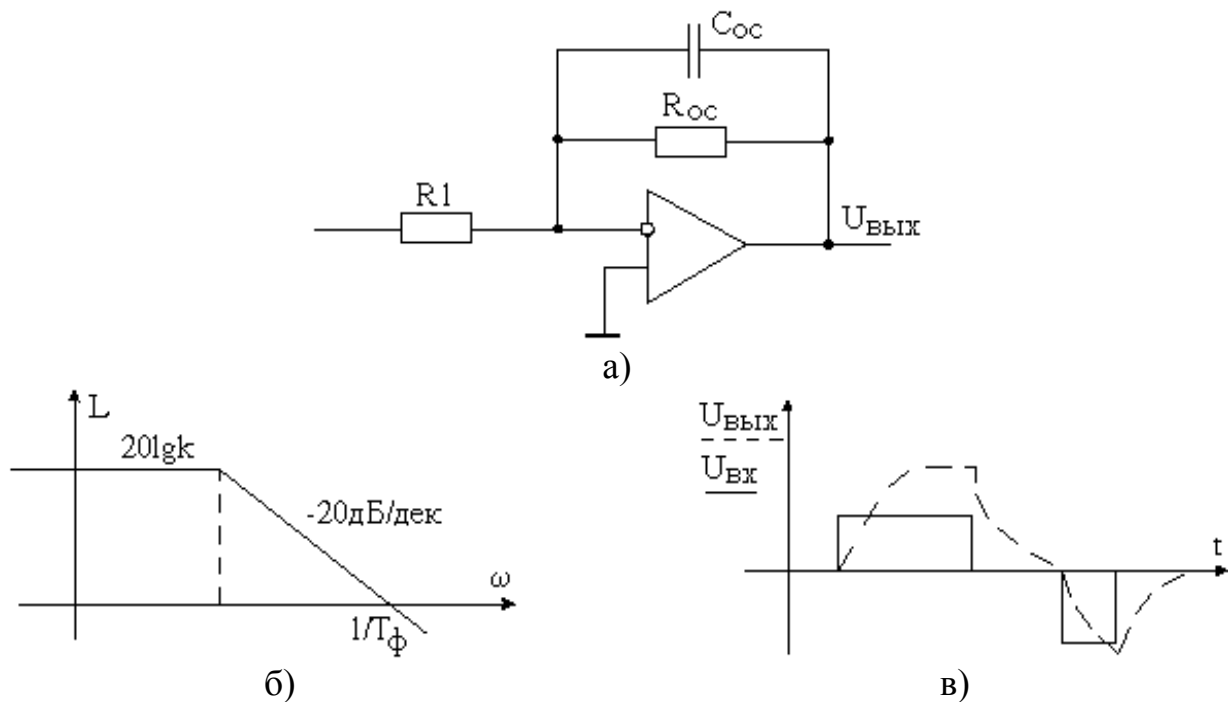


Рис. 3.8. Аperiodический регулятор и его характеристики

Д-регулятор

В соответствии с рис. 3.9, а, передаточная функция Д-регулятора

$$Z_{OC} = R_{OC}; Z_{BX} = 1/C_1p;$$

$$W(p) = \frac{R_{OC}}{1/C_{OC}p} = R_{OC}C_1p = Tp. \quad (3.8)$$

Частотная характеристика и временные зависимости входного и выходного напряжений представлены на рис. 3.9, б, в, соответственно.

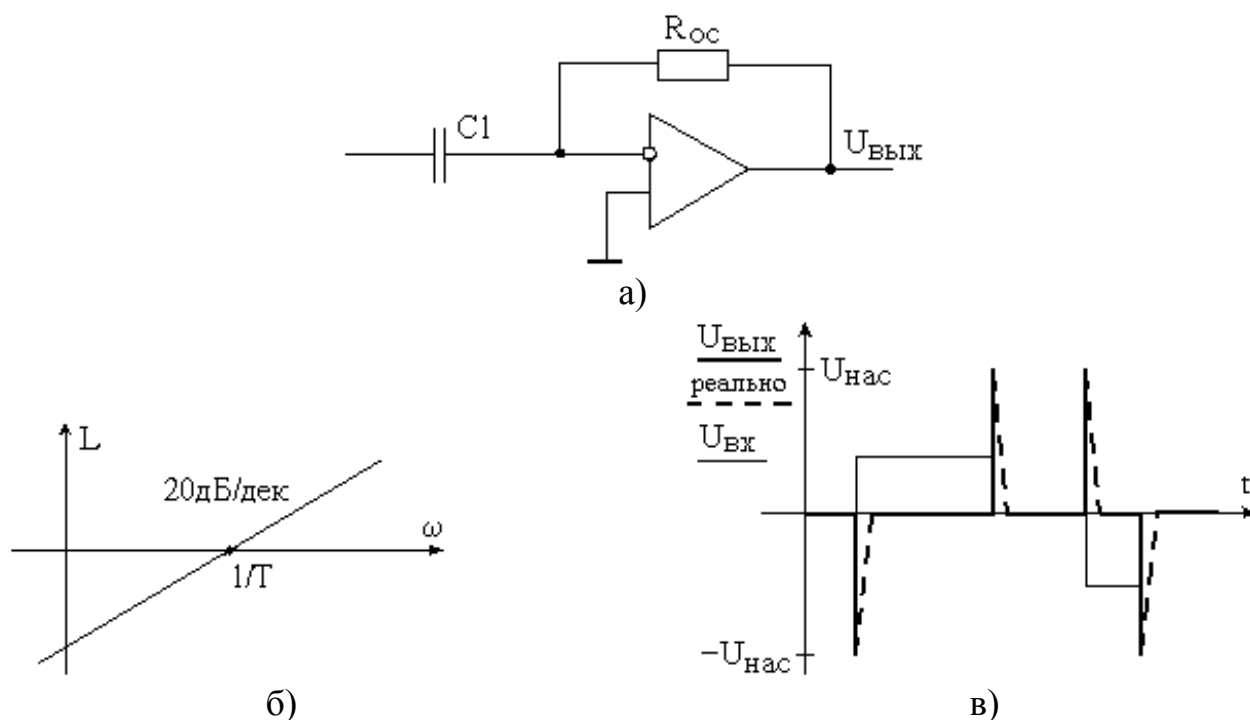


Рис. 3.9. Д-регулятор и его характеристики

3.4. Инструментальные усилители

Инструментальный усилитель (ИУ) – устройство для усиления сигналов с высокой точностью при больших уровнях синфазных напряжений и шумов. Симметричность ИУ, усилители с малым коэффициентом шума на входах, высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала, сверхвысокие входные сопротивления позволяют создавать простые схемы для усиления сигналов датчиков, имеющих высокое выходное сопротивление и малый уровень выходных сигналов.

Классическая схема ИУ на трех операционных усилителях (ОУ) показана на рис. 3.10 [13].

При усилении сигналов датчиков на входах ИУ присутствуют дифференциальный сигнал $V_{д/2}$, синфазный сигнал $V_{сф}$ и напряжение шумов (для простоты на рис. 3.10 шумовая составляющая не показана).

При расчетах принимают, что

$$\begin{aligned} V_{сф} &= (V_{ВХ+} - V_{ВХ-}) / 2, \\ V_{д} &= V_{ВХ+} - V_{ВХ-}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Из уравнений (3.9) следует:

$$\begin{aligned} V_{ВХ+} &= V_{сф} + V_{д} / 2 \text{ и} \\ V_{ВХ-} &= V_{сф} - V_{д} / 2. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Если операционные усилители А1 и А2 не находятся в режиме насыщения, то справедливо следующее соотношение для тока $I_{д}$, протекающего через резистор R_G :

$$I_D = (V_{BX+} + V_{BX-}) / R_G = V_D / R_G. \quad (3.11)$$

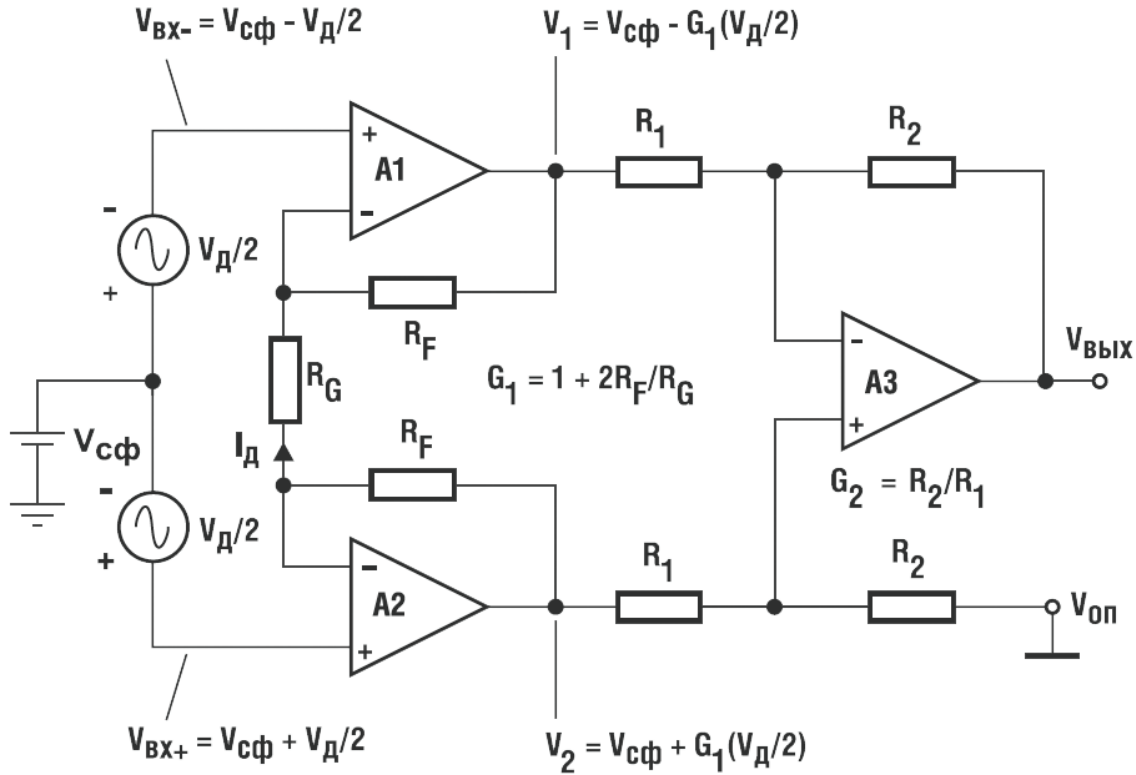


Рис. 3.10. Классическая схема инструментального усилителя на трех ОУ

Напряжения на выходах усилителей A1 и A2:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{сф} - V_D/2 - I_D R_F, \\ V_2 &= V_{сф} + V_D/2 + I_D R_F. \end{aligned}$$

Подставим в последние выражения ток I_D из уравнения (3.11) и получим:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{сф} - G_1 V_D / 2, \\ V_2 &= V_{сф} + G_1 V_D / 2, \end{aligned} \quad (3.12)$$

где $G_1 = 1 + 2R_F / R_G$.

Из уравнения (3.12) следует, что входными усилителями A1 и A2 усиливаются только дифференциальные составляющие с коэффициентом усиления G_1 , синфазная составляющая усиливается ими с единичным усилением.

Выходное напряжение с дифференциального усилителя A3 определяется по формуле

$$V_{ВЫХ} = (V_2 - V_1) G_2, \quad (3.13)$$

где $G_2 = R_2 / R_1$.

Полный коэффициент усиления всей схемы на рис. 3.10 определяется выражением

$$G_{\Sigma} = V_{ВЫХ} / V_D = G_1 G_2.$$

В усилителях датчиков возникает необходимость фильтрации потенциалов постоянного тока (DC-потенциалов), большие значения которых могут перевести выходные каскады в режим насыщения по постоянному току.

Решить задачу фильтрации постоянной составляющей можно добавлением интегратора на ОУ А5 (рис. 3.11).

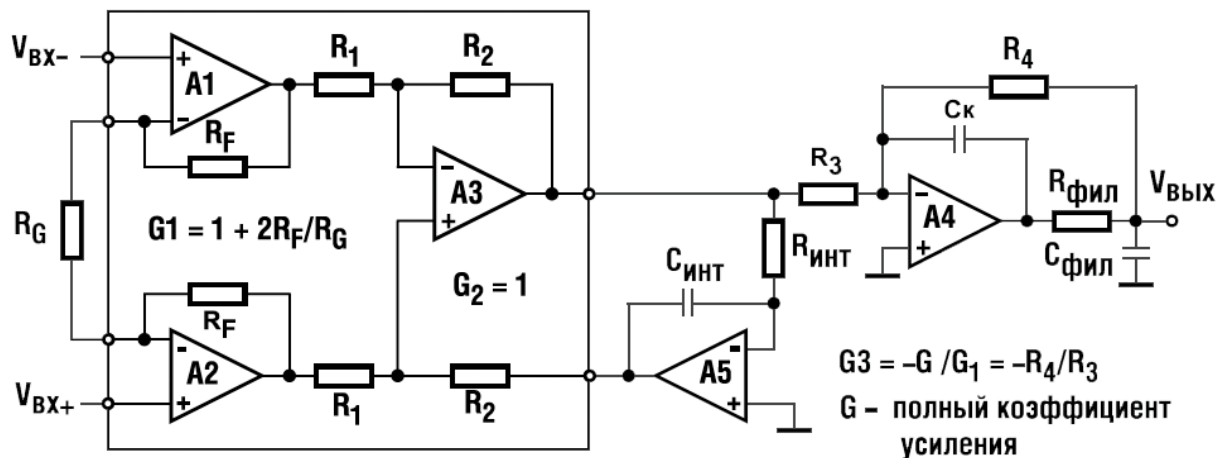


Рис. 3.11. Схема включения ИУ с фильтрацией потенциалов постоянного тока

Частота среза интегратора на ОУ А5 рассчитывается по известной формуле

$$F_0 = 1/(2\pi R_{\text{ИНТ}} C_{\text{ИНТ}}). \quad (3.14)$$

Однако частота среза всего дифференциального каскада на усилителе А3 увеличивается из-за его коэффициента усиления в G_2 раз.

В большинстве случаев коэффициент усиления дифференциального каскада на ОУ А3 делают равным единице, а потерю усиления компенсируют введением дополнительного каскада усиления на ОУ А4 (рис. 3.11).

3.5. Схемы управления транзисторными ключами (СУТК)

СУТК являются необходимым функциональным элементом электронного преобразователя для привода, поэтому ее выбор является важным этапом разработки [14].

Потенциал затвора силовых транзисторных ключей «верхней группы» в промышленном и бытовом приводе определяется величиной U_d и намного превышает потенциалы сигналов управления, поэтому в СУТК должна осуществляться либо гальваническая развязка входных и выходных цепей, либо должен обеспечиваться плавающий выходной потенциал (высоковольтный сдвиг уровня) выходного сигнала.

В настоящее время существуют микросхемы, которые предназначены для управления «верхним» и «нижним» силовыми транзисторами полумостовой схемы. На рис. 3.12 показана типовая схема включения СУТК и отмечены ее характерные особенности.

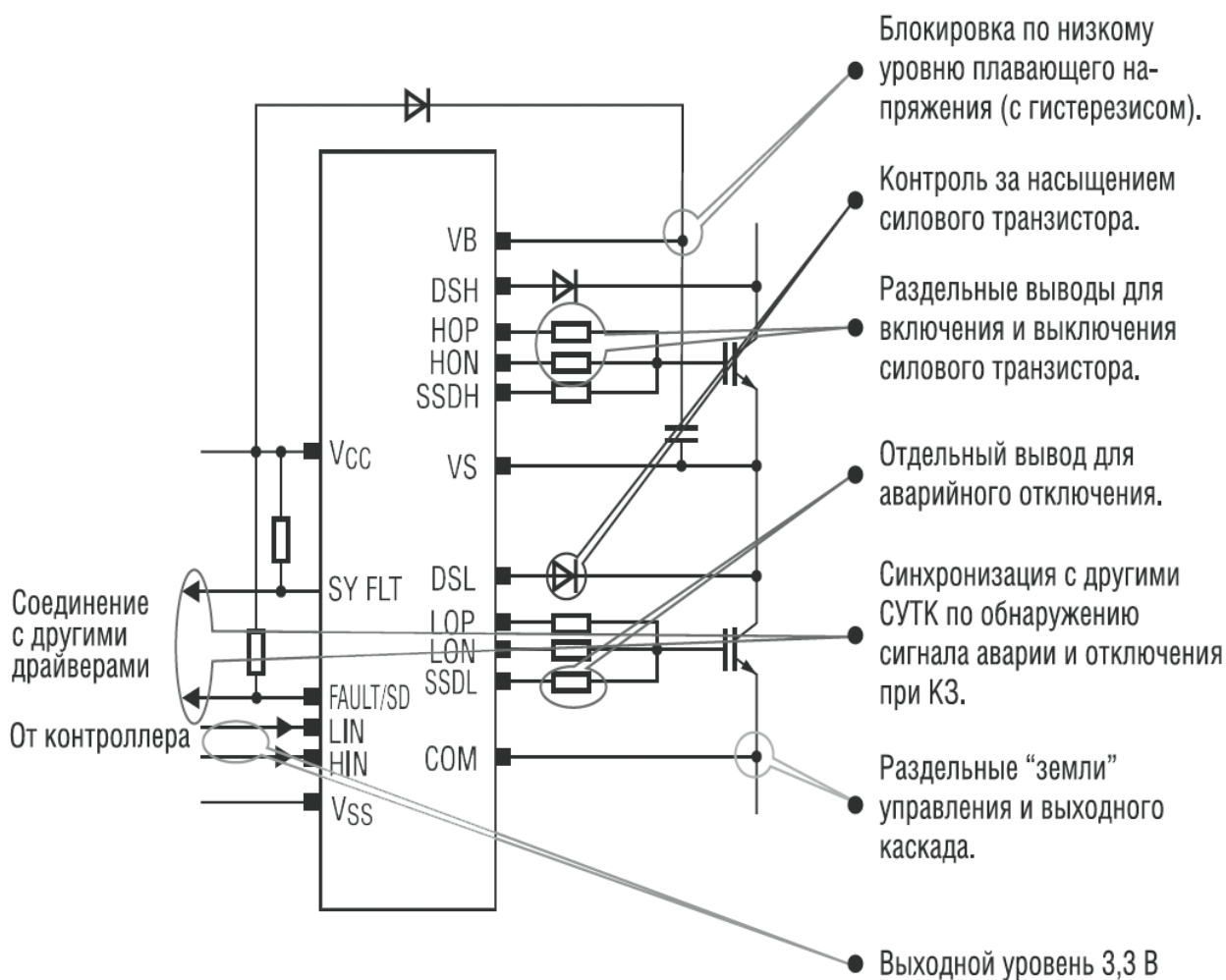


Рис. 3.12. Типовая схема включения СУТК

В микросхеме СУТК (драйвере) предусмотрены три цепи для управления процессом включения/выключения силовых транзисторов. Включение силового транзистора осуществляется по выходам xOP (рис. 3.13) в два этапа. На первом этапе, длительностью 200 нс, перезаряд входной емкости затвора силового транзистора осуществляется через два внутренних параллельно включенных резистора сопротивлением 15 Ом и внешний резистор R_{Gon} . На втором этапе отключается один из параллельно включенных внутренних резисторов и выходной ток уменьшается. Таким образом осуществляется форсирование процесса включения силового транзистора.

Выключение силового транзистора при отсутствии перегрузки осуществляется путем замыкания цепи «затвор-исток» через внутренний резистор 5 Ом и внешний резистор R_{Goff} . Максимальная величина запирающего тока – 3 А.

Формирование «мягкого» выключения при перегрузках осуществляется посредством дополнительных выходов $SSDx$ (рис. 3.13). При обнаружении перегрузки по току форсированное выключение силового транзистора по цепи xON может привести к выходу траектории переключения за пределы области безопасной работы рабочей точки. Для исключения этого в драйвере осуществляется «мягкое» выключение силового транзистора путем

замыкания цепи «затвор-исток» через внутренний резистор 100 Ом и внешний резистор R_{Goff} (рис. 3.13).

Защита от перегрузки по току осуществляется путем слежения за напряжением на открытом транзисторе по выходам DSx через разделительный диод (рис. 3.13). Указанный способ защиты хорошо известен еще со схем управления биполярными транзисторами и заключается в формировании запирающего сигнала при выходе транзистора из насыщения (desaturation). В драйвере срабатывание защиты происходит при напряжении $V_{CE} = 8$ В, что позволяет с достаточной степенью надежности для высоковольтных IGBT выявлять перегрузку по току, вызванную коротким замыканием нагрузки, межфазным замыканием в двигателе, замыканием фазы на землю и т. д. Для предотвращения ложных срабатываний защиты при включении транзистора предусмотрена ее блокировка на время 3 мкс, достаточное для большинства современных IGBT для достижения насыщения после включения.

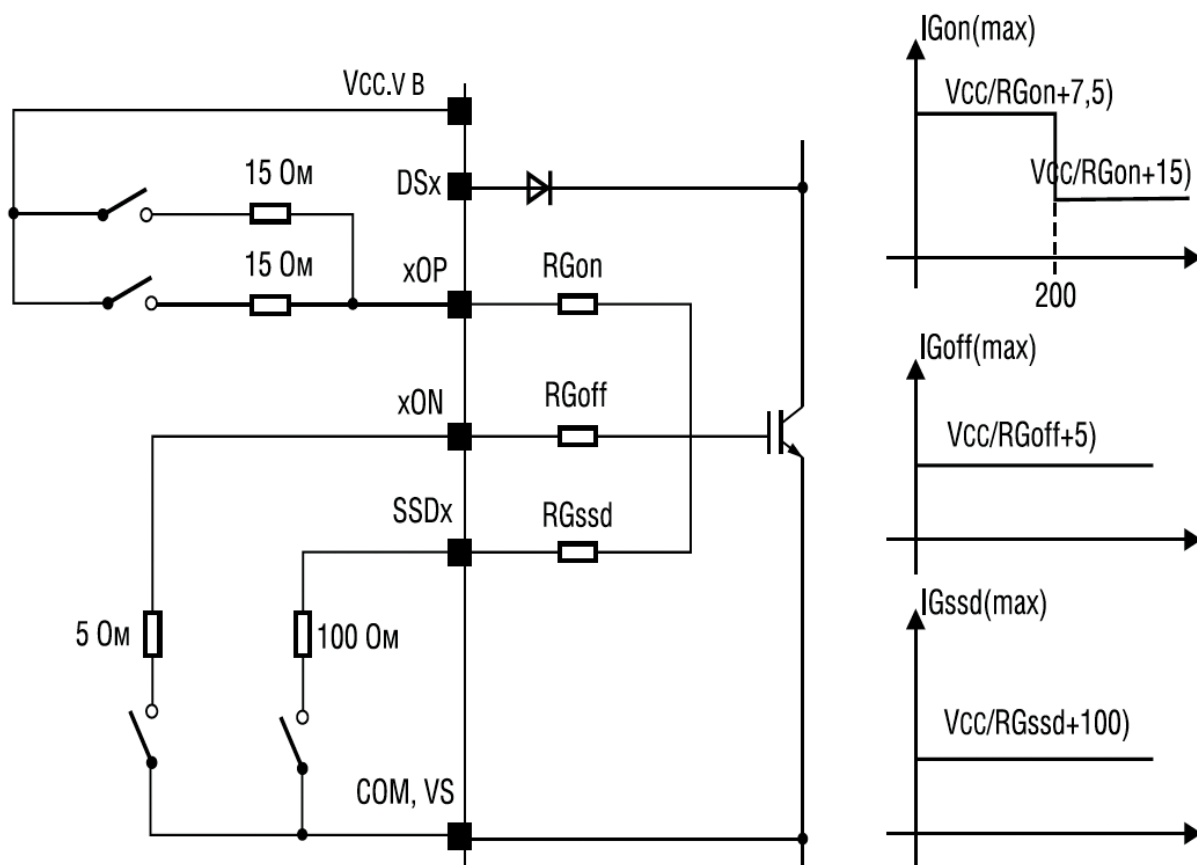


Рис. 3.13. Цепи включения и выключения силового транзистора

Согласование работы нескольких микросхем. Для повышения надежности электронных преобразователей для электропривода СУТК формируют сигналы «ошибка», которые могут не только передаваться в информационно-управляющую подсистему, но и управлять работой «соседних» СУТК. Например, если одним из драйверов обнаружена токовая перегрузка в одном из силовых транзисторов, этот драйвер выключит перегруженный ключ

в режиме «мягкого» выключения, по сигналу выхода «SY FLT» будет сформирован запрет на включение всех ранее закрытых транзисторов, а по сигналу выхода «Fault» будут выключены в обычном режиме все ранее включенные транзисторы.

3.6. Схемы взаимного преобразования двухфазных и трехфазных сигналов переменного тока на ОУ

В частотно-регулируемых электроприводах с векторным управлением используется преобразование сигналов переменного тока трехфазных в двухфазные и обратно. Для системы векторного управления необходим начальный пересчет сигналов трехфазной системы в сигналы двухфазной, а для реализации управляющих воздействий привода через трехфазный преобразователь частоты необходимо сигнал управления двухфазной системы пересчитать в сигнал управления преобразователя частоты трехфазной системы [15].

В основу преобразования сигналов 3→2 положены соотношения

$$U_{\alpha} = U_A - 0,5(U_B + U_C); U_{\beta} = (\sqrt{3}/2)(U_B - U_C). \quad (3.15)$$

Обратное преобразование сигналов 2→3 выполняется по уравнениям:

$$U_A = U_{\alpha}; U_B = 0,5(\sqrt{3}U_{\beta} - U_{\alpha}); U_C = -0,5(\sqrt{3}U_{\beta} + U_{\alpha}). \quad (3.16)$$

Оба преобразования базируются на алгебраических операциях с гармоническими сигналами. На рис. 3.14, а приведена схема преобразования сигналов 3→2. Схема реализована на операционных усилителях У1 и У2. Сигналы U_A , U_B , U_C с фазовым сдвигом $2\pi/3$ преобразуются в сигналы U_{α} и U_{β} с фазовым сдвигом $\pi/2$.

На рис. 3.14, б приведена схема преобразования сигналов 2→3. Схема реализована на операционных усилителях У1-У3. Исходные сигналы U_{α} и U_{β} с фазовым сдвигом $\pi/2$ преобразуются в сигналы U_A , U_B , U_C с фазовым сдвигом $2\pi/3$. Точность преобразования сигналов зависит от точности выбранных сопротивлений, участвующих в схеме преобразования.

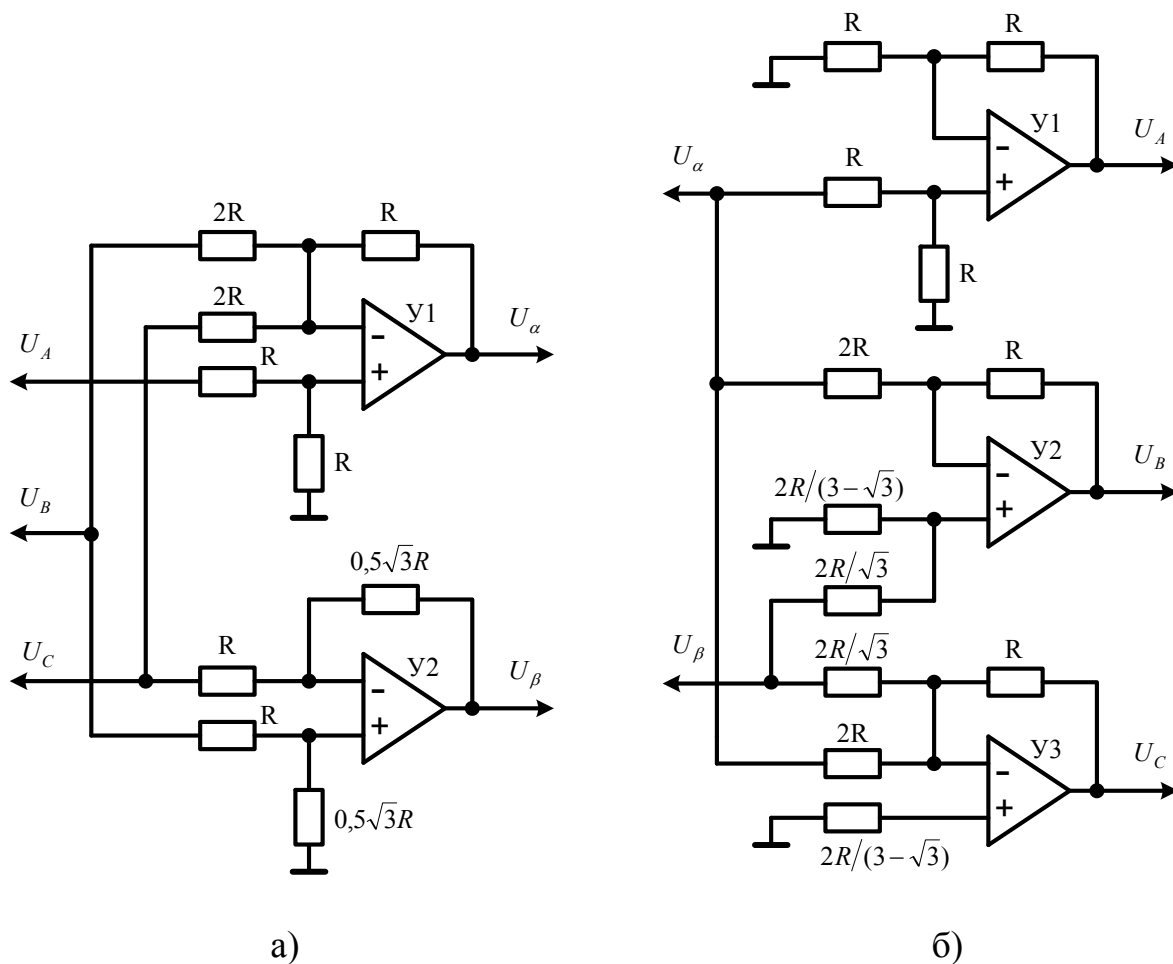


Рис. 3.14. Схемы взаимного преобразования 2- и 3-фазных сигналов

3.7. Схемы взаимного преобразования сигналов неподвижной и вращающейся систем координат

В системах векторного управления частотно-регулируемым электроприводом контуры регулирования работают во вращающейся системе координат. Поэтому возникает необходимость преобразования сигналов неподвижной системы координат в сигналы вращающейся системы координат и наоборот [15].

Преобразование сигналов неподвижной системы координат (α , β) в сигналы вращающейся системы координат (x , y) выполняется на основе уравнений

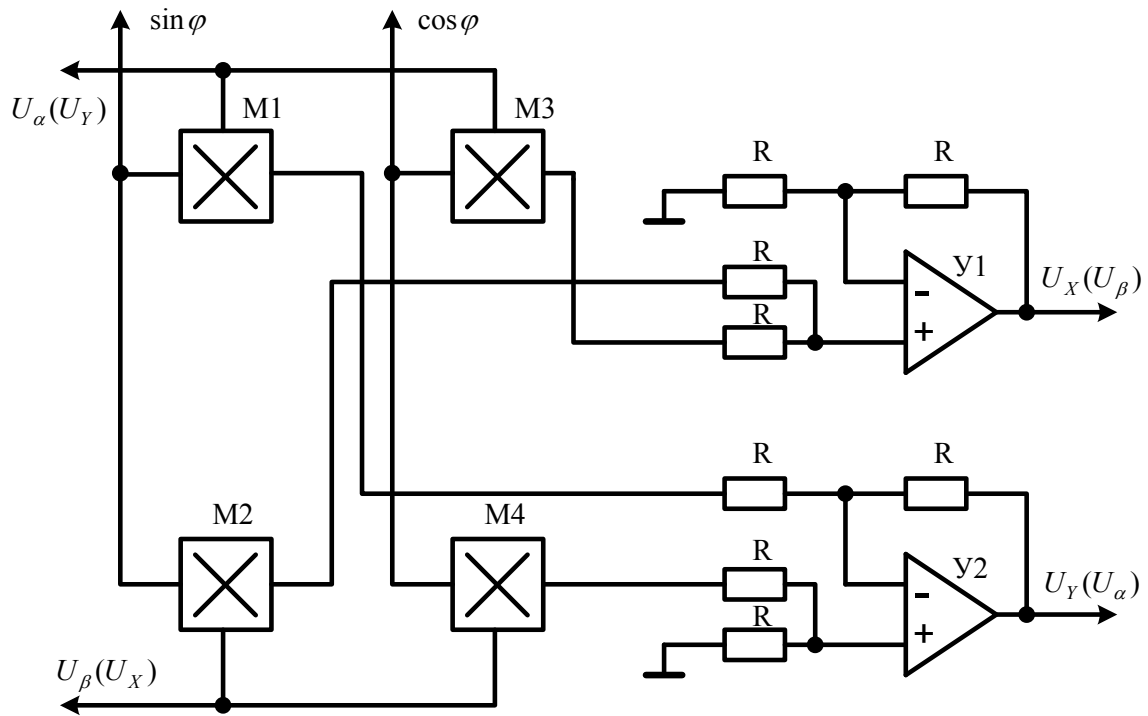
$$U_x = U_\beta \sin \varphi + U_\alpha \cos \varphi; U_y = U_\beta \cos \varphi - U_\alpha \sin \varphi. \quad (3.17)$$

Обратное преобразование сигналов вращающейся системы координат (x , y) в сигналы неподвижной системы координат (α , β) осуществляется в соответствии с выражениями:

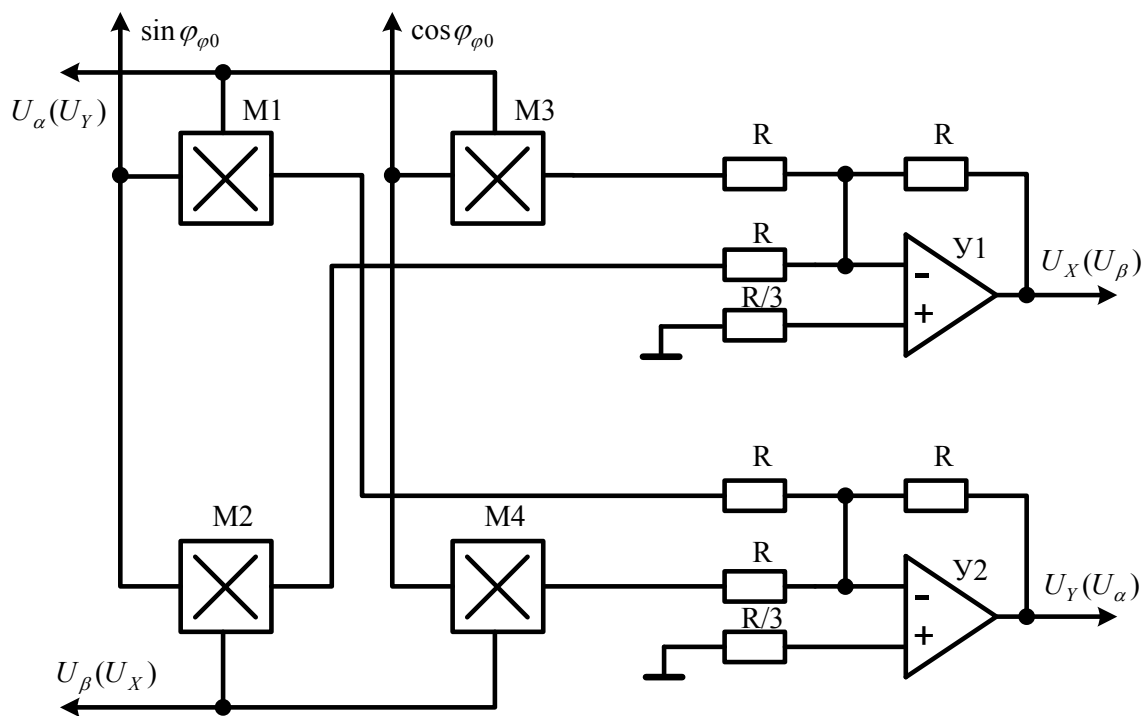
$$U_\alpha = U_x \cos \varphi - U_y \sin \varphi; U_\beta = U_x \sin \varphi + U_y \cos \varphi. \quad (3.18)$$

В первом случае блок преобразования координат выполняет функции преобразования и выпрямления сигналов, а во втором – преобразования и

модуляции сигналов в сигналы требуемой частоты переменного тока преобразователя.



а)



б)

Рис. 3.15. Схемы взаимного преобразования сигналов неподвижной и вращающейся системы координат

Схема блока преобразования представлена на рис. 3.15, а, она содержит суммирующие операционные усилители $Y1$ и $Y2$. На умножители $M1-M4$ подаются либо сигналы переменного напряжения U_α , U_β , либо сигналы постоянного напряжения с выхода регуляторов системы управления U_X , U_Y . С другой стороны на эти же умножители подаются единичные сигналы $\cos\varphi$ и $\sin\varphi$. На усилителях $Y1$ и $Y2$ алгебраически суммируются произведения преобразуемых сигналов U_α и U_β на единичные гармонические сигналы и получаются преобразованные сигналы U_X и U_Y .

Суммирующие усилители с инвертирующим входом обладают более высокой точностью, поэтому предпочтительнее реализация блока преобразования координат в соответствии с рис. 3.15, б.

3.8. Специализированные микросхемы для управления двигателями

Развитие систем управления электроприводами характеризуется тенденциями повышения степени интеграции элементов, перехода от монтажного решения на базе дискретных элементов к специализированным интегральным микросхемам и микроконтроллерам. Для массовых применений с относительно невысокими требованиями по точности эффективно применение специализированных, функционально законченных интегральных схем.

В настоящее время выпускается ряд ИС для непосредственного управления электроприводами с двигателями постоянного и переменного тока. Эти ИС обеспечивают множество функций и позволяют легко создавать более дешевые по сравнению с дискретной реализацией системы [16].

Примером такой специализированной микросхемы является контроллер управления БДПТ (рис. 3.16), который содержит все необходимые функции для реализации разомкнутой системы управления трех- и четырехфазными двигателями.

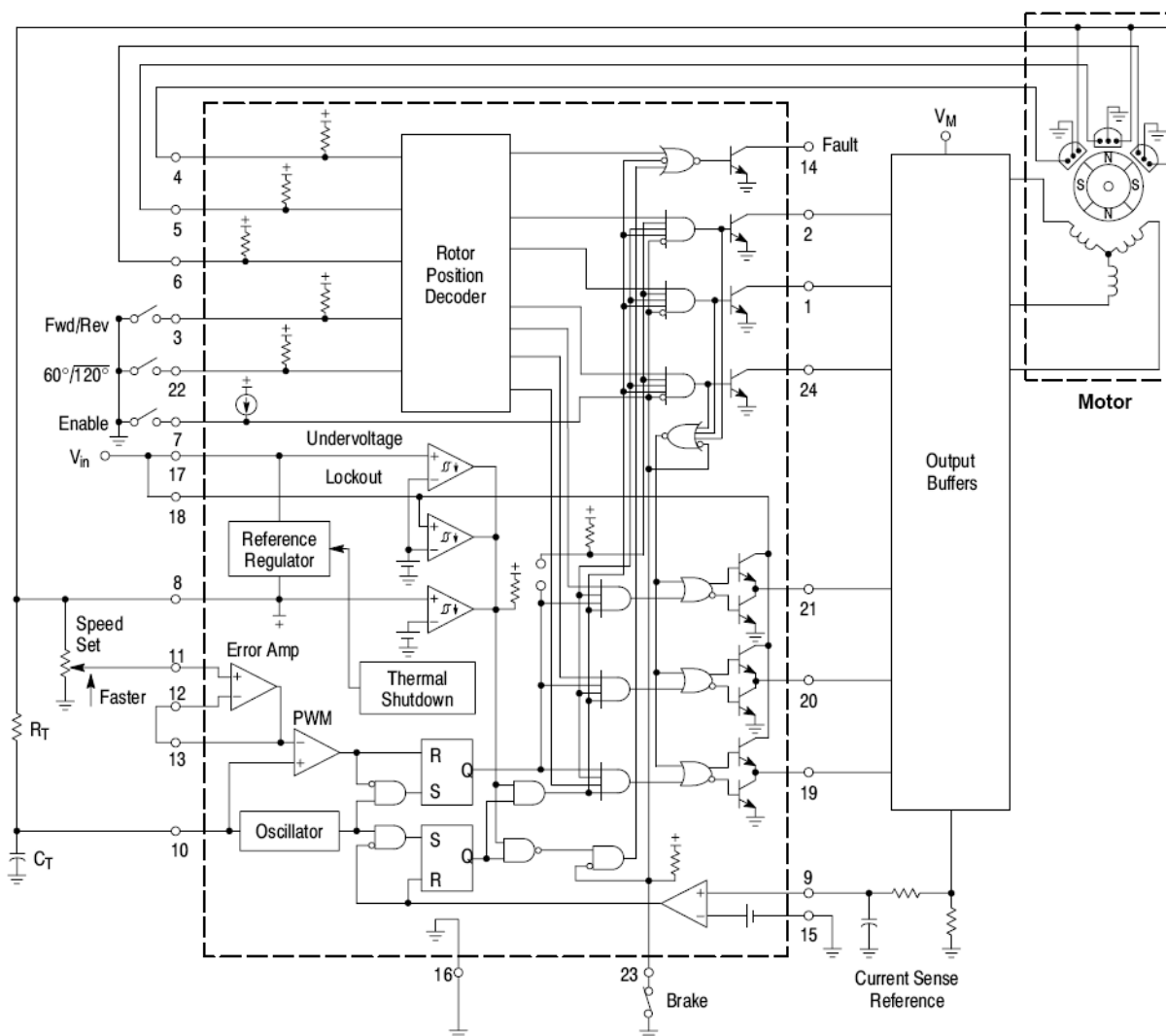


Рис. 3.16. Структурная схема контроллера и его подключение

В состав ИС входят декодер положения ротора для осуществления требуемой последовательности коммутации фаз двигателя, термостабилизированный источник опорного напряжения, способный осуществлять питание датчика положения ротора, осциллятор с программируемой частотой колебаний, полностью доступный схемотехнически усилитель ошибки, компаратор ШИМ, три верхних драйвера с открытым коллектором и три нижних драйвера с высокой нагрузочной способностью по току, приспособленные для управления мощными MOSFET. На рис. 3.17 показаны диаграммы работы рассматриваемой ИС.

В состав ИС также включены защитные функции: блокировка выходов при пониженном напряжении питания, токоограничение на каждом периоде ШИМ с устанавливаемой временной задержкой, блокировка от превышения внутренней температуры ИС.

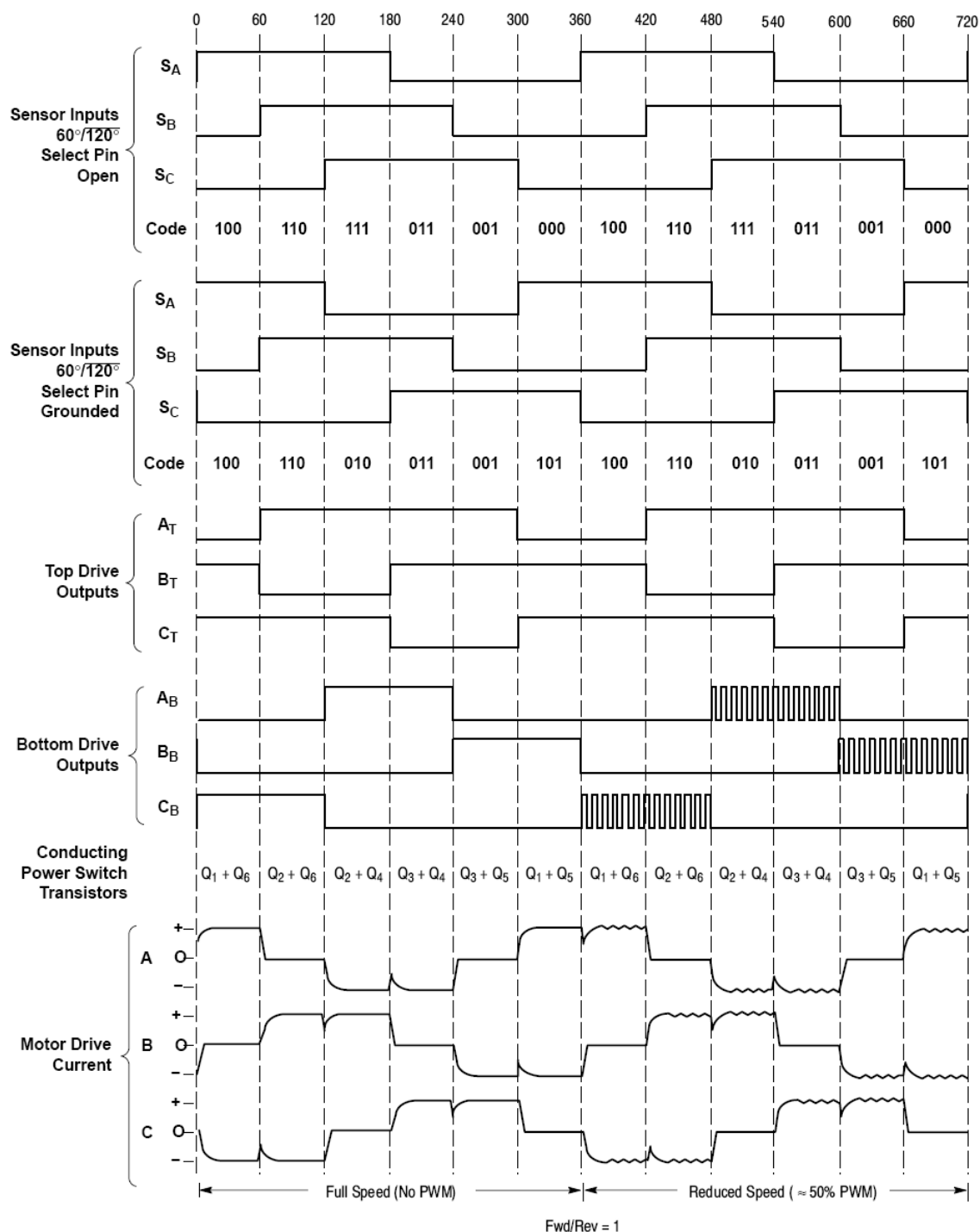


Рис. 3.17. Диаграммы работы контроллера управления БДПТ

МС имеет две дополнительные функции. Одна функция реализуется в выводе ИС, с помощью которого пользователь может выбирать электрическую фазировку датчика положения ротора 60°/300° или 120°/240°. Вторая возможность доступа как к инвертирующему, так и к неинвертирующему входам компаратора токоограничения.

Дискретные входные сигналы разрешения работы (вывод 7), выбора направления вращения (вывод 3) и внешней блокировки (вывод 23) совместно с аналоговым заданием скорости (вывод 11) управляют работой схемы. Для сигнализации неисправности предусмотрен вывод.

Рассмотренная микросхема в базовой схеме включения работает без обратной связи по скорости. Для получения более жестких механических характеристик и повышения точности регулирования замыкание контура скорости БДПТ может быть осуществлено при использовании дополнительной микросхемы, предназначенной для преобразования сигналов датчика положения в импульсный сигнал со скважностью, пропорциональной скорости вращения двигателя (рис. 3.18).

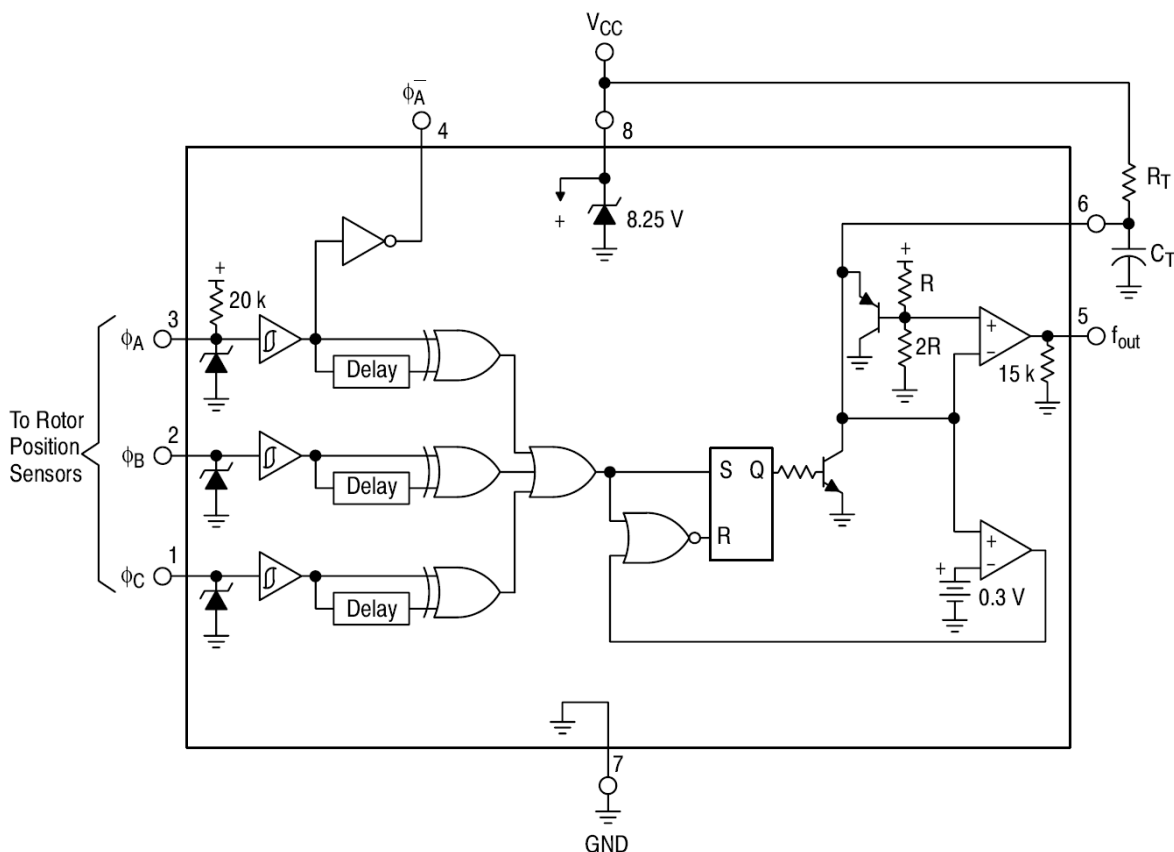


Рис. 3.18. Структурная схема МС для преобразования сигнала ДПР в сигнал, пропорциональный скорости

Она содержит три входных буфера, каждый с гистерезисом для обеспечения помехозащищенности, три детектора фронта, одновибратор с программируемой длительностью импульса и внутренний стабилизатор напряжения питания. Также имеется инверсный выход фазы А для облегчения преобразования между $60^\circ/300^\circ$ и $120^\circ/240^\circ$ фазировкой датчика положения. На рис. 3.19 приведены диаграммы работы этой МС.

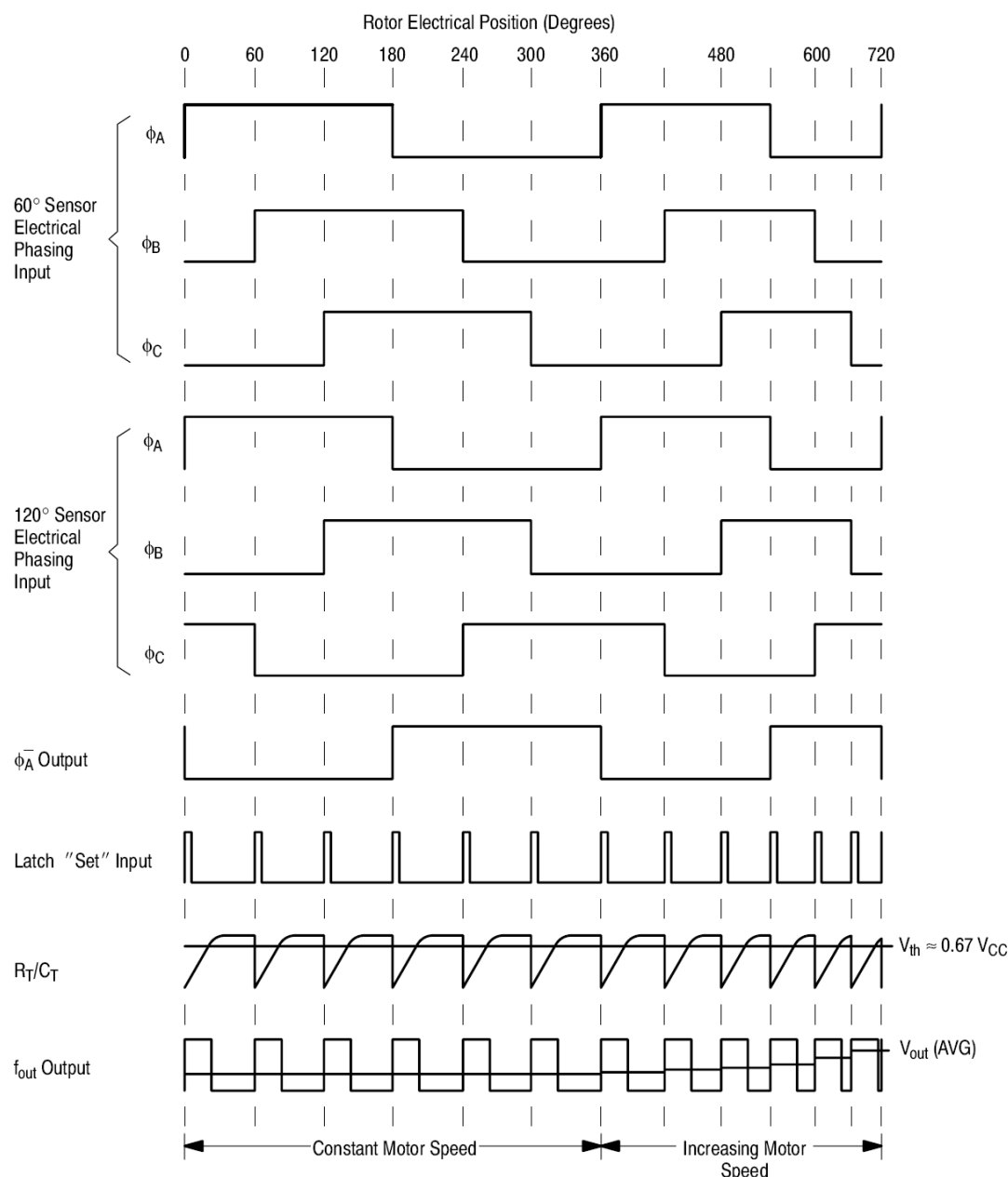


Рис. 3.19. Диаграмма работы МС для преобразования сигнала ДПР в сигнал, пропорциональный скорости

3.9. Корректор коэффициента мощности

Необходимость соблюдения правил, определяющих ограничения по максимуму коэффициента нелинейных (гармонических) искажений (КНИ) для устройств с питанием от сети, делает обязательным применение корректора коэффициента мощности (ККМ).

Осуществление ККМ дает ряд преимуществ. Устройства, оснащенные электродвигателем и схемой ККМ, позволяют получить более мощные системы питания без возрастания ограничений пикового тока. В то же время, каскад ККМ генерирует очень стабильное постоянное напряжение на шине, и необходимость в защите компонентов от всплесков напряжения исключена, что

позволяет использовать более низкое напряжение и более рентабельные, следующие за каскадом, компоненты.

Обычно используются две методики при проектировании решений на основе ККМ. Выбор зависит от мощности системы. Эффективная номинальная мощность, по которой методики разделяются на две, отражает специфику применения. Устройства, у которых номинальная мощность превышает 200–300 Вт, классифицируют как «мощные» для реализации ККМ.

В случае маломощной системы, общий подход к осуществлению ККМ заключается в использовании управления импульсным источником питания в режиме пульсирующего тока (РПТ), при котором ток индуктивности падает до нуля в течение каждого импульса. Преимущество использования решений на основе РПТ в простоте и надежности. Тем не менее, по мере увеличения мощности необходимо использование все более мощных фильтров. По этим причинам для более высоких мощностей применяют режим непрерывного тока (РНТ).

В настоящее время разработана новая методика управления ККМ. Эта методика, которая известна как управление внутри одного тактового цикла или ОСС, может быть использована для получения всех преимуществ традиционной методики РНТ, но при меньшей сложности. Самым большим преимуществом методики является то, что она может быть успешно применена как к системам, у которых номинальная мощность составляет от 75 Вт, так и к тем системам, у которых она превышает 4 кВт [17].

На рис. 3.20 представлена схема цепи управления, предназначенная для осуществления ОСС в РНТ для ККМ, в то время как на рис. 3.21 представлен пример традиционной цепи управления для ККМ в РНТ, основанной на использовании умножителя. Примечательным отличием является то, что решение, основанное на ОСС, не требует измерения линии переменного тока – вся необходимая информация для корректировки формы кривой тока и, тем самым, увеличения коэффициента мощности, извлекается из постоянного напряжения на шине (линии) и обратного тока. Полученная информация затем обрабатывается системой управления внутри одного тактового цикла для управления рабочим циклом ККМ источника. Как показано на рис. 3.20, схема, выполненная с применением технологии ОСС, не требует: аналогового умножителя, измерения входного напряжения, генератора фиксированной частоты пилообразного напряжения. Вместо этого, используется интеграция выхода усилителя рассогласования и импульса тока для генерирования линейно изменяющегося напряжения, которое затем сравнивается с напряжением рассогласования, вычитаемым из сигнала измерения тока для генерирования управляющего воздействия на схему ШИМ.

ОСС упрощает процесс ККМ, тогда как обеспечивается такое же высокое качество, как и у традиционных методик с умножителем. Решения ОСС сочетают преимущества ККМ в РНТ (высокая эффективность) с преимуществами РПТ-схем (простота, надежность, невысокое число элементов).

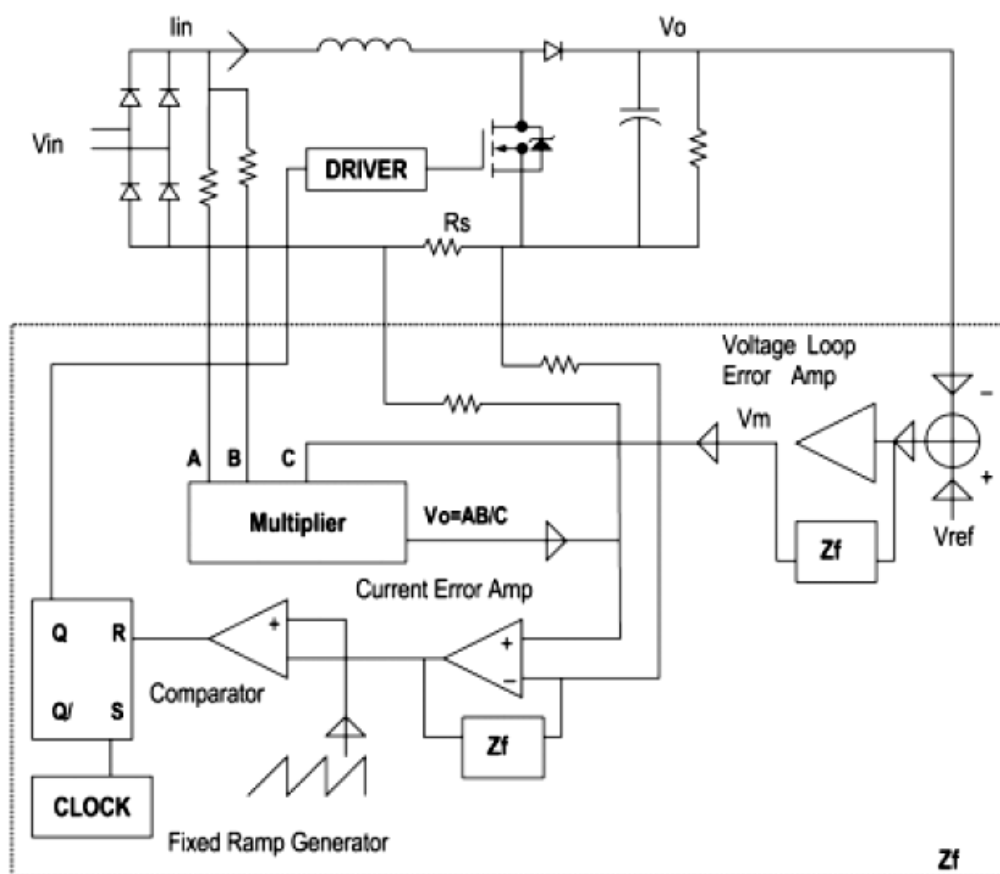


Рис. 3.20. Схема цепей управления ОСС в РНТ для ККМ

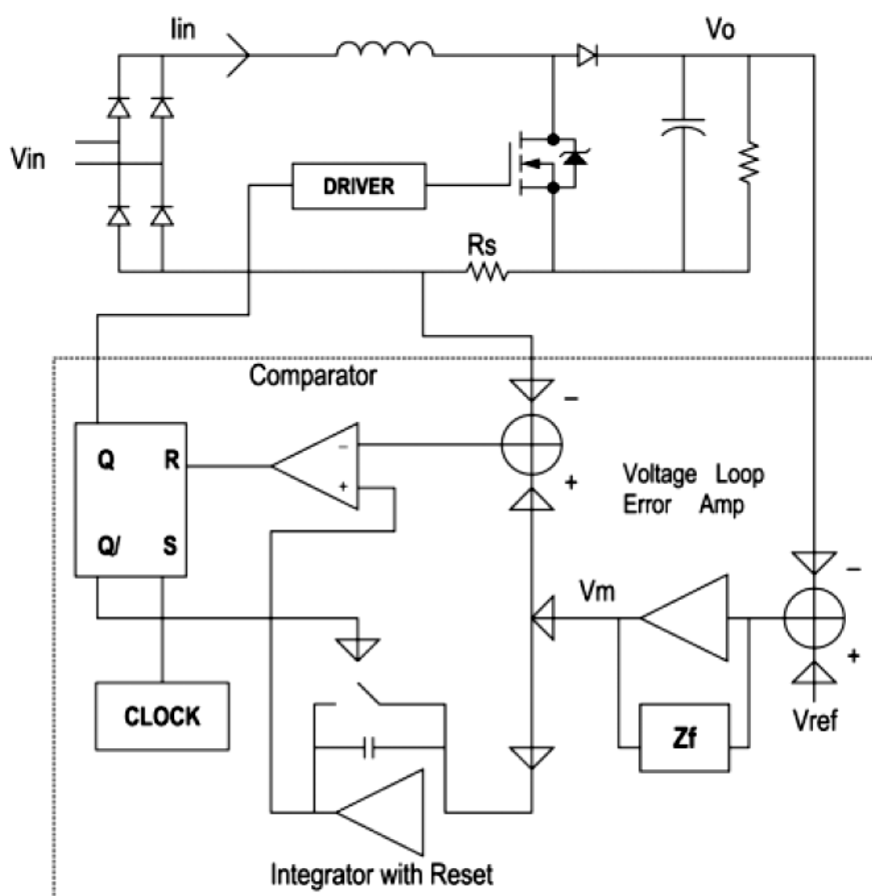


Рис. 3.21. Схема цепей управления традиционного РНТ для ККМ

На рис. 3.22 представлена схема ККМ, управляемого по методу ОСС на базе рассмотренной микросхемы.

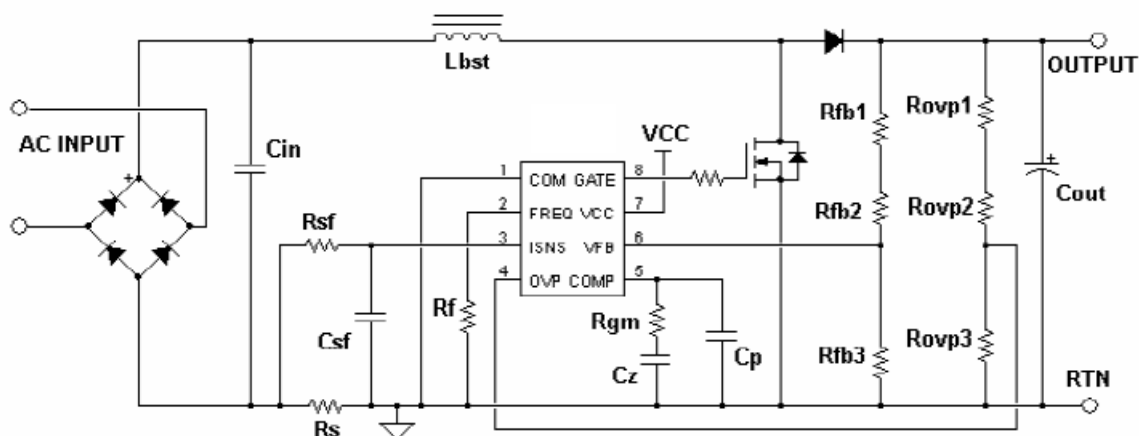


Рис. 3.22. Схема ККМ с ОСС в РНТ

3.10. ШИМ-контроллер

Шим-контроллер предназначен для преобразования аналогового сигнала в один или несколько широтно-импульсных сигналов. В настоящее время существует большое разнообразие микросхем с функциями ШИМ-контроллера. Структура одного из возможных ШИМ-контроллеров приведена на рис. 3.23 [18].

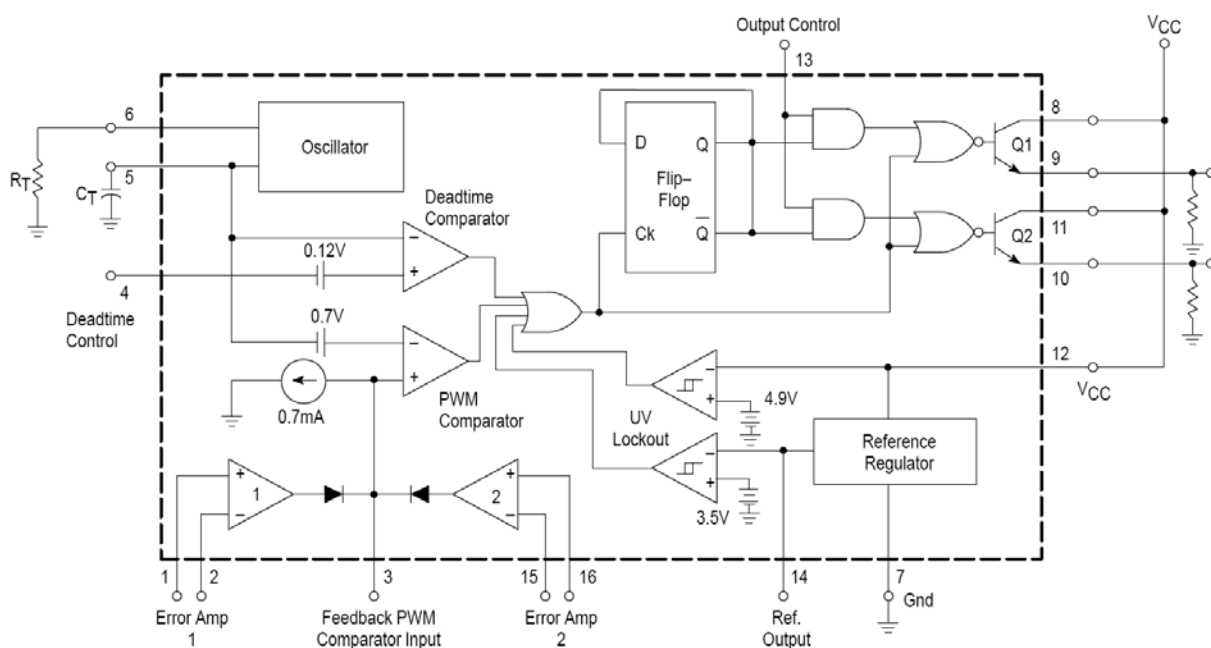


Рис. 3.23. Структурная схема ШИМ-контроллера:
1, 2 – усилители ошибки

ШИМ-контроллер включает в себя усилитель ошибки, встроенный регулируемый генератор, компаратор регулировки мертвого времени, триггер управления, прецизионный ИОН на 5 В и схему управления выходным каскадом. Усилитель ошибки выдает синфазное напряжение в диапазоне от $-0,3$ до $(V_{cc}-2)$ В. Компаратор регулировки мертвого времени имеет постоянное

смещение, которое ограничивает минимальную длительность мертвого времени величиной порядка 5 %. Допускается синхронизация встроенного генератора, при помощи подключения вывода R к выходу опорного напряжения и подачи входного пилообразного напряжения на вывод C, что используется при синхронной работе нескольких схем ИВП.

Независимые выходные формирователи на транзисторах обеспечивают возможность работы выходного каскада по схеме с общим эмиттером либо по схеме эмиттерного повторителя. Выходной каскад микросхемы работает в одноктактном или двухтактном режиме с возможностью выбора режима с помощью специального входа. Встроенная схема контролирует каждый выход и запрещает выдачу сдвоенного импульса в двухтактном режиме.

ШИМ-контроллер представляет собой микросхему, работающую на фиксированной частоте, и включает в себя все необходимые для этого блоки. Встроенный генератор пилообразного напряжения требует для установки частоты двух внешних компонентов R и C. Частота генератора определяется по формуле

$$f_{osc} = \frac{1,1}{RC}.$$

Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением положительного пилообразного напряжения, получаемого на конденсаторе C, с двумя управляющими сигналами (см. временную диаграмму рис. 3.24).

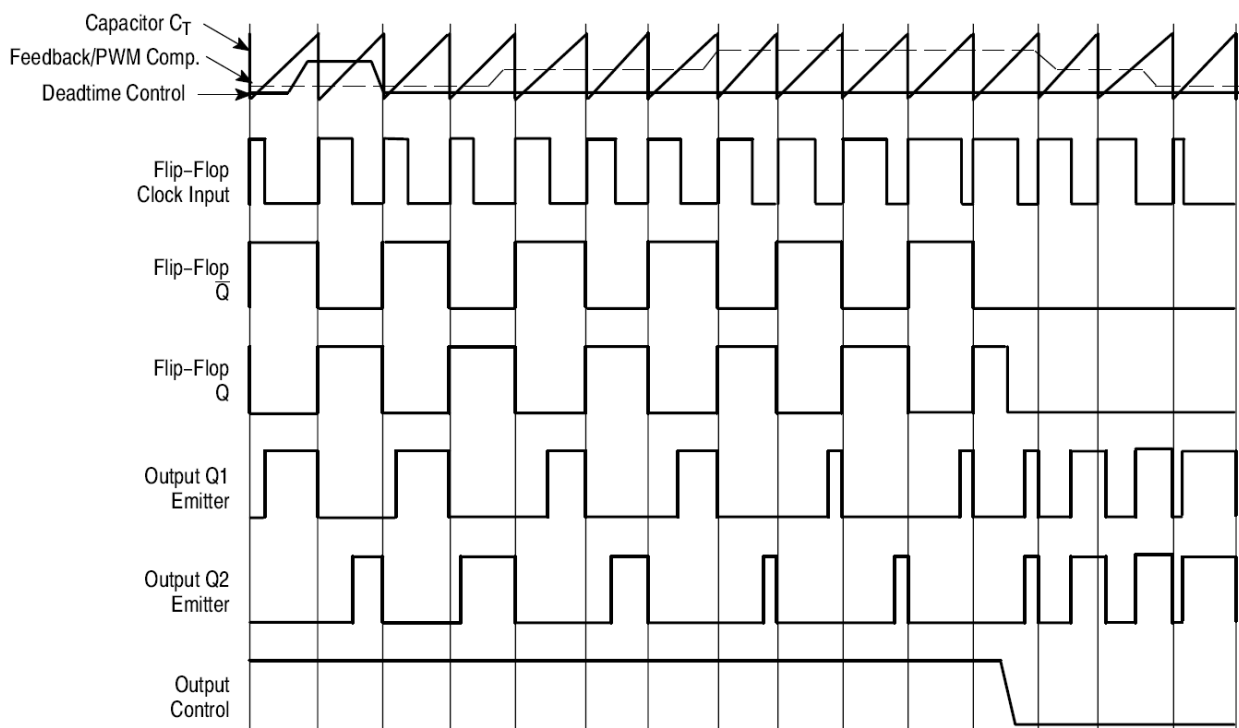


Рис. 3.24. Временная диаграмма работы ШИМ-контроллера

Логический элемент ИЛИ-НЕ возбуждает выходные транзисторы Q1 и Q2 только тогда, когда линия тактирования встроенного триггера находится в НИЗКОМ логическом состоянии. Это происходит только в течение того

времени, когда амплитуда пилообразного напряжения выше амплитуды управляющих сигналов. Следовательно повышение амплитуды управляющих сигналов вызывает соответствующее линейное уменьшение ширины выходных импульсов. Под управляющими сигналами понимаются напряжения, производимые схемой регулировки мертвого времени, усилители ошибки и цепью обратной связи.

Вход компаратора регулировки мертвого времени имеет смещение 120 мВ, что ограничивает минимальное мертвое время на выходе первыми 4 % длительности цикла пилообразного напряжения. В результате максимальная длительность рабочего цикла составляет 96 % в том случае, если управляющий вывод заземлен, и 48 % в том случае, если на управляющий вывод подано опорное напряжение.

Увеличить длительность мертвого времени на выходе можно, подавая на вход регулировки мертвого времени постоянное напряжение в диапазоне 0..3,3 В. ШИМ-компаратор регулирует ширину выходных импульсов от максимального значения, определяемого входом регулировки мертвого времени, до нуля, когда напряжение обратной связи изменяется от 0,5 до 3,5 В. Оба усилителя ошибки имеют входной диапазон синфазного сигнала от $-0,3$ до $(V_{cc}-2,0)$ В и могут использоваться для считывания значений напряжения или тока с выхода источника питания. Выходы усилителей ошибки имеют активный ВЫСОКИЙ уровень напряжения и объединены функцией ИЛИ на неинвертирующем входе ШИМ-компаратора. В такой конфигурации усилитель, требующий минимального времени для включения выхода, является доминирующим в петле управления. Во время разряда конденсатора С на выходе компаратора регулировки мертвого времени генерируется положительный импульс, который тактирует триггер и блокирует выходные транзисторы Q1 и Q2. Если на вход выбора режима работы подается опорное напряжение, триггер непосредственно управляет двумя выходными транзисторами в противофазе (двухтактный режим), а выходная частота равна половине частоты генератора. Выходной формирователь может также работать в одноктактном режиме, когда оба транзистора открываются и закрываются одновременно, и когда требуется максимальный рабочий цикл, не превышающий 50 %. Это желательно, когда трансформатор имеет звенящую обмотку с ограничительным диодом, используемым для подавления переходных процессов. Если в одноктактном режиме требуются большие токи, выходные транзисторы могут работать параллельно. Для этого требуется замкнуть на землю вход выбора режима работы ОТС, что блокирует выходной сигнал от триггера. Выходная частота в этом случае будет равна частоте генератора. Микросхема имеет встроенный источник опорного напряжения на 5 В, способный обеспечить вытекающий ток до 10 мА для смещения внешних компонентов схемы.

3.11. Изолирующий усилитель

В изолирующих усилителях входные и выходные цепи гальванически отделены друг от друга. Как правило, требуется два изолированных источника питания для входных и выходных цепей. У некоторых усилителей во входном каскаде встроен изолированный преобразователь питания [19].

Обычно изолирующие усилители используются в следующих случаях:

- требуется измерение и усиление сигналов, содержащих значительную синфазную составляющую;
- требуется гальваническое разделение источника сигнала и измерительной схемы;
- гальваническое разделение искроопасных и искробезопасных цепей во взрывозащищенном оборудовании (нефтегазовая, горная промышленность).

При выборе изолирующего усилителя помимо желаемых усилительных характеристик необходимо исходить из электрической прочности гальванической развязки и тока утечки. На рис. 3.25 приведена типовая структура изолирующего усилителя.

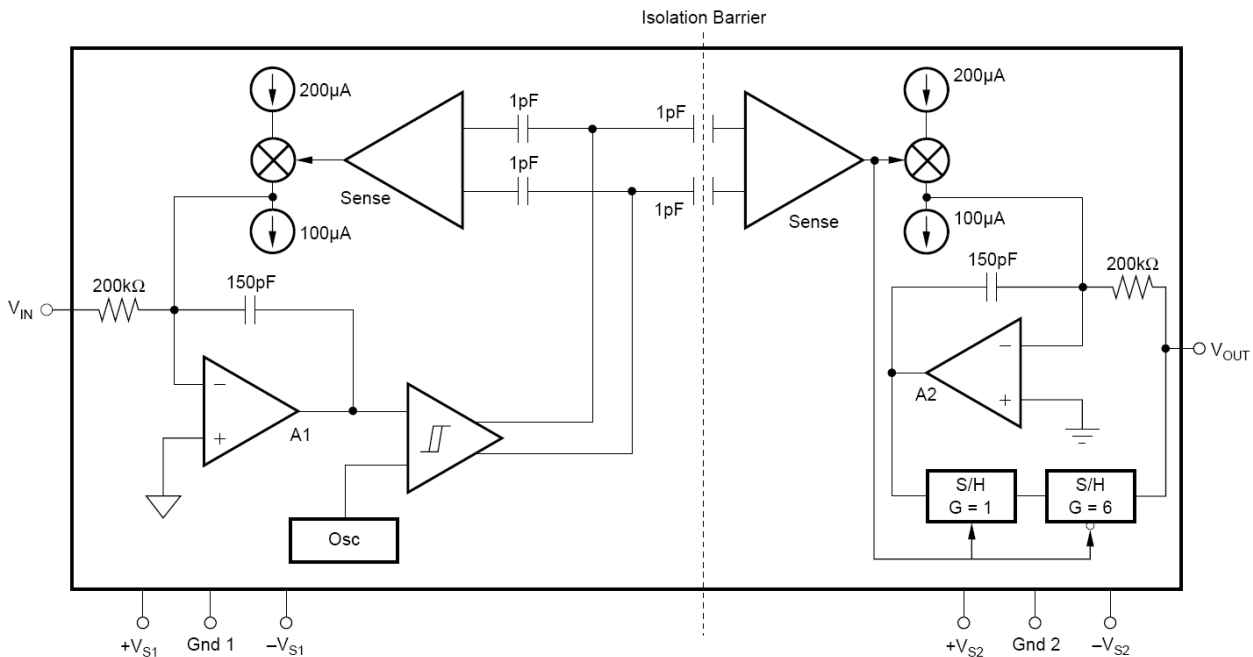


Рис. 3.25. Структурная схема изолирующего усилителя

Изолирующий усилитель использует два независимых источника питания, один – для входной цепи, другой – для выходной. Входная цепь содержит интегрирующий операционный усилитель, на который поступает входной сигнал и модулирующий сигнал по цепи обратной связи, в которую входят реле с гистерезисом и компаратор с токовым выходом. Сигнал с релейного элемента имеет пилообразную форму и через разделительные емкости (1 пФ) передается в выходную цепь усилителя. В выходной цепи осуществляется демодуляция сигнала за счет токового компаратора и интегрирующего усилителя. Для сглаживания пульсаций выходного сигнала после демодуляции используются схемы УВХ. Это позволяет практически безинерционно передавать сигнал с частотами до 250 кГц.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Схемы инвертирующего включения ОУ.
2. Схемы неинвертирующего включения ОУ.
3. Схема включения П-регулятора на ОУ.
4. Передаточная функция П-регулятора.
5. Схемы включения И-регулятора на ОУ.
6. Передаточная функция И-регулятора.
7. Схемы включения ПИ-регулятора на ОУ.
8. Передаточная функция ПИ-регулятора.
9. Схемы включения аperiodического регулятора на ОУ.
10. Передаточная функция аperiodического регулятора.
11. Схемы включения Д-регулятора на ОУ.
12. Передаточная функция Д-регулятора.
13. Классические схемы инструментального усилителя.
14. Схема «мягкого» выключения транзистора при перегрузках.
15. Схема преобразования двухфазных сигналов в трехфазные на ОУ.
16. Схема преобразования трехфазных сигналов в двухфазные на ОУ.
17. Схемы взаимного преобразования сигналов неподвижной и вращающейся системы координат.
18. Структурная схема и работа контроллера управления БДПТ.
19. Принцип работы корректора коэффициента мощности.
20. Структурная схема и работа ШИМ-контроллера.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрено современное состояние элементов канала управления электропривода: датчиков электрических и неэлектрических величин, операционных усилителей, регуляторов, специальных аналоговых микросхем управления электроприводом. Вместе с тем необходимо отметить, что все элементы канала управления продолжают интенсивно развиваться и совершенствоваться.

Развитие элементов канала управления связано с новыми достижениями в электронике, металловедении и новыми схемотехническими решениями. Совершенствование элементов управления электропривода продолжается в следующих направлениях:

- снижение весогабаритных показателей;
- увеличение точности;
- снижение стоимости;
- улучшение технических показателей (быстродействие, надежность, устойчивость к внешним воздействиям и др.).

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Вращающийся трансформатор 37

- класс точности 38
- режим амплитудный 39
- – фазовращателя 41
- симметрирование 40

Вычислитель

- датчика момента 43
- момента АД 69
- момента ВД 71
- потокосцепления 69
- скорости ВД 71

Датчик

- момента 42
- напряжения 46
- положения 26
- – дискретный 34
- – ротора ВД 64
- проводимости 55
- скорости 21
- – цифровой 24
- тензометрический 16
- тока 49
- – специальный 54
- – сравнения 56
- – с потенциальным барьером 58
- фазы 73
- Холла 48
- частоты 74
- ЭДС 62

Декодер 93

Делитель напряжения 47

Диск кодовый 24

Драйвер 86

- «мягкое» включение 87
- защита по току 88
- согласование работы 88

Защита по току 57

Индуктосин 24

Контроллер

- управления БДПТ 92
- ШИМ 99

Корректор коэффициента мощности 96

Коэффициент Пуассона 17

Мост измерительный 7

- равновесие 7
- схемы 12
- чувствительность 10

Передаточная функция

- датчика тока 49, 50, 53
- датчика ЭДС 63
- датчика фазы 74
- датчика частоты 75
- вычислителя датчика момента ВД 71
- вычислителя датчика скорости ВД 70

Регулятор 77

- апериодический 72
- дифференциальный 83
- интегральный 81
- пропорциональный 80
- пропорционально-Интегральный 81

Сельсин 26

- бесконтактный 27
- датчик 28
- класс точности 31
- момент синхронизации статический 30
- момент синхронизации динамический 31
- приемник 28
- режим индикаторный 28
- режим трансформаторный 32
- обмотка возбуждения 33
- обмотка синхронизации 33

Схема	– изолирующий 102
– бутстрепная 59	– инструментальный 84
– измерительная мостовая 7	– операционный 77
– – дифференциальная 13	
– – компенсационная 14	Чувствительность
	– датчика тензометрического 18
Тахогенератор 21	– – терморезистора металлического 19
Терморезистор	– – – полупроводникового 20
– металлический 19	– схемы мостовой 10
– полупроводниковый 20	– – компенсационной 14
Торсион 42	
Трансформатор тока 53	Шунт 49
Усилитель	Элемент выборки-хранения 72
– включение инвертирующее 77	Эффект магнитосопротивления 48
– – неинвертирующее 78	– Холла 48

ОСНОВНЫЕ ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ПОНЯТИЯ

Вентильный двигатель – двигатель, в котором щеточно-коллекторный узел заменен бесконтактным коммутатором.

Вращающийся трансформатор – электрическая машина для дистанционной передачи информации об угле поворота вала другой машины. Чувствительность вращающегося трансформатора больше, чем у сельсина.

Драйвер – усилитель импульсов управления, который формирует выходные сигналы заданной мощности и формы, изготовленный в виде отдельной интегральной схемы.

Индуктосин – вращающийся трансформатор, конструктивно выполненный с электрической редукцией, чувствительность индуктосина больше, чем у вращающегося трансформатора.

Потокоцепление – полный магнитный поток, пронизывающий электрический контур.

Сельсин – электрическая машина для дистанционной передачи информации об угле поворота вала другой машины.

Торсион – вал с пониженной жесткостью на скручивание.

Устройство выборки-хранения – предназначено для преобразования информационного сигнала в сигнал постоянного тока.

Чувствительность – отношение приращения выходного сигнала прибора в приращению входного сигнала.

IGBT-транзистор – (Insulated Gate Bipolar Transistor) биполярный транзистор с изолированным затвором.

MOSFET-транзистор – (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) мощный полевой с изолированным затвором транзистор.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЭП – автоматизированный электропривод
БДПТ – бесконтактный двигатель постоянного тока
ВАХ – вольт-амперная характеристика
ВГ – вентильная группа
ВД – вентильный двигатель
ВТ – вращающийся трансформатор
ВЦ – входная цепь
ГТИ – генератор тактовых импульсов
ДИ – датчик импульсов
ДМ – демодулятор
ДН – датчик напряжения
ДП – датчик положения
ДПР – датчик положения ротора
ДС – датчик скорости
ДТ – датчик тока
ДХ – датчик Холла
ИВП – источник вторичного питания
ИОН – источник опорного напряжения
ИУ – инструментальный усилитель
КД – кодовый диск
ККМ – корректор коэффициента мощности
КНИ – коэффициент нелинейных искажений
КО – компенсационная обмотка
ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
М – модулятор
МДС – магнитодвижущая сила
МС – микросхема
ОВ – обмотка возбуждения
ОС – обмотка синхронизации
ОУ – операционный усилитель
ПР – потенциальный разделитель
РНТ – режим непрерывного тока
РПТ – режим пульсирующего тока
СД – сельсин-датчик
СДГ – сельсин-датчик грубого отсчета
СДТ – сельсин-датчик точного отсчета
СИ – счетчик импульсов
СКВТ – синусно-косинусный вращающийся трансформатор
СУТК – система управления транзисторным ключом
ТГ – тахогенератор
ТП – тиристорный преобразователь
УВХ – устройство выборки-хранения
УПТ – усилитель постоянного тока
Ф – фильтр
ЦДС – цифровой датчик скорости
ЦДУ – цифровой датчик угла
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь
ШИМ – широтно-импульсный модулятор
ЭМ – электрическая машина
ЭП – электропривод
ЭДС – электродвижущая сила

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Келим, Ю. М. Типовые элементы систем автоматического управления / Ю. М. Келим. – М. : ФОРУМ : ИНФРА – М, 2002. – 384 с.
2. Терехов, В. М. Элементы автоматизированного электропривода / В. М. Терехов. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.
3. Волков, Н. И. Электромашинные устройства автоматики / Н. И. Волков, В. П. Миловзоров. – М. : Высшая школа, 1986. – 335 с.
4. Иванов, Г. М. Датчики крутящего момента в системах электроприводов / Г. М. Иванов, В. И. Новиков, В. В. Хмелев, В. Н. Ермак // Электротехническая промышленность. Сер. 08, Комплектные устройства управления электроприводами. Электропривод. Обзорн. информ. – М. : Информэлектро, 1987. – Вып. 3 (19). – 48 с.
5. Справочник по автоматизированному электроприводу / под ред. В. А. Елисеева и А. В. Шинянского. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
6. Костомаров, А. С. Датчики обратных связей для электропривода / А. С. Костомаров, М. В. Могучев, А. Я. Микитченко // Вестник ОГУ. – 2001. – № 3. – С. 117–121.
7. Силовые полупроводниковые приборы : пер. с англ.; под ред. В. В. Токарева. – Воронеж : Элист, 1995. – 662 с.
8. Воронин, П. А. Силовые полупроводниковые ключи : семейства, характеристики, применение / П. А. Воронин. – М. : Издательский дом «Додэка – XXI век», 2005. – 384 с.
9. Румянцев, М. И. Высоковольтные ИС для промышленного привода / М. И. Румянцев // Новости электроники. – 2007. – № 10. – С. 21–23.
10. Боровиков, М. А. Следящий вентильный электропривод с вычислителями координат по сигналам датчика положения ротора двигателя / М. А. Боровиков, В. И. Доманов, Е. М. Нашатыркин // Электричество. – 1999. – № 10. – С. 76–80.
11. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : справочное руководство / У. Титце, К. Шенк. – М. : Мир, 1982. – 512 с.
12. Гальперин, М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике / М. В. Гальперин. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
13. Звонарев, Е. Инструментальные усилители Texas Instruments и решения для усиления сигналов датчиков на их основе / Е. Звонарев, И. Фурман // Новости электроники. – 2006. – № 7. – С. 6–10.
14. Румянцев, М. И. Высоковольтные ИС для промышленного электропривода / М. И. Румянцев // Новости электроники. – 2007. – № 7. – С. 15–19.
15. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В. В. Рудаков, И. М. Столяров, В. А. Дартау. – Л. : Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
16. Бычков, М. Вентильно-индукторный электропривод: алгоритмы и системы управления / М. Бычков // Рынок Электротехники. – 2008. – № 1. – С. 9–17.
17. Оливе, С. Применение микросхемы корректора коэффициента мощности (ККМ) – IR1150 / С. Оливе // Электроника ИНФО. – 2005. – № 12. – С. 9–13.
18. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – 2-е издание. – М. : Додэка XXI, 2001. – 608 с.
19. Староверов, К. Обзор усилительных интегральных схем компании Texas Instruments / К. Староверов // Электронные компоненты. – 2005. – № 9. – С. 35–41.

Учебное издание
**ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ
(КАНАЛ УПРАВЛЕНИЯ)**

Учебное пособие
Составители: ДОМАНОВ Виктор Иванович
ДОМАНОВ Андрей Викторович

Редактор М. В. Теленкова
Подписано в печать 20.05.09. Формат 60х84/16. Тираж 75 экз.
Ульяновский государственный технический университет
432027, Ульяновск, Сев. Венец, 32.
Типография УлГТУ, 432027, Ульяновск, Сев. Венец, 32.