

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Гомельский государственный технический университет  
имени П. О. Сухого»

Кафедра «Теоретические основы электротехники»

М. П. Тиличенко, А. В. Козлов

## ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Учебно-методическое пособие

*Рекомендовано учебно-методическим объединением  
высших учебных заведений Республики Беларусь  
по образованию в области энергетики и энергетического  
оборудования в качестве учебно-методического пособия  
для студентов высших учебных заведений, обучающихся  
по специальности 1-43 01 05 «Промышленная теплоэнергетика»*

Гомель 2016

УДК 621.3+621.38(075.8)

ББК 31.2+32.85я73

T40

Рецензенты: зав. каф. радиофизики и электроники ГГУ им. Ф. Скорины  
канд. физ.-мат. наук, доц. *В. Н. Мышковец*;  
зав. каф. «Электротехника» БелГУТа канд. техн. наук,  
доц. *В. А. Пацкевич*

**Тиличенко, М. П.**

T40       Электротехника и электроника : учеб.-метод. пособие / М. П. Тиличенко, А. В. Козлов ; М-во образования Респ. Беларусь, Гомел. гос. техн. ун-т им. П. О. Сухого. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2016. – 437 с.

ISBN 978-985-535-301-1.

Первая часть книги посвящена линейным и нелинейным цепям постоянного тока, однофазного синусоидального и несинусоидального периодического тока, трехфазного тока, анализу переходных процессов в простейших электрических цепях, электрическим измерениям. Изложены сведения по трансформаторам, электрическим машинам и электрическим аппаратам управления, защиты и контроля режимов работы электрических цепей и установок. Во второй части рассмотрена элементная база электронных устройств. Дано описание назначения, устройства и принципа работы аналоговых и цифровых электронных устройств.

Для студентов специальности 1-43 01 05 «Промышленная теплоэнергетика».

**УДК 621.3+621.38(075.8)**

**ББК 31.2+32.85я73**

**ISBN 978-985-535-301-1**

© Тиличенко М. П., Козлов А. В., 2016

© Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого», 2016

## Оглавление

|  |    |
|--|----|
| Предисловие.....   | 11 |
| <b>Часть 1. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА</b> .....   | 19 |
| Введение.....  | 19 |
| Глава 1. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ .....   | 21 |
| 1.1. Электрическая цепь и ее элементы .....  | 21 |
| 1.2. Схема замещения электрической цепи .....  | 23 |
| 1.3. Классификация электрических цепей .....   | 24 |
| 1.4. Топологические понятия в теории электрических цепей .....   | 25 |
| 1.5. Физические величины, характеризующие процессы<br>в электрических цепях .....                                    | 26 |
| 1.6. Пассивные элементы электрической цепи и их свойства.....  | 28 |
| 1.7. Источники электрической энергии и их свойства .....   | 31 |
| Глава 2. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ<br>ПОСТОЯННОГО ТОКА.....  | 32 |
| 2.1. Области использования электрической энергии<br>постоянного тока .....   | 32 |
| 2.2. Энергия и мощность в электрических цепях постоянного тока.<br>Баланс мощности.....                              | 32 |
| 2.3. Мощность потерь и КПД электрической цепи<br>постоянного тока .....  | 33 |
| 2.4. Режимы работы источников электрической энергии<br>постоянного тока .....  | 34 |
| 2.5. Закон Ома и законы Кирхгофа для электрической цепи<br>постоянного тока .....                                    | 37 |
| 2.6. Эквивалентные преобразования пассивных участков<br>электрической цепи.....                                      | 40 |
| 2.7. Расчет электрической цепи постоянного тока с одним<br>источником ЭДС (метод эквивалентных преобразований) ..... | 45 |
| 2.8. Расчет сложных электрических цепей с несколькими<br>источниками ЭДС.....  | 46 |
| 2.9. Распределение потенциалов в электрической цепи.<br>Потенциальная диаграмма .....                                | 53 |
| 2.10. Свойства и применение мостовых цепей, потенциометров<br>и делителей напряжения.....                            | 55 |
| Глава 3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ<br>ПОСТОЯННОГО ТОКА.....  | 60 |
| 3.1. Параметры и характеристики нелинейных элементов<br>электрической цепи постоянного тока.....                     | 61 |
| 3.2. Графоаналитические методы расчета нелинейных электрических<br>цепей постоянного тока .....                      | 64 |

|  |     |
|--|-----|
| Глава 4. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ОДНОФАЗНОГО<br>СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА.....  | 68  |
| 4.1. Получение синусоидальной ЭДС. Параметры,<br>характеризующие ЭДС, напряжения и токи .....  | 68  |
| 4.2. Представление синусоидальных функций в различных<br>формах .....  | 73  |
| 4.3. Идеальные элементы схемы замещения электрической цепи<br>синусоидального тока и их условные обозначения.....                    | 77  |
| 4.4. Закон Ома и законы Кирхгофа для цепей синусоидального тока.....   | 78  |
| 4.5. Электрическая цепь синусоидального тока с резистивным<br>элементом.....   | 80  |
| 4.6. Электрическая цепь синусоидального тока с индуктивным<br>элементом.....   | 82  |
| 4.7. Электрическая цепь синусоидального тока с емкостным<br>элементом.....   | 83  |
| 4.8. Электрическая цепь синусоидального тока при последовательном<br>соединении $R, L, C$ -элементов.....                            | 84  |
| 4.9. Электрическая цепь синусоидального тока при параллельном<br>соединении элементов .....  | 90  |
| 4.10. Мощность в цепи синусоидального тока.....  | 98  |
| 4.11. Расчет линейных цепей однофазного синусоидального тока<br>в символической форме .....  | 104 |
| 4.12. Векторно-топографическая диаграмма напряжений.....   | 109 |
| Глава 5. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПЕРИОДИЧЕСКОГО<br>НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА .....  | 111 |
| 5.1. Общие понятия и определения .....   | 111 |
| 5.2. Разложение периодических функций в ряд Фурье.....   | 113 |
| 5.3. Представление несинусоидальных ЭДС, напряжений и токов<br>рядами Фурье.....   | 114 |
| 5.4. Основные характеристики несинусоидальных периодических<br>токов, напряжений и ЭДС .....   | 115 |
| 5.5. Расчет линейных электрических цепей при несинусоидальном<br>токе.....   | 117 |
| Глава 6. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ....   | 119 |
| 6.1. Общие понятия и определения .....   | 119 |
| 6.2. Законы коммутации. Начальные условия.....   | 120 |
| 6.3. Классический метод расчета переходных процессов.....  | 121 |
| 6.4. Переходные процессы в цепи с конденсатором и резистором.....  | 123 |
| 6.5. Дифференцирующие и интегрирующие цепи.....  | 126 |
| Глава 7. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ТРЕХФАЗНОГО<br>СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА.....  | 129 |
| 7.1. Предпосылки возникновения и причины широкого применения<br>трехфазных электрических цепей в современной электроэнергетике ..... | 129 |

|  |            |
|--|------------|
| 7.2. Элементы трехфазной электрической цепи. Обозначение фаз. Порядок чередования фаз. Способы соединения обмоток трехфазного генератора. Фазные и линейные напряжения ..... | 130        |
| 7.3. Способы представления трехфазной системы ЭДС .....  | 132        |
| 7.4. Классификация и способы включения приемников в трехфазную цепь.....   | 133        |
| 7.5. Схемы соединения трехфазных цепей. Условно-положительные направления электрических величин .....  | 135        |
| 7.6. Векторные диаграммы. Соотношения между линейными и фазными напряжениями .....   | 137        |
| 7.7. Режимы работы трехфазной цепи .....   | 140        |
| 7.8. Расчет трехфазных цепей .....   | 141        |
| 7.9. Мощность в трехфазной цепи.....   | 143        |
| 7.10. Техника безопасности при эксплуатации трехфазных установок ....  | 145        |
| <b>ГЛАВА 8. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ .....</b>  | <b>147</b> |
| 8.1. Преимущества электрических методов измерения .....  | 147        |
| 8.2. Основные понятия и определения.....   | 147        |
| 8.3. Метрологические характеристики средств измерения. Классификация погрешностей измерений.....   | 149        |
| 8.4. Систематические погрешности измерительных приборов.....   | 151        |
| 8.5. Классификация измерительных приборов .....  | 152        |
| 8.6. Измерительные механизмы аналоговых приборов .....   | 154        |
| 8.7. Условные обозначения на лицевых панелях приборов и выбор приборов для измерений.....  | 156        |
| 8.8. Измерение силы тока .....   | 157        |
| 8.9. Измерение напряжения.....   | 159        |
| 8.10. Измерение сопротивления.....   | 160        |
| 8.11. Измерение индуктивности и емкости .....  | 163        |
| 8.12. Измерение электрической мощности и энергии .....   | 165        |
| 8.12.1. Измерение мощности в цепях постоянного тока .....  | 165        |
| 8.12.2. Измерение мощности в однофазных цепях переменного тока.....  | 166        |
| 8.12.3. Измерение мощности в трехфазных цепях .....  | 166        |
| 8.12.4. Измерение электрической энергии .....  | 168        |
| 8.13. Измерение неэлектрических величин электроизмерительными приборами.....   | 169        |
| <b>ГЛАВА 9. ТРАНСФОРМАТОРЫ .....</b>   | <b>172</b> |
| 9.1. Назначение, устройство, конструктивные разновидности силовых трансформаторов, их условное обозначение на схемах и маркировка.....                                       | 172        |
| 9.2. Режимы работа и основные параметры трансформатора. Понятие идеального трансформатора .....  | 175        |

|  |     |
|--|-----|
| 9.3. Паспортные данные трансформатора. Определение параметров трансформатора в опытах холостого хода и короткого замыкания.<br>Рабочие характеристики трансформатора ..... | 181 |
| 9.4. Потери энергии и КПД трансформатора. Внешняя характеристика трансформатора .....  | 184 |
| 9.5. Назначение, устройство, схемы соединения обмоток и группы соединения трехфазных трансформаторов.....  | 187 |
| 9.6. Устройство, принцип работы и применение автотрансформаторов.....  | 189 |
| ГЛАВА 10. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ.....  | 191 |
| 10.1. Классификация электрических машин. Свойство обратимости. Физические явления в электрических машинах. Преобразование энергии в генераторе и в двигателе .....         | 191 |
| 10.2. Асинхронные электрические машины .....   | 193 |
| 10.2.1. Назначение, устройство, конструктивные разновидности трехфазных асинхронных двигателей, их маркировка и обозначение выводов обмоток .....                          | 193 |
| 10.2.2. Принцип работы трехфазного асинхронного двигателя. Формирование двухполюсного вращающегося магнитного поля статора. Частота вращения ротора.....                   | 196 |
| 10.2.3. Работа трехфазного асинхронного двигателя под нагрузкой. Скольжение, номинальные параметры и рабочие характеристики .....  | 199 |
| 10.2.4. Схемы включения трехфазного асинхронного двигателя в электрическую сеть. Способы пуска, торможения и реверсирования. Регулирование частоты вращения ротора .....   | 204 |
| 10.2.5. Однофазные асинхронные двигатели .....   | 207 |
| 10.3. Синхронные электрические машины переменного тока .....   | 209 |
| 10.3.1. Устройство, принцип работы и применение синхронных машин .....   | 209 |
| 10.3.2. Работа синхронной машины в режиме двигателя.....   | 212 |
| 10.3.3. Векторная диаграмма и угловая характеристика синхронного двигателя .....   | 214 |
| 10.3.4. Регулирование коэффициента мощности синхронного двигателя, $U$ -образная характеристика.....   | 216 |
| 10.3.5. Синхронные машины малой мощности.....  | 218 |
| 10.3.6. Номинальные параметры, рабочие характеристики синхронных машин и обозначение выводов.....  | 220 |
| 10.4. Электрические машины постоянного тока.....   | 223 |
| 10.4.1. Назначение, устройство, классификация и маркировка машин постоянного тока. Обозначение выводов.....  | 223 |
| 10.4.2. Работа машин постоянного тока в режиме двигателя .....   | 226 |
| 10.4.3. Работа машин постоянного тока в режиме генератора.....   | 234 |

|  |            |
|--|------------|
| 11. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ .....   | 241        |
| 11.1. Классификация электрических аппаратов.....   | 241        |
| 11.2. Коммутационные электрические аппараты ручного управления.....                          | 242        |
| 11.3. Коммутационные электрические аппараты дистанционного<br>управления .....               | 246        |
| 11.3.1. Электромагнитные реле .....  | 246        |
| 11.3.2. Электромагнитные контакторы.....   | 248        |
| 11.3.3. Электромагнитные пускатели .....   | 259        |
| 11.4. Электрические аппараты защиты электрических цепей.....                                 | 251        |
| 11.4.1. Плавкие предохранители.....  | 251        |
| 11.4.2. Тепловые реле .....  | 253        |
| 11.4.3. Автоматические выключатели .....   | 254        |
| 11.5. Контролирующие электрические аппараты .....  | 256        |
| 11.6. Условные графические обозначения электрических машин,<br>аппаратов и их элементов..... | 258        |
| <b>Часть 2. ЭЛЕКТРОНИКА.....</b>   | <b>260</b> |
| Введение.....  | 260        |
| Глава 1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ .....   | 262        |
| 1.1. Резисторы .....   | 262        |
| 1.2. Конденсаторы .....  | 264        |
| 1.3. Полупроводниковые элементы.....   | 267        |
| 1.3.1. Диоды.....  | 267        |
| 1.3.2. Транзисторы.....  | 271        |
| 1.3.3. Силовые полупроводниковые элементы .....  | 275        |
| 1.3.4. Полупроводниковые оптоэлектронные элементы .....                                      | 278        |
| 1.4. Элементы электронных устройств в интегральном исполнении .....                          | 281        |
| 1.4.1. Классификация интегральных микросхем .....  | 281        |
| 1.4.2. Система обозначений интегральных микросхем.....                                       | 282        |
| 1.4.3. Условные графические обозначения интегральных<br>микросхем .....                      | 283        |
| Глава 2. УСТРОЙСТВА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ<br>И БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ.....            | 286        |
| 2.1. Диодные ключи .....   | 286        |
| 2.2. Транзисторные ключи.....  | 288        |
| 2.3. Ограничители амплитуды .....  | 289        |
| 2.4. Формирователи коротких импульсов .....  | 292        |
| Глава 3. УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ .....  | 294        |
| 3.1. Параметры и характеристики усилителей .....   | 294        |
| 3.2. Обратные связи в усилителях .....   | 296        |
| 3.3. Однокаскадный усилитель на биполярных транзисторах .....                                | 298        |
| 3.4. Операционные усилители.....   | 300        |
| 3.5. Неинвертирующий усилитель.....  | 304        |
| 3.6. Инвертирующий усилитель усилителе .....   | 306        |

|  |     |
|--|-----|
| 3.7. Суммирующий усилитель .....   | 308 |
| 3.8. Вычитающий усилитель .....  | 309 |
| 3.9. Интегрирующий усилитель .....   | 311 |
| 3.10. Дифференцирующий усилитель .....   | 313 |
| 3.11. Усилители мощности .....   | 314 |
| Глава 4. ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ .....  | 316 |
| 4.1. Условия самовозбуждения генераторов .....   | 316 |
| 4.2. Свойства частотно-избирательных цепей положительной<br>обратной связи .....                                       | 318 |
| 4.3. Генератор гармонических колебаний <i>RC</i> -типа на основе<br>интегрального операционного усилителя .....        | 320 |
| 4.4. Преобразователи и генераторы импульсных сигналов .....  | 322 |
| 4.4.1. Аналоговые компараторы .....  | 323 |
| 4.4.2. Триггеры Шмитта .....   | 325 |
| 4.5. Симметричный мультивибратор на основе микросхемы<br>интегрального операционного усилителя .....                   | 326 |
| 4.6. Несимметричный мультивибратор на интегральном<br>операционном усилителе .....                                     | 328 |
| 4.7. Генератор одиночных прямоугольных импульсов<br>(ждущий мультивибратор) на интегральном операционном усилителе ... | 329 |
| 4.8. Генераторы линейно-изменяющегося напряжения .....   | 331 |
| 4.8.1. Генераторы линейно-изменяющегося напряжения<br>с внешним управлением .....                                      | 332 |
| 4.8.2. Генераторы линейно-изменяющегося напряжения<br>в автогенераторном режиме .....                                  | 333 |
| 4.8.3. Генератор линейно-изменяющегося напряжения – преобразователь<br>напряжения в частоту импульсов .....            | 337 |
| Глава 5. ЧАСТОТНЫЕ ФИЛЬТРЫ .....   | 344 |
| 5.1. Классификация, параметры и характеристики частотных фильтров,<br>области применения .....                         | 344 |
| 5.2. Пассивные частотные фильтры .....   | 345 |
| 5.2.1. Фильтры нижних частот .....   | 345 |
| 5.2.2. Фильтры верхних частот .....  | 347 |
| 5.2.3. Полосовые частотные фильтры .....   | 348 |
| 5.2.4. Заграждающие частотные фильтры .....  | 349 |
| 5.3. Активные частотные фильтры .....  | 351 |
| 5.3.1. Активные фильтры нижних частот .....  | 351 |
| 5.3.2. Активные фильтры верхних частот .....   | 353 |
| 5.3.3. Полосовые активные частотные фильтры .....  | 354 |
| 5.3.4. Заграждающие активные частотные фильтры .....   | 355 |
| Глава 6. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ .....   | 358 |
| 6.1. Структурные схемы, параметры и характеристики источника<br>питания .....  | 358 |

|   |     |
|---|-----|
| 6.2. Принцип работы, параметры и характеристики полупроводниковых выпрямителей .....                    | 360 |
| 6.2.1. Однофазный однополупериодный выпрямитель.....  | 361 |
| 6.2.2. Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средним выводом трансформатора .....                 | 362 |
| 6.2.3. Однофазный двухполупериодный мостовой выпрямитель .....  | 363 |
| 6.2.4. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом .....   | 364 |
| 6.2.5. Трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова).....   | 365 |
| 6.2.5. Управляемый однофазный выпрямитель .....   | 367 |
| 6.3. Сглаживающие фильтры .....   | 369 |
| 6.4. Стабилизаторы напряжения .....   | 371 |
| Глава 7. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА...   | 377 |
| 7.1. Введение .....   | 377 |
| 7.2. Логические элементы.....   | 377 |
| 7.2.1. Конъюнктор (элемент И).....  | 379 |
| 7.2.2. Дизъюнктор (элемент ИЛИ).....  | 381 |
| 7.2.3. Принцип двойственности .....   | 382 |
| 7.2.4. Инвертор (элемент НЕ) .....  | 383 |
| 7.2.5. Элемент Шеффера (элемент И-НЕ).....  | 384 |
| 7.2.6. Элемент Пирса (элемент ИЛИ-НЕ) .....   | 385 |
| 7.3. Цифровые устройства комбинационного типа (КЦУ) .....   | 387 |
| 7.3.1. Основы алгебры Буля .....  | 388 |
| 7.3.2. Способы представления (задания) булевых функций .....  | 388 |
| 7.3.3. Переход от структурной формулы к логической схеме и обратный переход .....                       | 391 |
| 7.3.4. Минимизация булевых функций .....  | 392 |
| 7.3.5. Преобразователи кодов .....  | 393 |
| 7.3.6. Коммутаторы цифровых сигналов .....  | 400 |
| 7.4. Цифровые устройства последовательностного типа (ПЦУ) .....   | 403 |
| 7.4.1. Триггеры .....   | 403 |
| 7.4.2. Счетчики импульсов .....   | 412 |
| 7.4.3. Регистры.....  | 416 |
| Глава 8. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ВЗАИМНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ ВЕЛИЧИН .....            | 421 |
| 8.1. Общие сведения.....  | 421 |
| 8.2. Цифро-аналоговые преобразователи .....   | 421 |
| 8.2.1. Назначение, классификация, методы построения, условное обозначение.....                          | 421 |
| 8.2.2. Схематические разновидности активных цифро-аналоговых преобразователей и принцип их работы ..... | 424 |
| 8.2.3. Основные параметры и характеристики цифро-аналоговых преобразователей.....                       | 428 |

|   |     |
|---|-----|
| 8.3. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП).....  | 429 |
| 8.3.1. Назначение, классификация аналого-цифровых преобразователей.....                               | 429 |
| 8.3.2. Методы преобразования.....   | 430 |
| 8.3.3. Схематическое построение аналого-цифровых преобразователей последовательного уравнивания ..... | 432 |
| 8.3.4. Микросхемы АЦП.....  | 434 |
| Литература .....  | 436 |

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебно-методическое пособие предназначено для студентов неэлектротехнических специальностей высших технических учебных заведений с изучением дисциплины «Электротехника и электроника» в течение двух семестров (объем лекционных часов не менее 68 часов).

Книга может быть использована студентами специальностей 1-36 01 07 «Гидропневмосистемы мобильных и технологических машин», 1-43 01 05 «Промышленная теплоэнергетика», а также 1-36 01 01 «Технология машиностроения», 1-36 01 03 «Технологическое оборудование машиностроительного производства», 1-36 02 01 «Машины и технология литейного производства», 1-36 01 05 «Машины и технология обработки материалов давлением», 1-36 12 01 «Проектирование и производство сельскохозяйственной техники», в учебных планах которых содержатся дисциплины «Электротехника, электрические машины и аппараты» и «Электроника и микропроцессорная техника».

Как и в учебном пособии [1], при изложении методов расчета линейных электрических цепей применяются следующие упрощения:

- рассматриваются электрические цепи, содержащие только источники ЭДС;
- внутренние сопротивления источников ЭДС чаще всего принимаются равными нулю;
- в трехфазных электрических цепях рассматриваются только схемы звезда-звезда с нейтральным проводом и без нейтрального провода, звезда-треугольник, и только для одного приемника;
- внутреннее сопротивление трехфазного генератора и сопротивления соединительных проводов принимаются равными нулю.

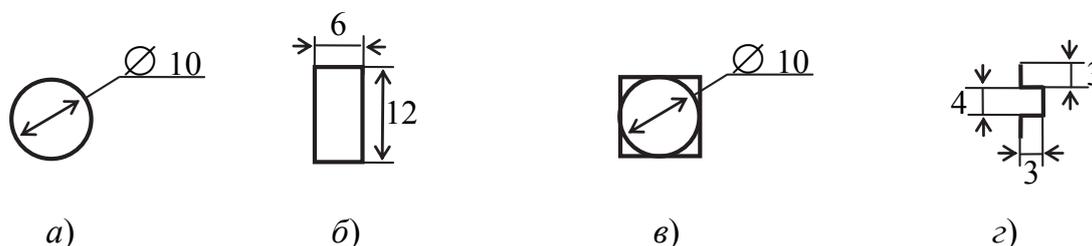
Широкое применение электрической энергии во всех сферах человеческой деятельности требует определенных электротехнических знаний не только от электриков, но и от машиностроителей, металлургов, теплоэнергетиков и др.). Знания в области электротехники и электроники позволяют понять устройство и принцип работы современных машин и аппаратов, технологических установок, измерительных приборов, что, в свою очередь, позволяет осознанно и грамотно их эксплуатировать.

## Основные электрические величины, их обозначение и размерность

| Обозначение              | Наименование  | Размерность                       |
|--------------------------|---|-----------------------------------|
| $I$                      | Постоянный ток, или действующее значение переменного тока                         | Ампер (А)                         |
| $I_{\phi}, I_{\text{л}}$ | Фазный и линейный токи в трехфазной цепи  | А                                 |
| $q$                      | Площадь поперечного сечения проводника  | мм <sup>2</sup>                   |
| $j$                      | Плотность тока  | А/мм <sup>2</sup>                 |
| $U$                      | Напряжение постоянного тока, или действующее значение напряжения переменного тока | Вольт (В)                         |
| $U_{\phi}, U_{\text{л}}$ | Фазное и линейное напряжение  | В                                 |
| $E$                      | Электродвижущая сила (ЭДС) источника электрической энергии                        | В                                 |
| $R$                      | Сопротивление электрическому току   | Ом                                |
| $\rho$                   | Удельное сопротивление проводника   | Ом · мм <sup>2</sup> /м           |
| $G$                      | Проводимость  | Сименс (См)                       |
| $L$                      | Индуктивность   | Генри (Гн)                        |
| $X_L$                    | Индуктивное сопротивление катушки   | Ом                                |
| $C$                      | Электрическая емкость   | Фарада (Ф)                        |
| $X_C$                    | Емкостное сопротивление   | Ом                                |
| $X$                      | Реактивное сопротивление  | Ом                                |
| $Z$                      | Полное сопротивление  | Ом                                |
| $W_L, W_C$               | Энергия магнитного поля катушки индуктивности и электрического поля конденсатора  | Джоуль (Дж)                       |
| $A$                      | Работа  | Дж                                |
| $P$                      | Мощность цепи постоянного тока и активная мощность цепи переменного тока          | Ватт (Вт)                         |
| $Q$                      | Реактивная мощность   | Вольт-ампер-реактивный (Вар)      |
| $S$                      | Полная мощность   | В · А                             |
| $f$                      | Частота тока  | Герц (Гц)                         |
| $\omega$                 | Угловая частота   | Рад/с                             |
| $i, u$                   | Мгновенные значения тока и напряжения   | А, В                              |
| $I_m, U_m$               | Амплитудные значения тока и напряжения  | А, В                              |
| $\psi$                   | Начальная фаза  | Градус (град)<br>или радиан (рад) |
| $\varphi$                | Угол сдвига фаз   | Градус (град)<br>или радиан (рад) |

| Обозначение    | Наименование                           | Размерность     |
|----------------|--|-----------------|
| $\cos \varphi$ | Коэффициент мощности                   |                 |
| $\mu$          | Коэффициент полезного действия         | % или отн. ед.  |
| $B$            | Магнитная индукция                     | Тесла (Тл)      |
| $\Phi$         | Магнитный поток                        | Вебер (Вб)      |
| $F$            | Магнитодвижущая сила (МДС)             | А               |
| $H$            | Напряженность магнитного поля          | А/м             |
| $w$            | Число витков катушки индуктивности     |                 |
| $\mu$          | Магнитная проницаемость                | Гн/м            |
| $n$            | Частота вращения                       | Об/мин          |
| $p$            | Число пар полюсов электрической машины | 1, 2, 3 и т. д. |
| $M$            | Вращающий момент электрической машины  | Н · м           |
| $s$            | Скольжение                             | % или отн. ед.  |

### Условные графические обозначения элементов электрических цепей



a)

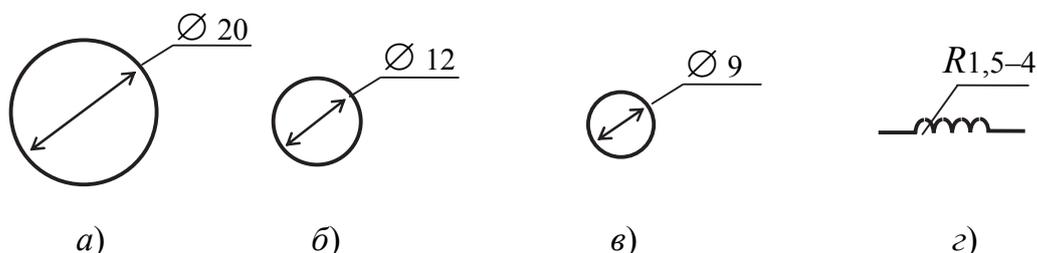
б)

в)

г)

Рис. 1. Элементы привода:

а – привод электромашинный; б – привод электромагнитный;  
в – привод электротепловой; г – привод с помощью биметалла



a)

б)

в)

г)

Рис. 2. Электрические машины:

а – общее обозначение; б – статор электрической машины;  
в – ротор электрической машины; г – обмотка, катушка индуктивности

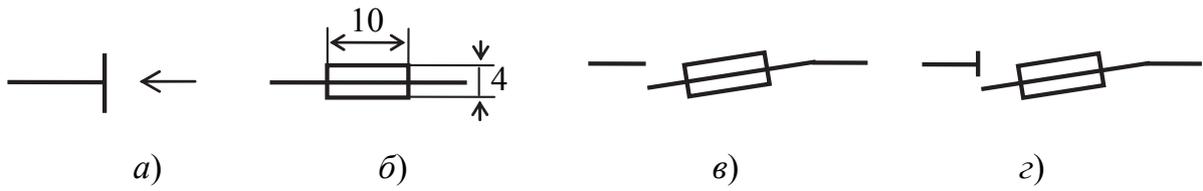


Рис. 3. Предохранители:

*a* – пробивной; *б* – плавкий; *в* – предохранитель-выключатель;  
*г* – предохранитель-разъединитель

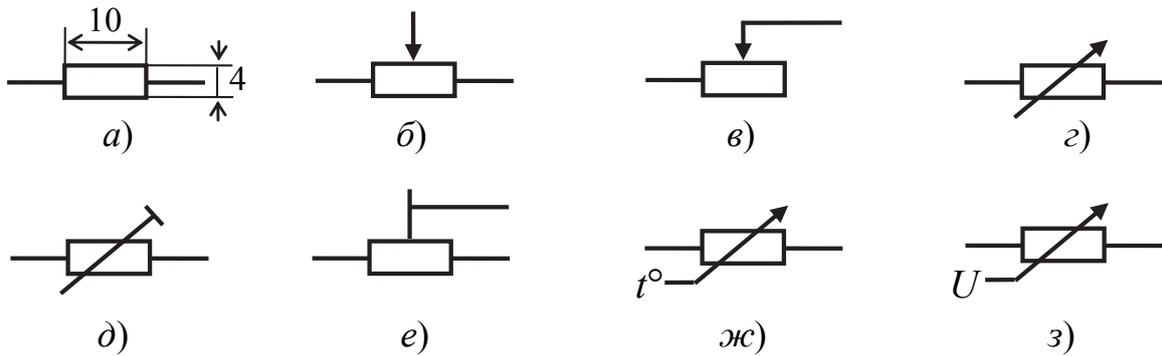


Рис. 4. Резисторы:

*a* – постоянный; *б*, *в* – переменные; *г* – с реостатным включением;  
*д*, *е* – подстроечные; *ж* – терморезистор; *з* – варистор

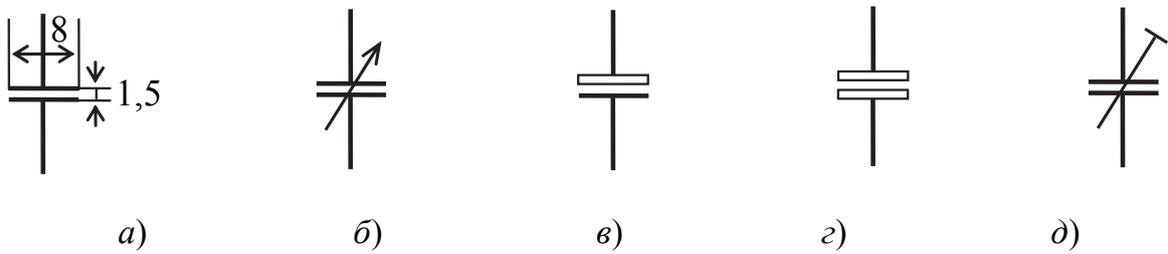


Рис. 5. Конденсаторы:

*a* – постоянной емкости; *б* – переменной емкости;  
*в* – полярный; *г* – неполярный; *д* – подстроечный

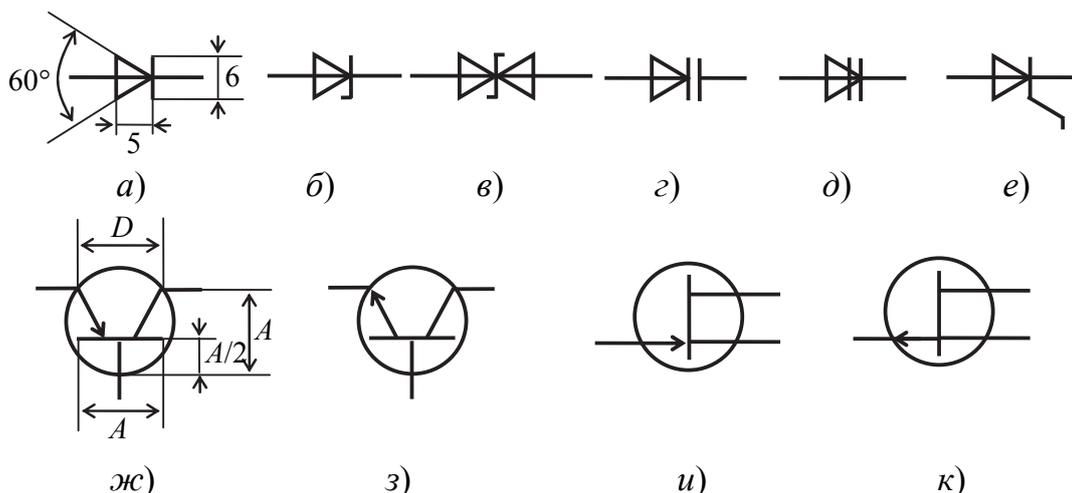


Рис. 6. Полупроводниковые приборы:

*a* – диод; *б* – стабилитрон односторонний; *в* – стабилитрон двухсторонний; *г* – варикап; *д* – диодный тиристор (динистор); *е* – тиристор триодный (тринистор); *ж* – биполярный транзистор типа *p-n-p*; *з* – биполярный транзистор типа *n-p-n*; *и* – полевой транзистор с каналом *n*-типа; *к* – полевой транзистор с каналом *p*-типа (размеры:  $A = 9-11$  мм;  $D = 12-14$  мм)

Таблица 2

**Буквенные коды видов элементов в электрических схемах**

| Первая буква кода | Группа видов элементов         | Примеры видов элементов                 | Буквенный код |
|-------------------|--------------------------------|---|---------------|
| <i>A</i>          | Устройство (общее обозначение) | Усилители, приборы телеуправления       |               |
| <i>B</i>          |                                | Громкоговоритель                        | BA            |
|                   |                                | Многосекционный элемент                 | BB            |
|                   |                                | Детектор ионизирующих излучений         | BD            |
|                   |                                | Сельсин приемник                        | BE            |
|                   |                                | Телефон (капсюль)                       | BF            |
|                   |                                | Сельсин датчик                          | BC            |
|                   |                                | Тепловой датчик                         | BK            |
|                   |                                | Фотоэлемент                             | BL            |
|                   |                                | Микрофон                                | BM            |
|                   |                                | Датчик давления                         | BP            |
|                   |                                | Пьезоэлемент                            | BQ            |
|                   |                                | Датчик частоты вращения (тахогенератор) | BR            |
|                   |                                | Звукосниматель                          | BS            |
| Датчик скорости   | BV                             |   |               |

| Первая буква кода | Группа видов элементов  | Примеры видов элементов                                 | Буквенный код |
|-------------------|---|---|---------------|
| <i>C</i>          | Конденсаторы  | —   | -             |
| <i>D</i>          | Схемы интегральные, микросборки                                     | Схема интегральная аналоговая                           | DA            |
|                   |   | Схема интегральная цифровая, логический элемент         | DD            |
|                   |   | Устройства хранения информации                          | DS            |
|                   |   | Устройства задержки                                     | DT            |
| <i>E</i>          | Элементы разные (осветительные устройства, нагревательные элементы) | Нагревательный элемент                                  | EK            |
|                   |   | Лампа осветительная                                     | EL            |
|                   |   | Пиропатрон  | ET            |
| <i>F</i>          | Разрядники, предохранители, устройства защитные                     | Дискретный элемент защиты по току мгновенного действия  | FA            |
|                   |   | Дискретный элемент защиты по току инерционного действия | FP            |
|                   |   | Предохранитель плавкий                                  | FU            |
|                   |   | Дискретный элемент защиты по напряжению (разрядник)     | FV            |
| <i>G</i>          | Генераторы, источники питания, кварцевые осцилляторы                | Батарея   | GB            |
| <i>H</i>          | Устройства индикационные и сигнальные                               | Прибор звуковой сигнализации                            | HA            |
|                   |   | Индикатор символьный                                    | HG            |
|                   |   | Прибор световой сигнализации                            | HL            |
| <i>K</i>          | Реле, контакторы, пускатели   | Реле токовое  | KA            |
|                   |   | Реле указательное                                       | KH            |
|                   |   | Реле электротепловое                                    | KK            |
|                   |   | Контактор, магнитный пускатель                          | KM            |
|                   |   | Реле времени  | KT            |
|                   |   | Реле напряжения   | KV            |

| Первая буква кода | Группа видов элементов  | Примеры видов элементов                              | Буквенный код |
|-------------------|---|--|---------------|
| <i>L</i>          | Катушки индуктивности, дроссели   | Дроссель люминесцентного освещения                   | LL            |
| <i>M</i>          | Двигатели постоянного и переменного тока  | –  | –             |
| <i>P</i>          | Приборы, измерительное оборудование   | Амперметр  | PA            |
|                   |   | Счетчик импульсов                                    | PC            |
|                   |   | Частотомер   | PF            |
|                   |   | Счетчик активной энергии                             | PI            |
|                   |   | Счетчик реактивной энергии                           | PK            |
|                   |   | Омметр   | PR            |
|                   |   | Регистрирующий прибор                                | PS            |
|                   |   | Часы, измеритель времени действия                    | PT            |
|                   |   | Вольтметр  | PV            |
|                   |   | Ваттметр   | PW            |
| <i>Q</i>          | Выключатели и разъединители в силовых цепях (энергоснабжение, питание оборудования и т. д.) | Выключатель автоматический                           | QF            |
|                   |   | Короткозамыкатель                                    | QK            |
|                   |   | Разъединитель  | QS            |
| <i>R</i>          | Резисторы   | Терморезистор  | RK            |
|                   |   | Потенциометр   | RP            |
|                   |   | Шунт измерительный                                   | RS            |
|                   |   | Варистор   | RU            |
| <i>S</i>          | Устройства коммутационные в цепях управления, сигнализации и измерительных                  | Выключатель или переключатель                        | SA            |
|                   |   | Выключатель кнопочный                                | SB            |
|                   |   | Выключатель автоматический                           | SF            |
|                   |   | Выключатели, срабатывающие от различных воздействий: |               |
|                   |   | уровня   | SL            |
|                   |   | давления   | SP            |
|                   |   | положения (путевой)                                  | SQ            |
|                   |   | частоты вращения                                     | SR            |
| температуры       | SK  |  |               |

| Первая буква кода | Группа видов элементов  | Примеры видов элементов  | Буквенный код |
|-------------------|---|--|---------------|
| <i>T</i>          | Трансформаторы, авто-трансформаторы                                     | Трансформатор тока   | TA            |
|                   |   | Электромагнитный стабилизатор                                      | TS            |
|                   |   | Трансформатор напряжения   | TV            |
| <i>U</i>          | Устройства связи. Преобразователи электрических величин в электрические | Модулятор  | UB            |
|                   |   | Демодулятор  | UD            |
|                   |   | Дискриминатор  | UI            |
|                   |   | Преобразователь частотный инвертор, генератор частоты, выпрямитель | UZ            |
| <i>V</i>          | Приборы электровакуумные и полупроводниковые                            | Диод, стабилитрон  | VD            |
|                   |   | Прибор электровакуумный  | VL            |
|                   |   | Транзистор   | VT            |
|                   |   | Тиристор   | VS            |
| <i>W</i>          | Линии и элементы СВЧ  | Антенна  | WA            |
|                   |   | Ответвитель  | WE            |
|                   |   | Короткозамыкатель  | WK            |
|                   |   | Вентиль  | WS            |
| <i>X</i>          | Соединения контактные   | Токосъемник, контакт скользящий                                    | XA            |
|                   |   | Штырь  | XP            |
|                   |   | Гнездо   | XS            |
|                   |   | Соединение разборное   | XT            |
|                   |   | Соединитель высокочастотный  | XW            |
| <i>Y</i>          | Устройства механические с электромагнитным приводом                     | Электромагнит  | YA            |
|                   |   | Тормоз с электромагнитным приводом                                 | YB            |
|                   |   | Муфта с электромагнитным приводом                                  | YC            |
|                   |   | Электромагнитный патрон или плита                                  | YH            |
| <i>Z</i>          | Устройства оконечные, фильтры, ограничители                             | Ограничитель   | ZL            |
|                   |   | Фильтр кварцевый   | ZQ            |

# ЧАСТЬ 1. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

## Введение

Электротехника – отрасль науки и техники, занимающаяся вопросами, связанными с производством, передачей, распределением и использованием электрической энергии.

Электрическая энергия получается с помощью гальванических батарей и аккумуляторов, солнечных батарей, электромашинных генераторов, путем преобразования химической, лучевой, тепловой, механической, ядерной энергии.

Широкое использование электрической энергии объясняется:

- возможностью получать ее из многих других видов энергии;
- возможностью передавать ее на большие расстояния и практически мгновенно (со скоростью света) с малыми потерями;
- возможностью легко дробить, т. е. распределять по многочисленным потребителям;
- возможностью преобразовывать в нужный вид энергии (механическую, тепловую, световую, химическую и пр.), т. е. использовать на практике.

Электрические и магнитные явления были известны в глубокой древности, однако началом развития науки о них принято считать 1600 г., когда английский физик У. Гильберт опубликовал результаты исследований этих явлений.

Важным этапом в развитии науки об электромагнитных явлениях были исследования атмосферного электричества, выполненные русскими учеными М. В. Ломоносовым, Г. В. Рихманом и американским ученым Б. Франклином.

Современная электротехника началась с открытия английским физиком М. Фарадеем в 1831 г. закона электромагнитной индукции. В первой половине XIX в. был создан химический источник постоянного тока, исследованы химические, световые, магнитные проявления тока. Большие заслуги в этом принадлежат русским ученым В. В. Петрову (1761–1834), Э. Х. Ленцу (1804–1865), Б. С. Якоби (1801–1874), А. Г. Столетову (1839–1896), зарубежным ученым А. Вольта (1745–1827), А. М. Амперу (1775–1836), Х. К. Эрстеду (1778–1851) и др.

Развивая идеи М. Фарадея, Дж. Максвелл (1831–1879) создал теорию электромагнитного поля, предсказал существование электромагнитных волн и выдвинул идею электромагнитной природы света,

которые были подтверждены экспериментально работами русского физика Г. Р. Герца в 1886–1889 гг., а также изобретением радио А. С. Поповым в 1895 г.

Вместе с развитием теории происходило быстрое расширение практического применения электрической энергии. Так, Б. С. Якоби создал электродвигатель (1834) и применил его для привода судна (1838), а также изобрел гальванопластику (1838). П. Н. Яблочков (1847–1894) создал электрическую свечу, положив начало развитию электрического освещения. А. Н. Ладыгин (1837–1923) изобрел угольную лампу накаливания и стал основателем электротермии. М. О. Дюливо-Добровольский (1861–1919) создал трехфазный трансформатор и трехфазный асинхронный двигатель (1889) и осуществил первую в мире электропередачу трехфазного тока (1891). Н. Г. Славянов и Н. Н. Бенардос в 1885 г. изобрели электросварку.

Современные системы электроснабжения содержат в своем составе мощные электромашинные синхронные трехфазные генераторы, воздушные и кабельные линии электропередачи, повышающие и понижающие трансформаторные подстанции, распределительные устройства.

Обширный ассортимент разработанных и используемых в системе электроснабжения низковольтных и высоковольтных электрических аппаратов позволяет решать задачи коммутации электрических сетей, защиты их от влияния токовых перегрузок при возникновении аварийных ситуаций, осуществлять непрерывный мониторинг режимов работы.

# Глава 1. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

## 1.1. Электрическая цепь и ее элементы

*Электрической цепью* называют совокупность электрических устройств, образующих путь для электрического тока. Электромагнитные процессы в ней могут быть описаны с помощью электрических величин – электродвижущей силы (ЭДС), тока и напряжения.

Отдельные электрические устройства, входящие в состав электрической цепи и выполняющие в ней определенную функцию, называют *элементами электрической цепи*. К основным элементам относятся источники электрической энергии и приемники этой энергии. В источниках неэлектрические виды энергии (химическая, механическая, тепловая, световая, атомная) преобразуются в электрическую. К источникам относятся гальванические батареи и аккумуляторы, солнечные батареи, термопары, электромашинные генераторы. Условные графические обозначения некоторых типов источников электрической энергии приведены на рис. 1.1.

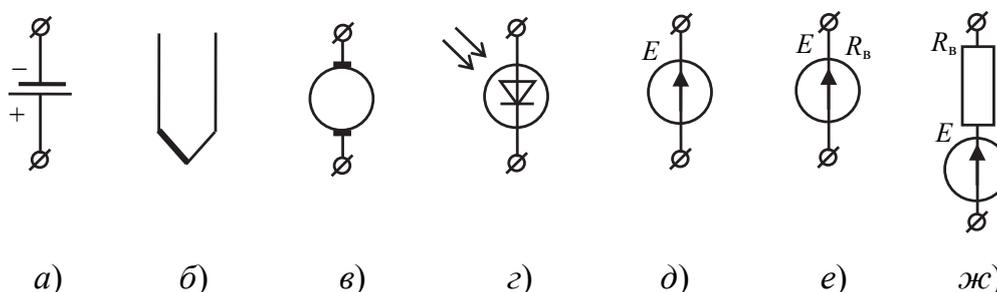


Рис. 1.1. Условные обозначения источников электрической энергии:  
а – гальванический элемент, или аккумулятор; б – термопара;  
в – генератор постоянного тока; г – фотодиод; д – идеальный источник ЭДС; е, ж – реальный источник ЭДС

Общим для всех источников является то, что в результате происходящих в них процессов, между выходными зажимами источников появляется ЭДС, которая вызывает (посредством электрического поля) токи в замкнутых электрических цепях и напряжения на элементах цепи. В приемниках происходит преобразование электрической энергии в другие виды энергии. К приемникам относятся электрические двигатели, гальванические ванны, нагревательные приборы, осветительные приборы. Условные обозначения некоторых типов приемников приведены на рис. 1.2.

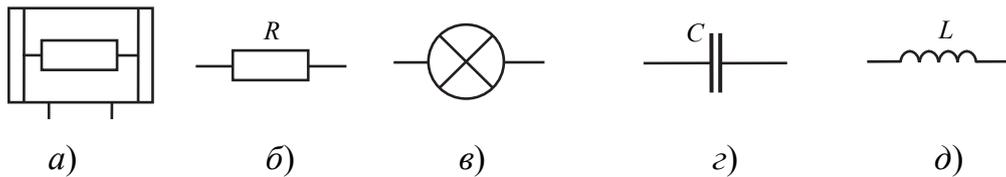


Рис. 1.2. Условные обозначения приемников электрической энергии:  
*а* – электрическая печь сопротивления; *б* – резистор;  
*в* – лампа накаливания; *г* – конденсатор; *д* – индуктивная катушка

В электрической машине, работающей в режиме двигателя, электрическая энергия преобразуется в механическую, в электрической печи или в резисторе – в тепловую, в лампе накаливания или в фотодиоде – в световую.

Особую группу составляют приемники, в которых происходят обратимые преобразования электрической энергии в энергию электрического поля (конденсаторы, рис. 1.2, *г*) и в энергию магнитного поля (индуктивная катушка рис. 1.2, *д*).

Источники и приемники соединяются в электрической цепи проводами, которые должны обеспечить передачу электрической энергии от источников к приемникам с минимальными потерями. Любое преобразование электрической энергии в элементах цепи сопровождается частичным или полным преобразованием этой энергии в тепловую. Это явление имеет место как в приемниках, так и в источниках, и в соединительных проводах.

Электрическая цепь содержит также вспомогательные элементы, предназначенные для регулирования величины тока (реостаты), для регулирования величины напряжения (делители и потенциометры), для защиты от токовых перегрузок (предохранители, тепловые реле и автоматические выключатели), для управления режимом работы цепи и изменения ее схемы (коммутационные аппараты), для контроля режимов работы цепи (контрольно-измерительные приборы). На рис. 1.3 приведены условные графические обозначения некоторых типов вспомогательных элементов.

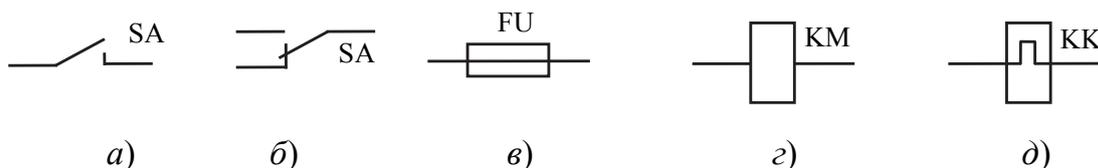


Рис. 1.3. Условные обозначения вспомогательных элементов:  
*а* – выключатель; *б* – переключатель; *в* – предохранитель;  
*г* – катушка электромагнитного контактора; *д* – нагревательный биметаллический элемент теплового реле

Условные графические обозначения всех элементов цепи, а также их буквенные коды гостированы и приводятся в справочной литературе.

## 1.2. Схема замещения электрической цепи

Электрические цепи принято изображать в виде различных схем: принципиальных, монтажных, схем замещения. Принципиальными схемами пользуются при изучении принципа работы сложных электрических цепей и электронных устройств. Монтажными схемами пользуются при монтаже и ремонте электрических цепей. Схематическими замещениями пользуются при расчете режима работы электрических цепей. Схема замещения – это графическое изображение электрической цепи, содержащее условные обозначения ее основных элементов и способы их соединения между собой. На этой схеме каждый реальный элемент заменяется (замещается) расчетной моделью (идеализированным элементом). При этом все вспомогательные элементы, не существенно влияющие на режим работы цепи, на схеме замещения отсутствуют.

На рис. 1.4 приведена схема замещения разветвленной электрической цепи постоянного тока с двумя источниками электрической энергии (источниками ЭДС) и пятью приемниками (резисторами).

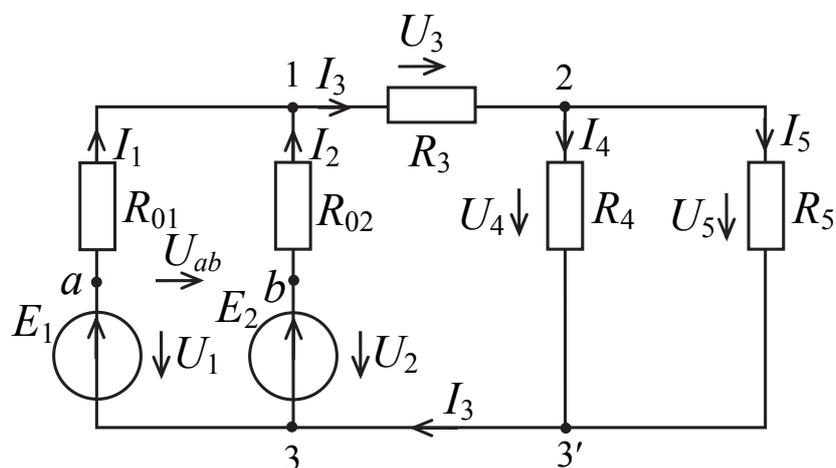


Рис. 1.4. Схема замещения разветвленной электрической цепи постоянного тока

Главное назначение любой электрической цепи – передача электрической энергии от источников к приемникам. Для количественного расчета получаемой, передаваемой и потребляемой энергии по

схеме замещения, в практической электротехнике используются интегральные скалярные значения ЭДС  $e$ , напряжения  $u$  и тока  $i$ , либо их действующие значения  $E$ ,  $U$  и  $I$ . При использовании величин  $e$ ,  $u$  и  $i$ , описывающих зависимость ЭДС, напряжения и тока от времени, расчет режима работы цепи проводится на основе законов Ома и Кирхгофа с использованием интегро-дифференциальных уравнений. При этом в большинстве практически важных случаев эти уравнения удается преобразовать в систему линейных алгебраических уравнений.

### 1.3. Классификация электрических цепей

Электрические цепи классифицируют по роду тока, по характеру параметров элементов, по наличию или отсутствию в цепи источников электрической энергии, по степени сложности.

По роду тока цепи подразделяются на цепи постоянного и переменного (изменяющегося во времени) тока. При этом под постоянным током понимают не изменяющийся во времени ток (ни по величине, ни по направлению). Все остальные токи – изменяющиеся во времени, или переменные. На рис. 1.5 приведены временные диаграммы для постоянного тока, синусоидального тока, несинусоидального (пилообразного) тока.

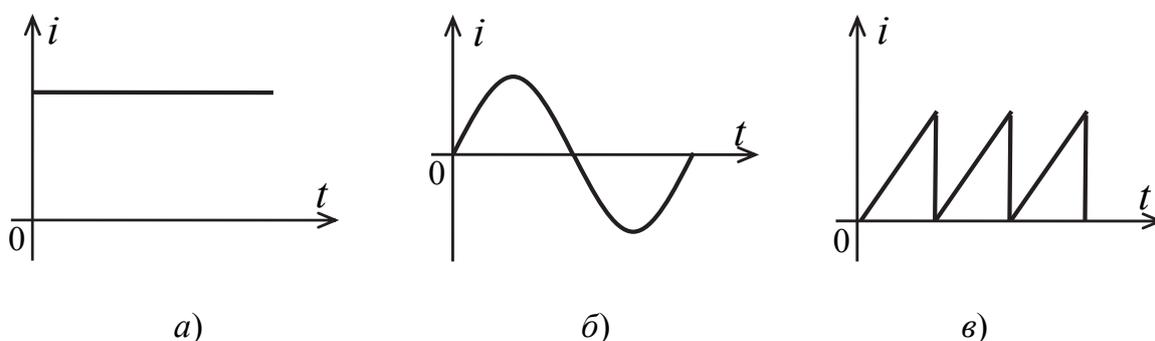


Рис. 1.5. Зависимость тока от времени:  
 а – для постоянного тока; б – для синусоидального тока;  
 в – для пилообразного тока

По характеру параметров элементов цепи подразделяются на линейные и нелинейные. Если все элементы цепи имеют линейные характеристики, то вся цепь относится к линейным цепям. Если хотя бы один элемент цепи является нелинейным, то и вся цепь относится к нелинейным цепям.

По наличию или отсутствию в цепи источника электрической энергии, электрические цепи делятся на активные (А) и пассивные (П).

По степени сложности различают простые (неразветвленные) и сложные (разветвленные) электрические цепи. Разветвленные цепи, в свою очередь, делятся на цепи с одним источником электрической энергии и с несколькими источниками.

## 1.4. Топологические понятия в теории электрических цепей

При анализе режима работы электрических цепей применяются такие топологические понятия, как ветвь, узел, контур.

*Ветвь электрической цепи* – участок цепи, через все элементы которого протекает один и тот же ток. Ветвь может содержать только один пассивный или активный элемент, или состоять из нескольких элементов, соединенных последовательно. Ветви, присоединенные к одной паре узлов, называют параллельными.

*Узел электрической цепи* – место электрического (гальванического) соединения трех и более ветвей. Различают понятия геометрического и потенциального узла. На рис. 1.4 имеется четыре геометрических (точки 1, 2, 3 и 3') и три потенциальных узла (точки 3 и 3', имеющие одинаковые потенциалы в приближении нулевого сопротивления проводов, могут быть соединены в один потенциальный узел).

*Контур* – это любой замкнутый путь, проходящий по нескольким ветвям цепи, без их повторного обхода.

Два и более контура называются независимыми друг от друга, если в каждый из них входит хотя бы одна ветвь, не принадлежащая другим контурам.

Число ветвей в цепи будем обозначать величиной  $N_v$ , число узлов  $N_y$ , а число независимых контуров  $N_k$ .

Так, в цепи рис. 1.4  $N_y = 3$ ,  $N_v = 5$ ,  $N_k = 3$ . Между узлами 1 и 3 включены параллельно две ветви, как и между узлами 2 и 3'. Между точками 3 и 3' расположен проводник, являющийся продолжением ветви, содержащей  $R_3$ .

## 1.5. Физические величины, характеризующие процессы в электрических цепях

В источниках электрической энергии, в результате действия сил неэлектрической природы (химических, механических, тепловых и т. д.), называемых сторонними силами, происходит разделение зарядов, которые создают электрическое поле, характеризуемое напряженностью  $\vec{E}_{\text{ст}}$ . Это векторная величина, численно равная отношению силы  $\vec{F}$ , действующей на заряд  $q$ , к величине этого заряда:

$$\vec{E}_{\text{ст}} = \frac{\vec{F}}{q}. \quad (1.1)$$

Направление вектора  $\vec{E}_{\text{ст}}$  совпадает с направлением силы  $\vec{F}$ , действующей на положительный заряд, помещенный в ту или иную точку электрического поля. В системе СИ  $\vec{E}_{\text{ст}}$  измеряется в вольтах на метр (В/м).

Основной величиной, характеризующей источник электрической энергии, является ЭДС. *Электродвижущая сила* характеризует способность стороннего поля (или индуцированного, т. е. наведенного поля) совершать работу по перемещению зарядов. Если идет речь об источнике электрической энергии постоянного тока, то величина ЭДС определяется по выражению

$$E = \frac{A}{q}, \quad (1.2)$$

а если рассматривается источник переменного тока, то

$$e = \int_l \vec{E}_{\text{ст}} d\vec{l}. \quad (1.3)$$

В системе СИ ЭДС измеряется в вольтах.

*Электрический ток* – это направленное движение свободных носителей электрического заряда  $q$  (электронов – в металлах и ионов – в электролитах и плазме). В электротехнике при строгом анализе используется понятие полного тока  $i_{\text{полн}}$ , равного сумме тока проводимости  $i$ , обусловленного движением носителей зарядов, и тока смещения  $i_{\text{см}}$ , вызванного изменением вектора электрической индукции  $\vec{D}$ :

$$i_{\text{полн}} = i + i_{\text{см}} = \int_S \left( \vec{J} + \frac{d\vec{D}}{dt} \right) d\vec{S}, \quad (1.4)$$

где  $\vec{J}$  – вектор плотности тока проводимости;  $\vec{D}$  – вектор электрической индукции;  $d\vec{S}$  – вектор-площадка.

Ток смещения обусловлен способностью дипольных молекул диэлектрика в переменном электрическом поле поляризоваться.

В цепях постоянного тока величина тока определяется по выражению

$$I = \frac{q}{t}. \quad (1.5)$$

В цепях переменного тока величина тока равна скорости переноса электрического заряда и определяется по выражению

$$i = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{dq}{dt}. \quad (1.6)$$

В системе СИ ток измеряется в амперах (А):

$$[I] = [q]/[t] = \text{Кл/с} = \text{А}.$$

Во внешней цепи за положительное направление тока принято направление движения положительных зарядов (от анода источника питания постоянного тока к катоду). При этом в цепях переменного тока направление тока задается для фиксированного момента времени (например, для  $t = 0$ ).

#### *Электрическое напряжение*

При протекании электрического тока через элементы цепи силами электрического поля совершается работа по перемещению электрических зарядов, которая характеризуется электрическим напряжением.

В цепях постоянного тока эта величина обозначается буквой  $U$  и определяется по закону Ома из выражения

$$U = IR, \quad (1.7)$$

где  $R$  – электрическое сопротивление резистора.

В цепях переменного тока эта величина обозначается через  $u$  и определяется из выражений:

$$u_R = iR; \quad u_C = \frac{1}{C} \int i dt; \quad u_L = L \frac{di}{dt} \quad (\text{см. § 1.6}). \quad (1.8)$$

За положительное направление напряжения на любом пассивном элементе цепи принимают направление, совпадающее с направлением тока, протекающего через этот элемент, а на активном элементе (источник ЭДС) – противоположное току (рис. 1.4). Измеряется напряжение в системе СИ в вольтах  $[U] = \text{В}$  (Вольт).

#### *Электрический потенциал и разность потенциалов*

Электрическое напряжение вдоль электрической цепи вне источника, между любыми двумя точками  $a$  и  $b$ , называют также разностью потенциалов  $U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b$ , между этими точками. При этом под потенциалом любой точки электрической цепи понимается электрическое напряжение между этой точкой и точкой цепи, потенциал которой принят равным нулю.

Таким образом, потенциал, разность потенциалов, напряжение и ЭДС являются электрическими величинами, отнесенными к единице электрического заряда, и все они измеряются в вольтах.

## **1.6. Пассивные элементы электрической цепи и их свойства**

В электрических цепях в качестве приемников электрической энергии служат резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности (рис. 1.2, б, з, д). Из курса физики известно, что электрический ток нагревает проводники, переменное электрическое поле в диэлектрике порождает электрический ток смещения, а переменное магнитное поле вызывает ЭДС самоиндукции.

*Резистор* – это пассивный элемент электрической цепи, используемый в качестве электрического сопротивления, и предназначенный для ограничения и регулирования тока и напряжения. По закону сохранения энергии мощность, потребляемая резистором, равна скорости выделения теплоты  $Q$

$$p = ui = \frac{dQ}{dt}. \quad (1.9)$$

Экспериментально установлено (закон Ома), что напряжение  $u$  и ток  $i$  через резистор связаны линейной зависимостью:

$$u = Ri. \quad (1.10)$$

Параметр  $R$  резистора называется *электрическим сопротивлением*, и измеряется в системе СИ в омах (Ом). Закон Ома для резистора

можно записать в другой форме, если вместо сопротивления использовать обратную величину  $G = \frac{1}{R}$ , называемую проводимостью, измеряемой в системе СИ в сименсах (См):

$$i = Gu. \quad (1.11)$$

*Конденсатор* – пассивный элемент электрической цепи, состоящий в простейшем случае из двух металлических пластин (обкладок), разделенных диэлектриком, и способный накапливать электрические заряды, если к пластинам приложена разность потенциалов.

Из курса физики известно, что заряд  $q$  на обкладках конденсатора связан с приложенным к нему напряжением  $u$  линейной зависимостью

$$q = Cu_c, \quad (1.12)$$

где  $C$  – коэффициент пропорциональности, называемый *электрической емкостью*, измеряемой в системе СИ в фарадах (Ф). На практике чаще применяется размерность микрофарада ( $1 \text{ Ф} = 10^6 \text{ мкФ}$ ).

Изменение напряжения на конденсаторе вызывает изменение зарядов, а в проводах, соединяющих конденсатор с источником напряжения, это изменение зарядов вызывает электрический ток:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du_c}{dt}. \quad (1.13)$$

Из (1.13) следует, что причиной возникновения тока через конденсатор является изменение напряжения. Если напряжение на конденсаторе не изменяется, то ток через конденсатор равен нулю.

Из (1.13) следует, что

$$u_c = \frac{1}{C} \int i dt. \quad (1.14)$$

В конденсаторе энергия источника преобразуется преимущественно в энергию электрического поля, создаваемого между его обкладками.

Величина этой энергии при заряде конденсатора до напряжения  $U$  определяется выражением

$$W_э = \int_0^U C u du = \frac{CU^2}{2} = \frac{qU}{2}. \quad (1.15)$$

*Индуктивная катушка* – пассивный элемент электрической цепи, в котором энергия источника преобразуется преимущественно в энергию магнитного поля, создаваемого током, протекающим по виткам катушки.

Из курса физики известно, что изменяющийся электрический ток создает в окружающем его пространстве переменное магнитное поле, которое, в свою очередь, индуцирует в катушке ЭДС самоиндукции  $e_L$ . Значение  $e_L$  определяется согласно закону электромагнитной индукции скоростью изменения потокосцепления  $\psi_L$  катушки с магнитным полем:

$$e_L = -\frac{d\psi_L}{dt}, \quad (1.16)$$

где в частном случае, когда все витки катушки пронизываются одним и тем же магнитным потоком:

$$\psi_L = W\phi. \quad (1.17)$$

При этом магнитный поток  $\phi$  равен потоку вектора магнитной индукции  $\vec{B}$  через поверхность  $\vec{S}$ , ограниченную контуром витка:

$$\phi = \int_S \vec{B}d\vec{S}. \quad (1.18)$$

Для линейных сред потокосцепления  $\psi_L$  связано с током  $i$ , протекающим по виткам катушки зависимостью

$$\psi_L = Li, \quad (1.19)$$

где  $L$  – коэффициент пропорциональности, называемый индуктивностью катушки, измеряемой в системе СИ в Генри (Гн).

Таким образом, закон электромагнитной индукции (1.16) можно представить в виде

$$e_L = -\frac{d\psi_L}{dt} = -\frac{d\psi_L}{di} \frac{di}{dt} = -L \frac{di}{dt}. \quad (1.20)$$

Величина энергии, запасаемой в магнитном поле индуктивной катушки, при токе в ней равном  $I$ , равна

$$W_M = \int_0^I LidI = \frac{LI^2}{2} = \frac{\psi I}{2}. \quad (1.21)$$

По второму закону Кирхгофа падение напряжения на индуктивной катушке  $u_L$  связано с ЭДС самоиндукции  $e_L$  соотношением

$$u_L = -e_L = L \frac{di}{dt}. \quad (1.22)$$

## 1.7. Источники электрической энергии и их свойства

Источники электрической энергии подразделяются на источники постоянного тока и переменного тока. В качестве источника переменного тока используют электромашинные генераторы. В качестве источника постоянного тока – гальванические элементы и аккумуляторы, солнечные батареи и электромашинные генераторы постоянного тока.

Электрические свойства источника (генератора) характеризуются величиной ЭДС  $E, e$  и внутренним сопротивлением  $R_v$ . При расчете электрических цепей внутренним сопротивлением часто пренебрегают из-за малости его значения в сравнении с сопротивлением внешней цепи. В этом случае можно считать, что напряжение на зажимах генератора не зависит от тока нагрузки и равно ЭДС генератора. Генератор с внутренним сопротивлением, равным нулю, называют идеальным источником ЭДС, или источником напряжения (рис. 1.1, *д*). Если  $R_v > 0$ , то какой генератор называют реальным и изображают на схемах в виде рис. 1.1, *е* или рис. 1.1, *ж*.

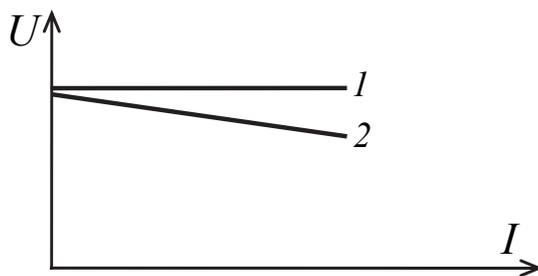


Рис. 1.6. Вольтамперная характеристика источника ЭДС:  
1 – идеального; 2 – реального

При практических расчетах полагают, что ЭДС генератора и его внутреннее сопротивление не зависят от тока в цепи. Зависимость напряжения на зажимах генератора от тока, протекающего через него, называют его внешней, нагрузочной или вольтамперной характеристикой (рис. 1.6).

## Глава 2. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

### 2.1. Области использования электрической энергии постоянного тока

Электрическая энергия постоянного тока широко используется в электротранспорте (трамваи, троллейбусы, электрокары, электровозы), в электротехнологии (электролиз). Вторичные источники питания постоянного тока используются для зарядки аккумуляторов, для питания разнообразных электронных устройств (усилителей, генераторов электрических колебаний, измерительных приборов, устройств связи, компьютеров и т. д.).

### 2.2. Энергия и мощность в электрических цепях постоянного тока. Баланс мощности

Работа, совершаемая источником электрической энергии за время  $t$ , т. е. работа по разделению зарядов сторонними силами в источнике равна

$$W_{\text{ист}} = Eq = EIt. \quad (2.1)$$

В приемнике электрической энергии, т. е. в резисторе, при напряжении  $U$  и токе  $I$  расходуется (преобразуется в тепло) энергия:

$$W_{\text{пр}} = Uq = UI t = I^2 R t = \frac{U^2}{R} t. \quad (2.2)$$

Мощность  $P$  характеризует интенсивность преобразования энергии из одного вида в другой за единицу времени:

$$P_{\text{ист}} = \frac{W_{\text{ист}}}{t} = EI, \quad (2.3)$$

а мощность приемника

$$P_{\text{пр}} = \frac{W_{\text{пр}}}{t} = UI = I^2 R = \frac{U^2}{R}. \quad (2.4)$$

В системе СИ энергия и мощность измеряются в джоулях (Дж) и ваттах (Вт) соответственно. Электрическая энергия часто выражается в киловатт-часах,  $1 \text{ кВт} \cdot \text{ч} = 3,6 \cdot 10^6 \text{ Дж}$ .

На основании закона сохранения энергии мощность, развиваемая всеми источниками электрической энергии, входящими в электрическую цепь, должна быть равна мощности преобразования электрической энергии в другие виды энергии всеми приемниками этой цепи:

$$\sum_{i=1}^n E_i I_i = \sum_{j=1}^m I_j^2 R_j, \quad (2.5)$$

где  $\sum_{i=1}^n E_i I_i$  – алгебраическая сумма мощностей, развиваемых источниками. Если направление тока через источник ЭДС совпадает с направлением ЭДС  $E$ , то этот источник работает в режиме генератора, и произведение  $E_i I_i > 0$ . Если же направления  $E$  и  $I$  противоположны, то источник ЭДС потребляет энергию, т.е. работает в режиме приемника, и произведение  $E_i I_i < 0$ ;  $\sum_{j=1}^m I_j^2 R_j$  – сумма мощностей, потребляемых всеми приемниками.

Уравнение (2.5) называют уравнением баланса мощностей для цепей постоянного тока.

### 2.3. Мощность потерь и КПД электрической цепи постоянного тока

В реальной электрической цепи источник электрической энергии имеет внутреннее сопротивление  $R_B$ , а приемник соединяется с источником ЭДС линией передачи и изготавливается из проводов, имеющих сопротивление  $R_L$ .

Схема замещения такой цепи имеет вид (рис. 2.1).

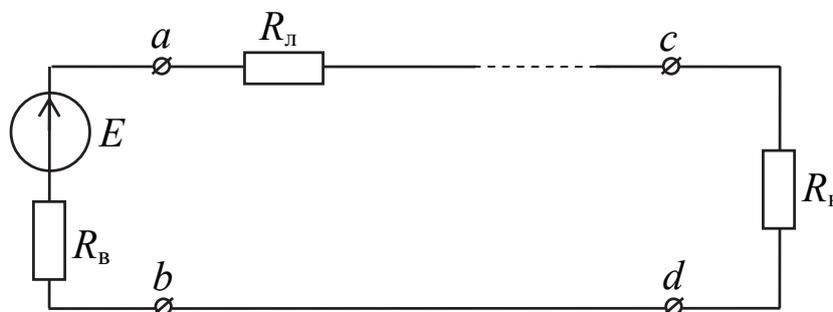


Рис. 2.1. Схема замещения реальной электрической цепи с одним источником ЭДС

По закону Ома для полной цепи ток  $I$  в цепи равен

$$I = \frac{E}{R_0 + R_{\text{л}} + R_{\text{н}}}, \text{ или } R_0 I + R_{\text{л}} I + R_{\text{н}} I = E.$$

Умножив все члены этого уравнения на  $I$ , получим уравнение баланса мощности

$$R_{\text{в}} I^2 + R_{\text{л}} I^2 + R_{\text{н}} I^2 = E I,$$

где  $R_{\text{в}} I^2$ ,  $R_{\text{л}} I^2$  – мощность потерь в источнике и в линии передачи;  $R_{\text{н}} I^2 = U_{\text{cd}} I$  – мощность в приемнике, т. е. полезная мощность;  $E I$  – мощность, развиваемая источником ЭДС.

Технико-экономические параметры цепи показывают, что для передачи электрической энергии на большие расстояния выгодно использовать линию электропередачи (ЛЭП) высокого напряжения, что увеличивает один из важнейших параметров электрической цепи – коэффициент полезного действия (КПД) этой цепи.

*Коэффициент полезного действия* – это отношение мощности приемника (полезной мощности) к мощности, развиваемой источником:

$$\eta = \frac{R_{\text{н}} I^2}{R_{\text{в}} I^2 + R_{\text{л}} I^2 + R_{\text{н}} I^2} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{в}} + R_{\text{л}} + R_{\text{н}}}. \quad (2.6)$$

Коэффициент полезного действия высоковольтной линии передачи большой протяженности достигает 95 %.

## 2.4. Режимы работы источников электрической энергии постоянного тока

Электрическая цепь, в зависимости от значения  $R_{\text{н}}$ , может работать в различных характерных режимах: номинальном, согласованном, холостого хода и короткого замыкания.

*Номинальный режим* – это расчетный режим, при котором элементы цепи (источники, приемники, линии передачи) работают в условиях, соответствующих проектным данным и параметрам.

Номинальные напряжения стандартизированы по ГОСТ 21128–83 и для сетей до 1000 В равны 27, 110, 220, 440 В при постоянном токе и 40, 220, 380, 660 В при однофазном переменном токе.

Превышение этих напряжений приводит к пробое изоляции, увеличению токов в цепи и другим аварийным последствиям.

Под *номинальным током* понимается ток, рассчитанный по тепловому режиму работы цепи.

ГОСТ 6827–76 устанавливает, что предпочтительно выбирать номинальные токи, равные 1,00 А; 1,60 А; 2,50 А; 4,00 А; 6,30 А, а также десятичные дольные и кратные значения этих токов. Таким образом, получается шкала от 0,1 мА до 25 кА.

Номинальное значение мощности для источника электрической энергии – это наибольшая мощность, которую источник может отдать во внешнюю цепь без пробоя изоляции и без превышения допустимой температуры нагрева.

Номинальные значения напряжений, токов и мощностей указаны в паспортах изделий.

*Согласованный режим* – соответствует случаю, когда  $R_{\text{н}} = R'_{\text{в}}$ , где  $R'_0 = R_{\text{в}} + R_{\text{л}}$ . При таком режиме мощность приемника максимальна. Ток в цепи и мощность представляются выражениями:

$$I = \frac{E}{R'_{\text{в}} + R_{\text{н}}}; \quad P = R_{\text{н}} I^2 = R_{\text{н}} \frac{E^2}{(R'_{\text{в}} + R_{\text{н}})^2}. \quad (2.7)$$

Приравняв нулю производную ( $dP/dR_{\text{н}} = 0$ ), получим, что действительно  $R_{\text{н}} = R'_{\text{в}}$ .

Однако КПД при согласованном режиме низкий:

$$\eta = \frac{R_{\text{н}}}{R'_{\text{в}} + R_{\text{н}}} = \frac{R_{\text{н}}}{2R_{\text{н}}} = 0,5. \quad (2.8)$$

По этой причине работа мощных цепей в согласованном режиме невыгодна. В электрических цепях большой мощности  $R'_{\text{в}} \ll R_{\text{н}}$  и КПД достаточно высокий.

Режимы *холостого хода* (ХХ) и *короткого замыкания* (КЗ) являются предельными режимами работы электрической цепи.

В режиме холостого хода ток  $I = 0$  (внешняя цепь разомкнута, т. е.  $R_{\text{н}} = \infty$ ). Так как падение напряжения на внутреннем сопротивлении  $R_{\text{в}}$  источника равно нулю ( $R_{\text{в}} I = 0$ ), то напряжение на выводах источника электрической энергии  $U_{\text{хх}} = E$ . Этот режим применяется для измерения ЭДС  $E$  источника *высокоомным* вольтметром.

В режиме короткого замыкания выводы источника соединены между собой накоротко ( $R_{\text{н}} = 0$ ). Напряжение на приемнике при этом равно нулю. Сопротивление всей цепи равно сумме внутреннего со-

противления источника ( $R_B$ ) и сопротивления линии ( $R_L$ ), а ток в цепи достигает максимального значения:

$$I_{кз} = \frac{E}{R_B + R_L}. \quad (2.9)$$

Этот ток может вызвать перегрев источника или даже его повреждение (т. е. режим короткого замыкания электрической цепи является аварийным). Для защиты источников и питающих цепей от токов короткого замыкания применяются плавкие предохранители, автоматические выключатели и другие защитные аппараты.

На рис 2.2 приведены зависимости мощности генератора (источника)  $P_G$ , напряжения на нагрузке  $U_H$ , мощности в нагрузке  $P_H$  и КПД цепи  $\eta$  от величины тока в нагрузке.

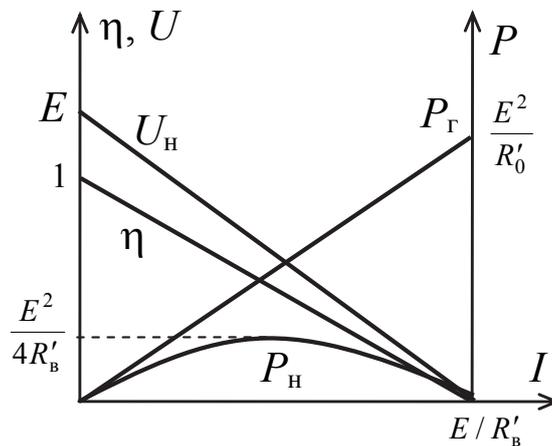


Рис. 2.2. Зависимость мощности генератора  $P_G$ , напряжения на нагрузке  $U_H$ , мощности в нагрузке  $P_H$  и коэффициента полезного действия  $\eta$  от величины тока  $I$  в нагрузке

Эти зависимости соответствуют выражениям:

$$U_H = E - R'_0 I;$$

$$P_H = R_H I^2 = EI - R'_0 I^2; \quad (2.10)$$

$$P_G = EI = I^2 (R'_0 + R_H);$$

$$\eta = \frac{P_H}{P_G} = \frac{R_H}{R_H + R'_0}.$$

## 2.5. Закон Ома и законы Кирхгофа для электрической цепи постоянного тока

В электрической цепи постоянного тока токи и напряжения постоянны, поэтому изменения этих величин во времени равны нулю:

$$\frac{dI}{dt} = 0 \quad \text{и} \quad \frac{dU}{dt} = 0,$$

а, следовательно, напряжение  $U_L$  на индуктивной катушке и ток  $I_C$  через конденсатор, зависящие от изменения этих величин, равны нулю:

$$U_L = L \frac{dI}{dt} = 0; \quad I_C = C \frac{dU_C}{dt} = 0. \quad (2.11)$$

Отсюда следует, что сопротивление индуктивности катушки постоянному току равно нулю, а конденсатора, наоборот, является бесконечно большим. Поэтому в электрических цепях с источниками постоянного тока можно исключить все индуктивности (если их активные сопротивления  $R_k$  пренебрежимо малы), закоротив их, а все ветви, содержащие конденсаторы, – разомкнуть.

Таким образом, единственным видом приемников электрической энергии в цепях постоянного тока являются резисторы и активные сопротивления обмоток электрических машин постоянного тока, электромагнитов, реле и др., характеризуемых электрическим сопротивлением  $R$ .

### 2.5.1. Закон Ома для участка цепи

Закон Ома для участка цепи устанавливает связь между электрическим током  $I$ , протекающим в цепи, электрическим сопротивлением  $R$  участка цепи и приложенным напряжением  $U$ . Так, применительно к участку  $ab$  цепи (рис. 2.3) можно записать:

$$\left. \begin{aligned} I &= \frac{\Phi_a - \Phi_b}{R} = \frac{U_{ab}}{R}, \text{ или} \\ U_{ab} &= IR; \quad R = \frac{U_{ab}}{I} \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

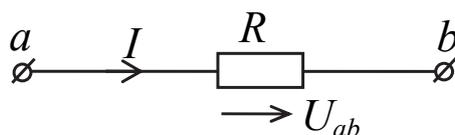


Рис. 2.3. Участок цепи, не содержащий ЭДС

### 2.5.2. Закон Ома для полной цепи

Если пренебречь сопротивлением проводов в схеме замещения простой неразветвленной цепи рис. 2.1 ( $R_{л} = 0$ ), то ток в цепи:

$$\left. \begin{aligned} I &= \frac{E}{R_{в} + R_{н}}, \quad \text{или} \\ E &= I(R_{в} + R_{н}); \quad R_{в} + R_{н} = \frac{E}{I}. \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

### 2.5.3. Закон Ома в обобщенной форме

Закон Ома может быть записан и для участка цепи (например, ее любой ветви), содержащей источники ЭДС, с учетом известной разности потенциалов на каждом участке рис. 2.4.

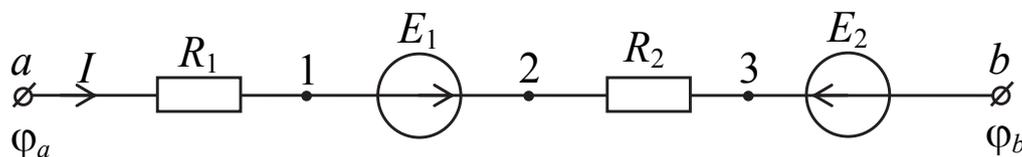


Рис. 2.4. Схема замещения ветви электрической цепи постоянного тока

Для этого примера величина тока определяется выражением

$$I = \frac{\Phi_a - \Phi_b + E_1 - E_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.14)$$

В общем случае произвольного числа источников ЭДС и резисторов это выражение имеет вид:

$$I_{ab} = \frac{U_{ab} + \sum E}{\sum R}, \quad (2.15)$$

где  $\sum E$  – алгебраическая сумма ЭДС источников (со знаком «+» берутся ЭДС, совпадающие по направлению с током, а со знаком «-» – не совпадающие);  $\sum R$  – суммарное электрической сопротивление цепи.

### 2.5.4. Первый закон Кирхгофа

Первый и второй законы Кирхгофа сформулированы им в 1845 г. Первый закон Кирхгофа применяется к узлам электрической цепи. Он гласит: алгебраическая сумма токов в узле равна нулю:

$$\sum_{k=0}^n I_k = 0. \quad (2.16)$$

При суммировании токов знаки «+» присваиваются токам одного направления, а знаки «-» – токам другого направления. Для узла электрической цепи (рис. 2.5) этот закон записывается в виде

$$-I_1 - I_2 + I_3 - I_4 + I_5 = 0.$$

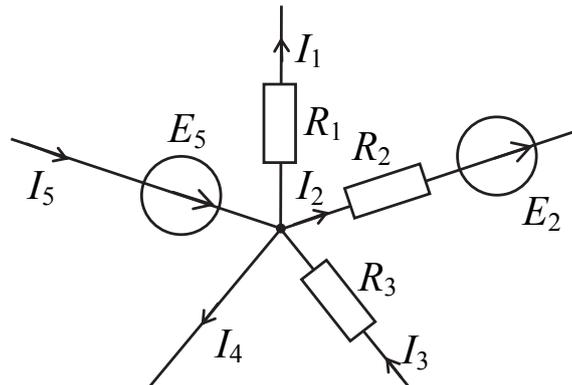


Рис. 2.5. Схема фрагмента электрической цепи постоянного тока, содержащего узел электрической цепи

Первый закон Кирхгофа является следствием того факта, что заряды одного знака не могут накапливаться в узле (закон сохранения заряда).

### 2.5.5. Второй закон Кирхгофа

Второй закон Кирхгофа применяется к контурам электрической цепи. Он формулируется следующим образом: алгебраическая сумма падений напряжения на всех приемниках (резисторах) замкнутого контура равна алгебраической сумме ЭДС всех источников, включенных в этот контур:

$$\sum_{k=1}^n U_k = \sum_{p=1}^m E_p, \quad (2.17)$$

где  $n$  – число резисторов в контуре;  $m$  – число источников ЭДС.

Для записи уравнения по выражению (2.17) задаются произвольно направлением токов во всех ветвях и направлением обхода контура (рис. 2.6).

Тогда все слагаемые  $U_k$  и  $E_p$ , совпадающие по направлению с выбранным направлением обхода берутся со знаком «+», а не совпадающие – со знаком «-».

Для контура (рис. 2.6) это выражение будет иметь вид:

$$R_1 I_1 - R_2 I_2 + R_3 I_3 - R_4 I_4 = E_1 - E_2 - E_4.$$

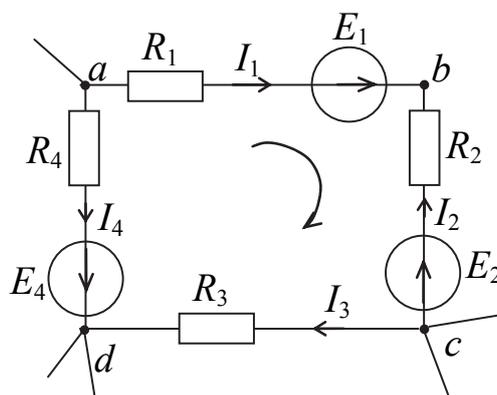


Рис. 2.6. Схема фрагмента электрической цепи постоянного тока, содержащая замкнутый контур

Второй закон Кирхгофа является следствием того факта, что при обходе контура и возвращении в исходную точку, потенциал этой точки не может измениться, так как иначе не соблюдался бы закон сохранения энергии.

## 2.6. Эквивалентные преобразования пассивных участков электрической цепи

В зависимости от назначения электрической цепи ее элементы могут соединяться между собой последовательно, параллельно, последовательно-параллельно (по смешанной схеме), треугольником или звездой.

*Последовательным* называют соединение, при котором ток в каждом элементе один и тот же. При таком соединении « $n$ » резисторов (рис. 2.7, а) могут быть заменены одним резистором (рис. 2.7, б) с эквивалентным сопротивлением  $R_3$ , при котором ток  $I$  в обеих схемах будет одинаков (при равенстве напряжения  $U$  на входах схем).

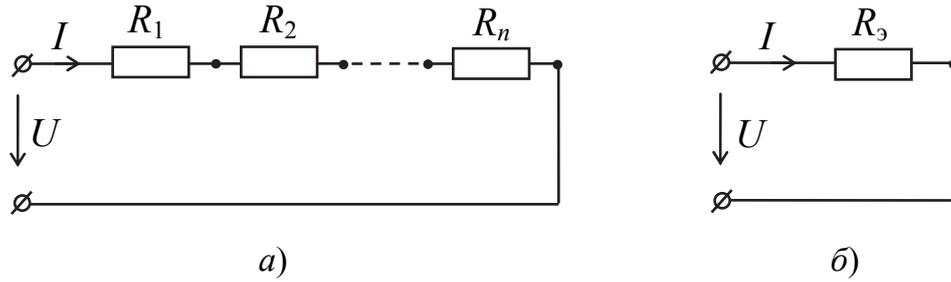


Рис. 2.7. Последовательное соединение резисторов:  
*a* – исходная схема; *б* – эквивалентная схема с одним резистором

Для схемы на рис. 2.7, *a*

$$U = IR_1 + IR_2 + \dots + IR_n = (R_1 + R_2 + \dots + R_n)I,$$

а для схемы на рис. 2.7, *б*

$$U = IR_3.$$

Таким образом (из равенства напряжений на входах) получаем, что

$$R_3 = \sum_{k=1}^n R_k. \quad (2.18)$$

Эквивалентное сопротивление последовательного соединения резисторов равно сумме сопротивлений этих резисторов.

*Параллельным* называют соединение, при котором все участки цепи присоединяются к одной паре узлов, т. е. находятся под воздействием одного и того же напряжения. При таком соединении (рис. 2.8, *a*) «*n*» параллельных резисторов можно заменить одним эквивалентным (рис. 2.8, *б*), сопротивление  $R_3$ , которого обеспечивает равенство токов  $I$  в неразветвленных участках обеих цепей.

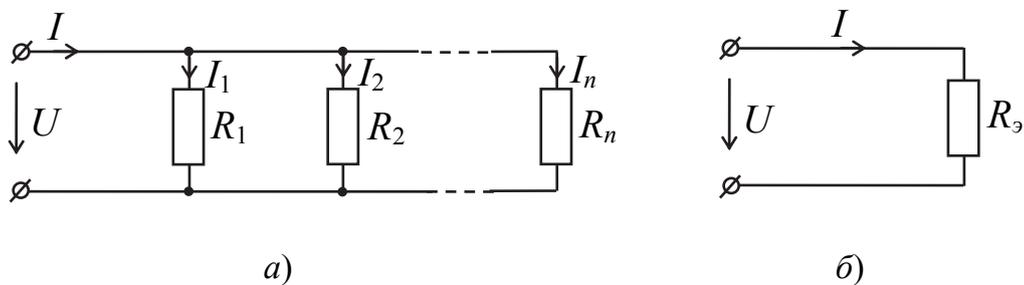


Рис. 2.8. Параллельное соединение резисторов:  
*a* – исходная схема; *б* – эквивалентная схема с одним резистором

Для схемы на рис. 2.8, а по первому закону Кирхгофа можно записать

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n.$$

Так как для каждой ветви по закону Ома  $I_k = \frac{U}{R_k}$ , то

$$\frac{U}{R_3} = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} + \dots + \frac{U}{R_n},$$

или

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}. \quad (2.19)$$

Поскольку  $\frac{1}{R_3} = G_3$ ;  $\frac{1}{R_1} = G_1$ ;  $\frac{1}{R_2} = G_2$ , ...  $\frac{1}{R_n} = G_n$ , то окончательно получим:

$$G_3 = \sum_{k=1}^n G_k. \quad (2.20)$$

Эквивалентная проводимость параллельно соединенных резистивных элементов равна сумме проводимостей этих элементов.

Из (2.19) следует, что при параллельном соединении двух резисторов  $R_1$  и  $R_2$  их общее (эквивалентное) сопротивление равно

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.21)$$

Токи  $I_1$  и  $I_2$  двух параллельных ветвей выражаются через ток  $I$  в неразветвленном участке цепи (рис. 2.9) формулами:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{U}{R_1} = \frac{IR_3}{R_1} = I \frac{R_1 R_2}{R_1(R_1 + R_2)} = I \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \\ I_2 &= \frac{U}{R_2} = \frac{IR_3}{R_2} = I \frac{R_1 R_2}{R_2(R_1 + R_2)} = I \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

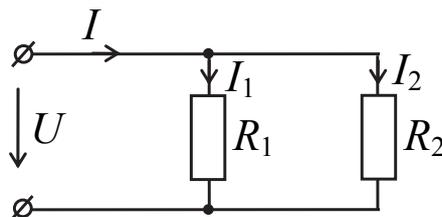


Рис. 2.9. Параллельное соединение двух резисторов

Соотношения (2.22) называют формулами «разброса» токов. Они могут быть получены также из системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} I_1 R_1 &= I_2 R_2; \\ I_1 + I_2 &= I. \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

Смешанное (последовательно-параллельное) соединение резистивных элементов приведено на рис. 2.10.

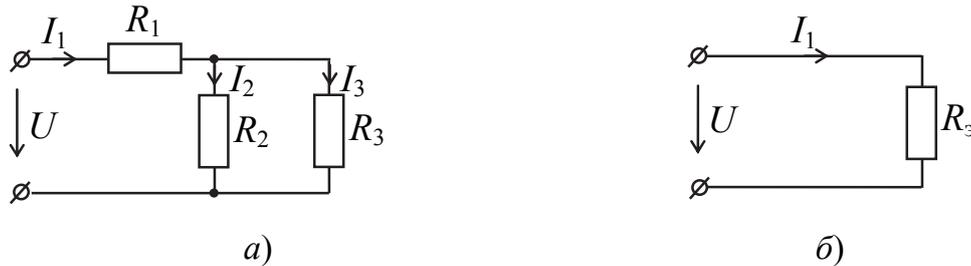


Рис. 2.10. Смешанное соединение резисторов:

*a* – исходная схема; *б* – эквивалентная схема с одним резистором

Из рис. 2.10 следует, что величина электрического сопротивления  $R_3$ , при котором ток  $I_1$  в обеих схемах одинаков, равна

$$R_3 = R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}. \quad (2.24)$$

### Соединение треугольником и звездой

В некоторых электрических цепях встречаются соединения элементов, которые нельзя отнести ни к одному из вышерассмотренных. Пример такой цепи приведен на рис. 2.11, *a*.

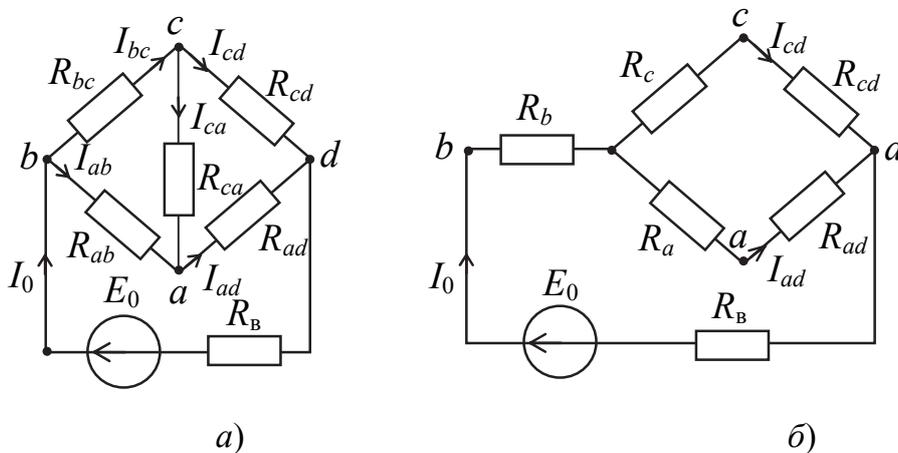


Рис. 2.11. Схема цепи мостового типа:

*a* – исходная схема; *б* – эквивалентная схема

Резисторы  $R_{ab}$ ,  $R_{bc}$  и  $R_{ca}$  на рис. 2.11, *а* соединены треугольником, а на рис. 2.11, *б* резисторы  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  соединены звездой. Схема рис. 2.11, *б* проще для расчета, чем схема рис. 2.11, *а*, поэтому следует получить выражения  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  через  $R_{ab}$ ,  $R_{bc}$ ,  $R_{ca}$  и наоборот.

Запишем уравнение по второму закону Кирхгофа для треугольника  $abc$  (рис. 2.11, *а*):

$$R_{ab}I_{ab} + R_{bc}I_{bc} + R_{ca}I_{ca} = 0. \quad (2.25)$$

Для узлов  $a$  и  $b$  в треугольнике по первому закону Кирхгофа:

$$I_{ca} = I_{ab} + I_{ad}; \quad I_{bc} = I_{ab} + I_0. \quad (2.26)$$

Подставив (2.26) в (2.25), получим:

$$U_{ab} = I_{ab}R_{ab} = \frac{-R_{ab}R_{bc}I_0 - R_{ab}R_{ca}I_{ad}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}. \quad (2.27)$$

Для звезды (рис. 2.11, *б*):

$$U_{ab} = -I_0R_b - I_{ad}R_a. \quad (2.28)$$

Из сравнения (2.27) с (2.28) следует, что

$$R_a = \frac{R_{ab}R_{ca}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}; \quad R_b = \frac{R_{ab}R_{bc}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}. \quad (2.29)$$

По аналогии для узлов  $b$  и  $c$  можно получить:

$$R_c = \frac{R_{ca}R_{bc}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}. \quad (2.30)$$

Формулы (2.29) и (2.30) позволяют преобразовать треугольник сопротивлений в эквивалентную звезду сопротивлений.

Формулы обратного перехода звезды сопротивлений в треугольник сопротивлений можно получить, решая (2.29) и (2.30) относительно  $R_{ab}$ ,  $R_{bc}$  и  $R_{ca}$ :

$$R_{ab} = R_a + R_b + \frac{R_aR_b}{R_c}; \quad R_{bc} = R_b + R_c + \frac{R_bR_c}{R_a}; \quad R_{ca} = R_c + R_a + \frac{R_cR_a}{R_b}. \quad (2.31)$$

## 2.7. Расчет электрической цепи постоянного тока с одним источником ЭДС (метод эквивалентных преобразований)

*Метод эквивалентных преобразований*

Рассмотрим электрическую цепь на рис. 2.12, а.

Электрические сопротивления всех резисторов и ЭДС источника известны. Требуется определить токи во всех ветвях. Такие задачи решаются методом эквивалентных преобразований.

На первом этапе в этом методе исходную схему (рис. 2.12, а) сворачивают к эквивалентной (рис. 2.12, б), заменяя параллельно соединенные ветви одной эквивалентной ветвью  $R_{\text{э1}} = \frac{1}{G_{\text{э1}}}$ , где

$$G_{\text{э1}} = G_1 + G_2 + G_3 = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}.$$

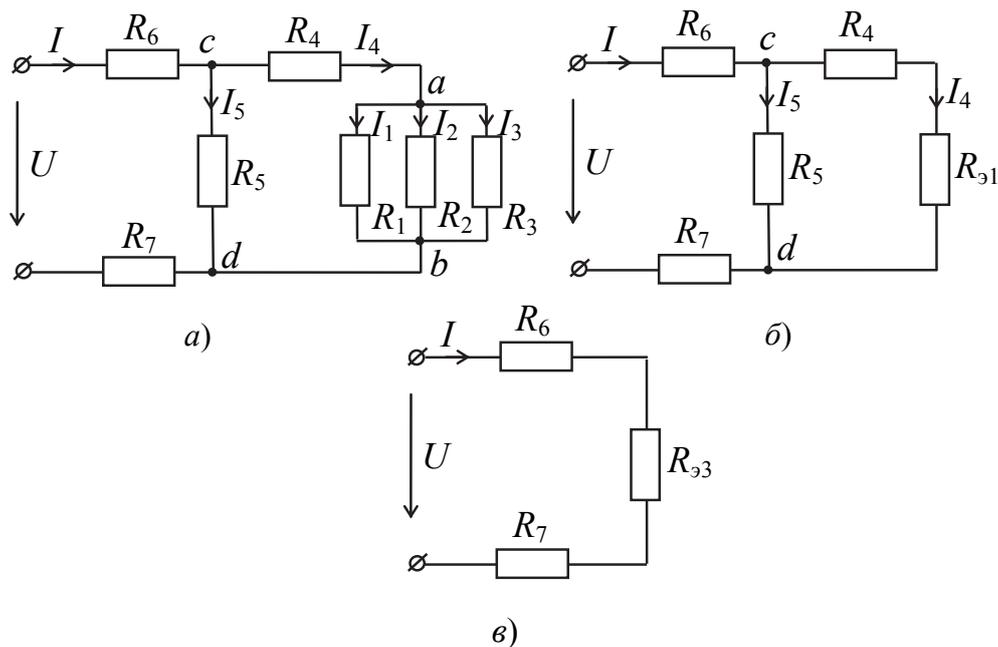


Рис. 2.12. Пример схемы к методу эквивалентных преобразований:  
а – исходная схема; б, в – эквивалентные

Из сравнения схем (рис. 2.7, б, в) следует, что

$$R_{\text{э3}} = \frac{R_5 R_{\text{э2}}}{R_5 + R_{\text{э2}}},$$

где  $R_{\text{э2}} = R_4 + R_{\text{э1}}$ .

На втором этапе определяют токи в ветвях переходом от схемы на рис. 2.13, в к схеме на рис. 2.12, б и далее к исходной схеме на рис. 2.12, а.

Из рис. 2.12, в следует, что  $I = \frac{U}{R_6 + R_7 + R_{\text{э3}}}$ .

Из схемы (рис. 2.12, б) следует, что  $U_{cd} = IR_{\text{э3}}$ . Тогда

$$I_4 = \frac{U_{cd}}{R_{\text{э2}}}; \quad I_5 = \frac{U_{cd}}{R_5}.$$

Из рис. 2.12, а  $U_{ab} = I_4 R_{\text{э1}}; \quad I_1 = \frac{U_{ab}}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_{ab}}{R_2}; \quad I_3 = \frac{U_{ab}}{R_3}$ .

## 2.8. Расчет сложных электрических цепей с несколькими источниками ЭДС

*Метод непосредственного применения законов Кирхгофа*

Законы Кирхгофа применимы к расчету режима электрической цепи любой сложности.

Пусть задана электрическая цепь (рис. 2.13), в которой пять ветвей ( $N_{\text{в}} = 5$ ), четыре узла ( $N_{\text{у}} = 4$ ).

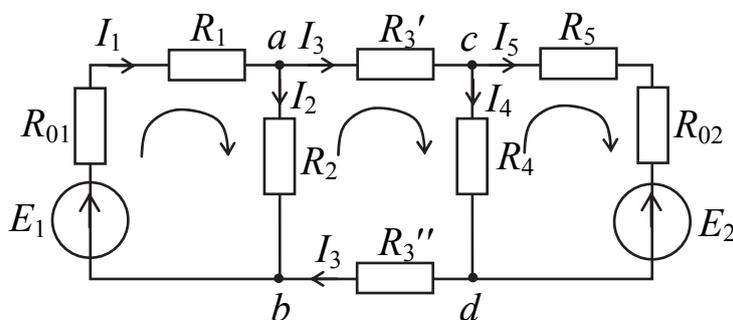


Рис. 2.13. Пример схемы к методу законов Кирхгофа

Число уравнений, которое требуется составить, по законам Кирхгофа равно числу неизвестных токов, т. е. необходимо составить пять уравнений.

Последовательность решения задачи:

– производится разметка схемы, т. е. обозначаются узлы буквами (или цифрами) и указываются (стрелками и буквами) положительные направления токов в ветвях;

- по первому закону Кирхгофа составляется  $N_y - 1$ -уравнений;
- по второму закону Кирхгофа составляется  $N_B - (N_y - 1)$ -уравнений.

В результате получается система из  $N_B$ -уравнений относительно токов в ветвях, решив которую, находят величину и действительное направление всех токов. Отрицательное значение тока в какой-либо ветви свидетельствует о том, что истинное его направление противоположно указанному на схеме.

Для схемы (рис. 2.8) система уравнений по законам Кирхгофа имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \text{узел } a: I_1 - I_2 - I_3 &= 0; \\ \text{узел } c: I_3 - I_4 - I_5 &= 0; \\ \text{контур } R_1, R_2, E_1, R_{01}: I_1(R_1 + R_{01}) + I_2 R_2 &= E; \\ \text{контур } R_2, R'_3, R_4, R''_3: I_3 R'_3 + I_4 R_4 + I_3 R''_3 - I_2 R_2 &= 0; \\ \text{контур } R_4, R_5, R_{02}, E_2: -I_4 R_4 + I_5(R_5 + R_{02}) &= -E_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

При записи уравнений по второму закону Кирхгофа для определения знаков слагаемых используются заранее выбираемые направления обхода каждого контура (указываются дугами (рис. 2.13)).

Знак перед ЭДС или перед произведением  $IR$  берется положительный, если направление ЭДС  $E$  или тока  $I$  совпадает с выбранным направлением обхода контура.

#### *Метод контурных токов*

Метод контурных токов позволяет сократить число совместно решаемых уравнений до числа независимых контуров в схеме электрической цепи  $N_K = N_B - (N_y - 1)$ . В этом методе уравнения по второму закону Кирхгофа составляются относительно контурных токов, равных по величине токам во внешних ветвях каждого контура.

Последовательность решения задачи:

- производится разметка схемы;
- задается (дугами) положительное направление контурного тока в каждом из независимых контуров, обозначив эти токи буквами с двойными индексами  $I_{11}, I_{22}, \dots$ ;
- задается направление обхода в каждом контуре и записывается система уравнений по второму закону Кирхгофа, учитывая падение

напряжения в смежных ветвях (входящих одновременно в два контура) от контурных токов соседних контуров;

– решается система уравнений относительно контурных токов и определяются токи в ветвях, алгебраически суммируя контурные токи в каждой ветви.

Рассмотрим метод контурных токов для схемы, представленной на рис. 2.14.

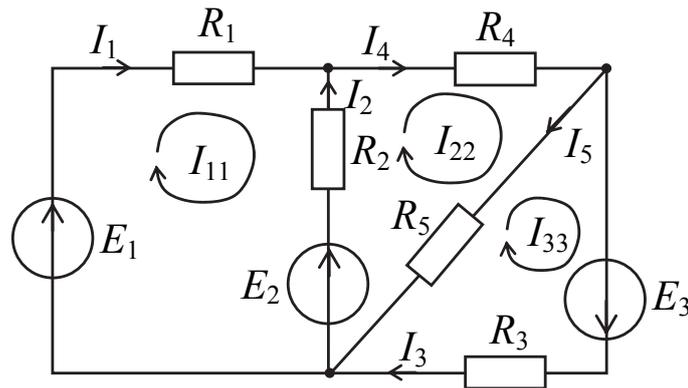


Рис. 2.14. Пример схемы к методу контурных токов

В схеме три независимых контура  $N_k = 3$ , для которых вводим контурные токи  $I_{11}$ ,  $I_{22}$ ,  $I_{33}$ .

Система уравнений имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} (R_1 + R_2)I_{11} - R_2I_{22} - 0I_{33} &= E_1 - E_2; \\ -R_2I_{11} + (R_2 + R_4 + R_5)I_{22} - R_5I_{33} &= E_2; \\ 0I_{11} - R_5I_{22} + (R_3 + R_5)I_{33} &= E_3. \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

Подставив заданные значения сопротивлений резисторов  $R$  и ЭДС  $E$  источников и вычислив контурные токи, определяют токи в ветвях:

$$I_1 = I_{11}; \quad I_2 = I_{22} - I_{11}; \quad I_3 = I_{33}; \quad I_4 = I_{22}; \quad I_5 = I_{22} - I_{33}. \quad (2.34)$$

#### Метод узловых потенциалов

Если в схеме много ветвей и контуров, но мало узлов, то целесообразно решать задачу методом узловых потенциалов, число уравнений в котором равно  $N_y - 1$ . Все уравнения в этом методе составляются только по первому закону Кирхгофа.

Рассмотрим частный случай этого метода, когда в электрической цепи только два потенциальных узла, либо когда схема может быть преобразована к эквивалентной цепи с двумя узлами.

Последовательность решения задачи:

- исходную схему преобразуют к эквивалентной с двумя узлами, применяя переход от соединения треугольником, например, к соединению резисторов эквивалентной звездой;
- исходную и эквивалентную (преобразованную) схемы размечают (узлы и токи в ветвях);
- потенциал одного из двух узлов в преобразованной схеме принимают равным нулю (заземляют) и записывают уравнение по первому закону Кирхгофа для незаземленного узла (второго узла);
- ток в каждой ветви схемы с двумя узлами выражают через потенциалы узлов по обобщенному закону Ома и после подстановки этих выражений в уравнение первого закона Кирхгофа получают выражение для межузлового напряжения (для определения потенциала незаземленного узла);
- определив межузловое напряжение, находят токи в ветвях преобразованной схемы, пользуясь выражениями токов, записанными по обобщенному закону Ома;
- возвращаясь к исходной схеме, находят остальные токи.

Рассмотрим на примере схемы рис. 2.15.

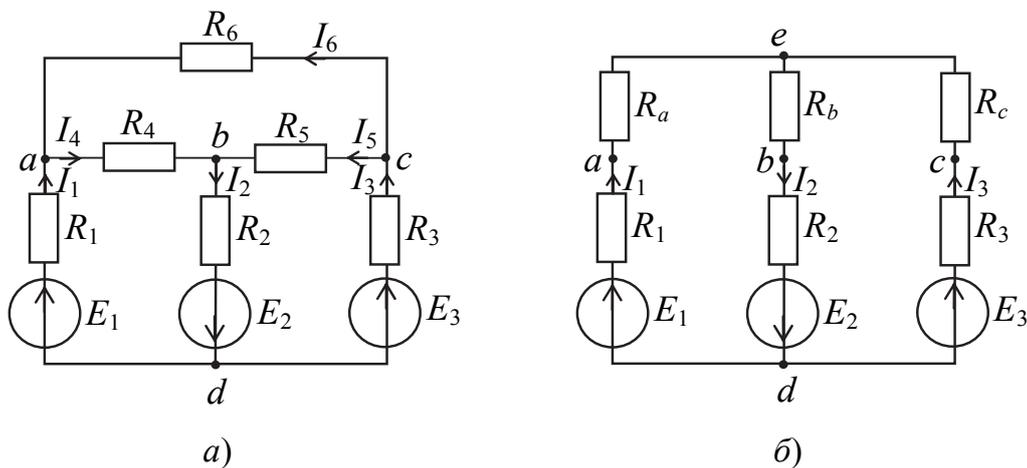


Рис. 2.15. Пример схемы к методу узловых потенциалов:  
 а – исходная схема; б – эквивалентная схема с двумя узлами

В исходной схеме 4 узла, однако, преобразуя треугольник сопротивлений  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ , получаем схему с двумя узлами (рис. 2.15, б).

Применив формулы (2.29) и (2.30), получим значения  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ :

$$R_a = \frac{R_4 R_6}{R_4 + R_5 + R_6}; \quad R_b = \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5 + R_6}; \quad R_c = \frac{R_5 R_6}{R_4 + R_5 + R_6}. \quad (2.35)$$

Приняв, что  $\varphi_d = 0$ , записываем первый закон Кирхгофа для узла  $e$ :

$$I_1 - I_2 + I_3 = 0. \quad (2.36)$$

Выражая токи  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  через потенциалы  $\varphi_d$  и  $\varphi_e$  по обобщенному закону Ома, получим:

$$I_1 = \frac{\varphi_d - \varphi_e + E_1}{R_1 + R_a} = (E_1 - \varphi_e)G_1; \quad I_2 = \frac{\varphi_e - \varphi_d + E_2}{R_2 + R_b} = (E_2 + \varphi_e)G_2;$$

$$I_3 = (E_3 - \varphi_e)G_3, \quad (2.37)$$

где  $G_1 = \frac{1}{R_1 + R_a}$ ;  $G_2 = \frac{1}{R_2 + R_b}$ ;  $G_3 = \frac{1}{R_3 + R_c}$ .

Подставив (2.37) в (2.36) и решив уравнение относительно  $\varphi_e$ , с учетом того, что  $\varphi_d = 0$ , получим выражение для межузлового напряжения

$$U_{ed} = \varphi_e - \varphi_d = \frac{E_1 G_1 - E_2 G_2 + E_3 G_3}{G_1 + G_2 + G_3}. \quad (2.38)$$

Токи в ветвях схемы рис. 2.15,  $b$  находим далее по формулам (2.37), а токи  $I_4$ ,  $I_5$ ,  $I_6$  в схеме рис. 2.15,  $a$  находим, решив, например, систему уравнений по первому закону Кирхгофа для узлов  $a$ ,  $b$  и  $c$ , либо определив потенциалы  $\varphi_a$ ,  $\varphi_b$ ,  $\varphi_c$  по соотношениям:

$$\varphi_a = \varphi_d + E_1 - I_1 R_1 = E_1 - I_1 R_1; \quad \varphi_b = \varphi_d - E_2 + I_2 R_2 = I_2 R_2 - E_2;$$

$$\varphi_c = \varphi_d + E_3 - I_3 R_3 = E_3 - I_3 R_3. \quad (2.39)$$

При этом токи  $I_4$ ,  $I_5$ ,  $I_6$  равны:

$$I_4 = \frac{\varphi_a - \varphi_b}{R_4}; \quad I_5 = \frac{\varphi_c - \varphi_b}{R_5}; \quad I_6 = \frac{\varphi_c - \varphi_a}{R_6}. \quad (2.40)$$

#### *Метод наложения токов*

Метод наложения основан на принципе суперпозиции. Согласно методу наложения ток в каждой ветви сложной (разветвленной) элек-

трической цепи с несколькими источниками ЭДС равен алгебраической сумме частичных токов, создаваемых каждым источником ЭДС в отдельности, когда остальные источники ЭДС отключены от схемы, а места их включения закорочены.

Последовательность решения задачи:

- производят разметку исходной схемы;
- составляют вспомогательные схемы (число которых равно числу источников ЭДС в исходной схеме), в каждой из которых оставляют только один источник ЭДС и производят разметку этих схем;
- в каждой вспомогательной схеме определяют токи во всех ветвях (например, обозначив их штрихами);
- токи в исходной схеме определяют алгебраическим суммированием частичных токов в соответствующих ветвях. При этом с плюсом берут те токи, которые совпадают по направлению с током в исходной схеме.

Рассмотрим метод на примере схемы рис. 2.14.

Составляем три вспомогательные схемы рис. 2.16.

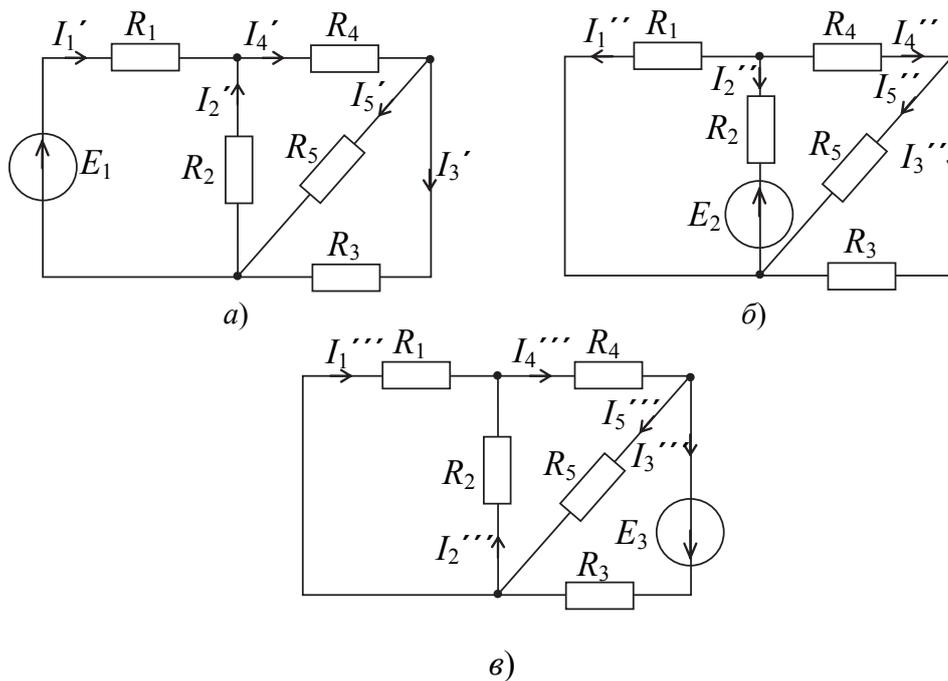


Рис. 2.16. Вспомогательные схемы к методу наложения токов

Определив токи в каждой из схем (рис. 2.16, а–в) (например, методом эквивалентных преобразований), определяем токи в ветвях исходной схемы:

$$I_1 = I_1' - I_1'' + I_1''', \quad I_2 = I_2' - I_2'' + I_2''' \text{ и т. д.} \quad (2.41)$$

### Метод эквивалентного генератора

Метод позволяет в ряде случаев относительно просто определить ток в какой-либо одной ветви сложной электрической цепи и исследовать зависимость этого тока от изменения параметров того или иного элемента схемы. Сущность метода заключается в том, что по отношению к исследуемой ветви сложная цепь заменяется эквивалентным источником (генератором) с ЭДС  $E_r$  и внутренним сопротивлением  $R_r$ . Например, по отношению к ветви с резистором  $R_3$  электрическую схему рис. 2.17, а можно заменить схемой рис. 2.17, б.

Если считать известными параметры  $E_r$  и  $R_r$ , то ток  $I_3$  может быть найден по закону Ома

$$I_3 = \frac{E_r}{R_r + R_3}. \quad (2.42)$$

Таким образом, задача сводится к определению параметров эквивалентного генератора  $E_r$  и  $R_r$ .

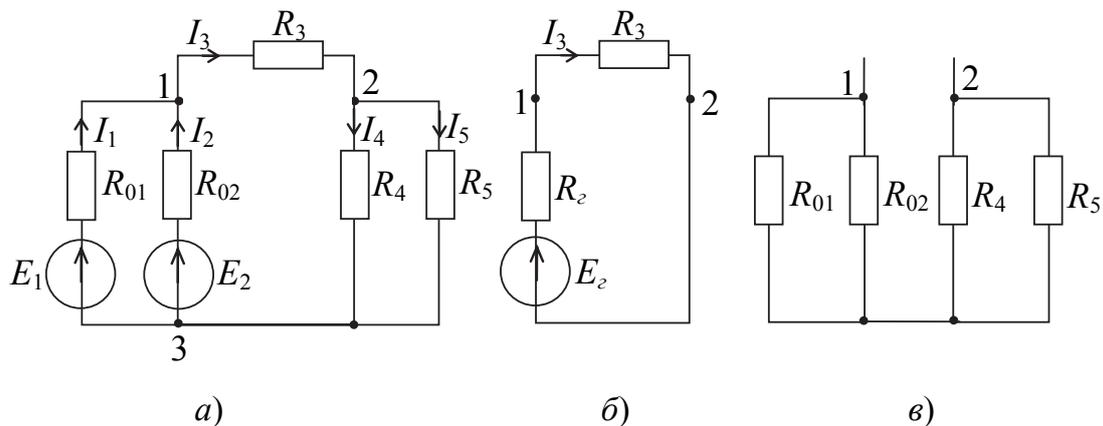


Рис. 2.17. Пример схемы к методу эквивалентного генератора:  
а – исходная схема; б, в – вспомогательные схемы

Из рис. 2.17, б следует, что  $E_r = \varphi_1 - \varphi_2$ , при  $I_3 = 0$ , т. е. при разомкнутой ветви  $R_3$ . Для определения  $E_r$  необходимо любым способом рассчитать разность потенциалов между узлами, к которым подсоединяется ветвь  $R_3$  в режиме холостого хода эквивалентного генератора (для схемы, представленной на рис. 2.17, а, – в режиме отключенной ветви  $R_3$ ):

$$I_1^{xx} = -I_2^{xx} = \frac{E_1 - E_2}{R_{01} + R_{02}};$$

$$E_{\Gamma} = \varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_1 - \varphi_3 = E_2 - \frac{E_2 - E_1}{R_{01} + R_{02}} R_{02} = U_{12}^{xx}. \quad (2.43)$$

Из схемы рис. 2.17, б также следует, что при  $R_3 = 0$  (режим короткого замыкания эквивалентного генератора)  $R_{\Gamma} = \frac{E_{\Gamma}}{I_{\text{кз}}} = \frac{U_{12}^{xx}}{I_{\text{кз}}}$ .

Следует отметить, что в ряде случаев  $R_{\Gamma}$  проще определить как входное сопротивление цепи относительно узлов 1 и 2 при разомкнутой исследуемой ветви при условии, что все источники ЭДС удалены из схемы, а места их включения закорочены (рис. 2.17, в).

$$R_{\Gamma} = \frac{R_{01}R_{02}}{R_{01} + R_{02}} + \frac{R_4R_3}{R_4 + R_5}. \quad (2.44)$$

## 2.9. Распределение потенциалов в электрической цепи. Потенциальная диаграмма

При расчете электрических цепей часто возникает необходимость в определении разности потенциалов между отдельными точками цепи и распределения потенциала цепи по элементам заданного контура.

Для решения этой задачи вначале необходимо рассчитать токи в ветвях цепи.

Далее потенциал одной из точек цепи (любой), например, точки  $a$  на рис. 2.18,  $a$  принимается равным нулю (иногда на схеме эту точку показывают заземленной) и рассчитываются потенциалы всех точек выбранного для построения потенциальной диаграммы контура  $a, 1, b, c, d, 2, a$ .

$$\left. \begin{aligned} \varphi_a &= 0; \\ \varphi_1 &= \varphi_a + E_1; \\ \varphi_b &= \varphi_1 - I_1 R_1; \\ \varphi_c &= \varphi_b - I_4 R_4; \\ \varphi_d &= \varphi_c - I_5 R_5; \\ \varphi_2 &= \varphi_d + I_3 R_3; \\ \varphi_a &= \varphi_2 + E_3. \end{aligned} \right\} \quad (2.45)$$

Определив  $R_{\Sigma} = R_1 + R_4 + R_5 + R_3$  и выбрав масштабы  $m_{\varphi}$  и  $m_R$ , строится потенциальная диаграмма (рис. 2.18, б).

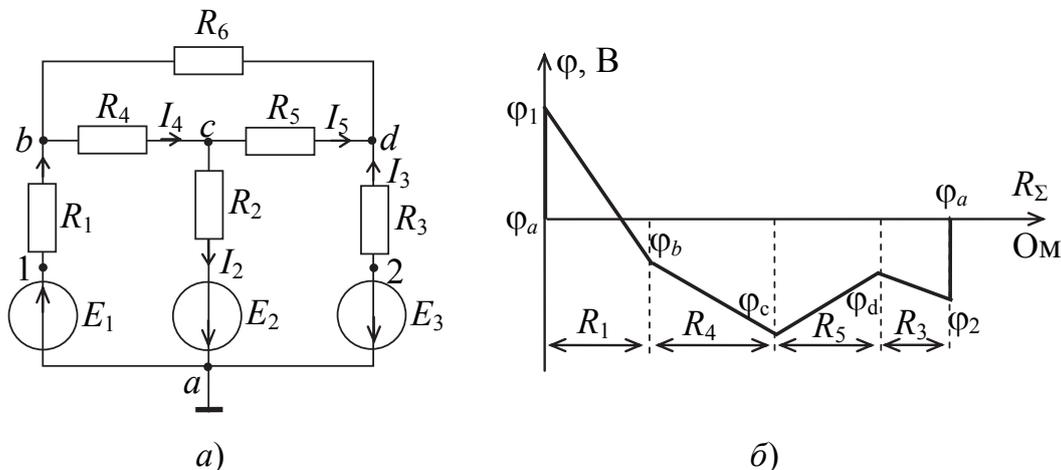


Рис. 2.18. Пример схемы электрической цепи к расчету и построению потенциальной диаграммы:  
а – схема цепи; б – потенциальная диаграмма

Таким образом, под *потенциальной диаграммой* понимается график распределения потенциала  $\varphi$  вдоль элементов замкнутого контура электрической цепи в зависимости от величины суммарного сопротивления от «базовой» точки  $a$  до каждой последующей точки этого контура в выбранном (указанном) направлении обхода контура.

Если обход производится по ветвям, состоящим из нескольких последовательно соединенных элементов, то между каждой парой этих элементов указывается дополнительная точка и ее потенциал наносится на диаграмму.

Вертикальные участки диаграммы соединяют точки, между которыми в схеме находятся идеальные источники ЭДС.

Потенциал  $\varphi_a = \varphi_2 + E_3$  должен получиться равным нулю (возврат в исходную точку контура), т. е. последнее выражение в (2.45) является проверочным.

Потенциальная диаграмма позволяет определить напряжение между любыми точками цепи, потенциалы которых нанесены на диаграмму. Кроме того, можно определить в схеме наличие точек одинакового потенциала, которые в случае необходимости можно соединить между собой без нарушения распределения токов в схеме замещения электрической цепи. Знание местоположения точек с максимальным значением потенциала позволяет установить требования на качество изоляции и т. д.

## 2.10. Свойства и применение мостовых цепей, потенциометров и делителей напряжения

В электротехнике очень часто применяется делитель напряжения. Простейшая схема делителя (рис. 2.19) представляет собой последовательное соединение двух резисторов. Если к входу подключить источник с ЭДС  $E$ , то  $E = U_1 + U_2$ .

Поскольку ток через резисторы одинаков, то

$$\frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2} \quad \text{или} \quad \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (2.46)$$

Таким образом, при последовательном включении двух резисторов падение напряжения между ними прямо пропорционально их сопротивлениям.

Очевидно, что справедливы также соотношения:

$$\frac{U_1}{U_1 + U_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad \frac{U_2}{U_1 + U_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.47)$$

Делители позволяют снизить на приемнике напряжение питания от величины ЭДС источника  $E$  до любого, меньшего, чем  $E$ , значения.

В электроприборах (бытовых, электроизмерительных и др.) делители часто применяются для получения нескольких напряжений от одного источника. Для этого в делителе соединяются последовательно не два, а несколько резисторов.

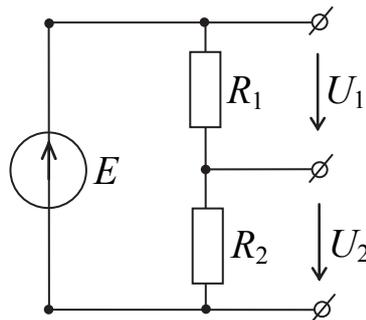


Рис. 2.19. Схема резистивного делителя напряжения

Если делитель изготовлен так, что позволяет плавно регулировать выходное напряжение, то его называют *потенциометром* (рис. 2.20). Изменяемое (регулируемое) частичное напряжение  $U_R$  получается при перемещении скользящего контакта  $S$  (ползунка) реостата.

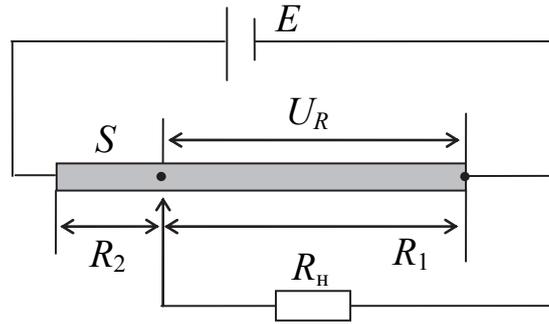


Рис. 2.20. Схема делителя напряжения с плавной регулировкой величины напряжения на нагрузке

При этом скользящий контакт обеспечивает параллельное соединение  $R_H$  и  $R_1$ .

Согласно (2.47) можно записать, что 
$$\frac{U_R}{E} = \frac{R_1 R_H}{R_2 + \frac{R_1 R_H}{R_1 + R_H}},$$

где  $R_3 = R_2 + \frac{R_1 R_H}{R_1 + R_H}$  и, следовательно,

$$\frac{U_R}{E} = \frac{\frac{R_1 R_H}{R_1 + R_H}}{R_2 + \frac{R_1 R_H}{R_1 + R_H}} = \frac{R_1 R_H}{R_1 R_H + R_2 (R_1 + R_H)}. \quad (2.48)$$

Из (2.48) следует, что регулируемое напряжение  $U_R$ , снимаемое с потенциометра, равно

$$U_R = E \frac{R_1 R_H}{R_1 R_H + R_2 (R_1 + R_H)}. \quad (2.49)$$

Если  $R_1$  задать координатой  $x$  ( $x = 0 \div 1$ ), то  $R_1 = xR$ ,  $R_2 = R - R_1 = R - xR = R(1 - x)$ . Тогда (2.49) можно записать в виде

$$U_R = E \frac{x}{1 + \frac{R}{R_H} x(1 - x)}. \quad (2.50)$$

Зависимость  $U_R$  от  $x$  для двух значений  $R_H$  приведена на рис. 2.21. Принято считать, что для получения зависимости между  $U_R$  и  $x$ , близкой к линейной, следует выбирать  $R_H > 10R$ , где  $R = R_1 + R_2$  – полное сопротивление реостата.

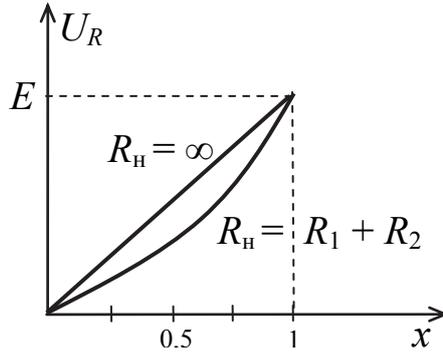


Рис. 2.21. Зависимость выходного напряжения  $U_R$  от величины  $X = R_1/(R_1 + R_2)$

При измерении сопротивлений резисторов  $R_x$  на постоянном токе часто применяется схема одинарного моста постоянного тока (рис. 2.22).

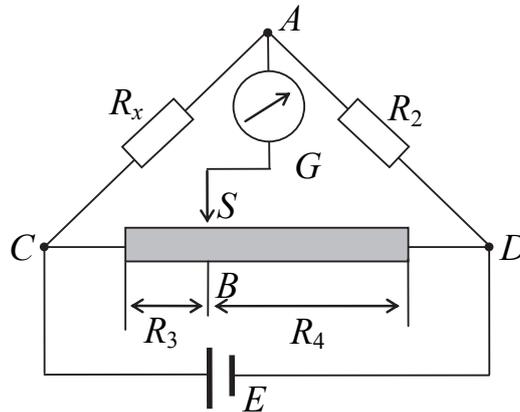


Рис. 2.22. Схема одинарного моста, применяемого при измерении сопротивления резисторов на постоянном токе

Потенциометр включен в одну диагональ моста, а в другую диагональ включен чувствительный гальванометр  $G$ . К точкам  $C$  и  $D$  (к потенциометру) подключен источник постоянного напряжения  $E$ . При помощи скользящего контакта  $S$  можно изменять соотношения сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  делителя. Этот контакт при измерении  $R_x$  устанавливают так, чтобы свести к нулю напряжение между точками  $A$  и  $B$  моста, добиваясь нулевого показания гальванометра ( $I_G = 0$ ).

Условие отсутствия напряжения между точками  $A$  и  $B$  можно записать так:

$$U_x = U_3, U_2 = U_4 \quad \text{или} \quad \frac{U_x}{U_2} = \frac{U_3}{U_4}. \quad (2.51)$$

При отсутствии тока через гальванометр, ток  $I_1$  в сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$  одинаков. В сопротивлении  $R_3$  и  $R_4$  ток  $I_2$  тоже одинаков, т. е.  $U_x = I_1 R_x$ ,  $U_2 = I_1 R_2$ ,  $U_3 = I_2 R_3$ ,  $U_4 = I_2 R_4$ .

Подставив эти выражения в (2.51), получим соотношение сопротивлений моста при его равновесии:

$$\frac{I_1 R_x}{I_1 R_2} = \frac{I_2 R_3}{I_2 R_4}, \text{ или } \frac{R_x}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}, \text{ или } R_x R_4 = R_2 R_3. \quad (2.52)$$

Из (2.52) следует, что

$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4}. \quad (2.53)$$

Если в качестве сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  используется высокоомная проволока, то выражение (2.53) можно выразить через длины  $l_3$  и  $l_4$  соответствующих участков этой проволоки  $R_x = R_2 \frac{l_3}{l_4}$ .

### Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение ЭДС, напряжения, потенциала, разности потенциалов, электрического сопротивления и проводимости.
2. Поясните, что такое ветвь, узел, контур электрической цепи.
3. Сформулируйте и запишите выражение закона Ома для участка цепи, полной цепи, в обобщенной форме.
4. Сформулируйте первый и второй законы Кирхгофа. Запишите их математические выражения.
5. Как рассчитать мощность, развиваемую источниками, входящими в состав электрической цепи, мощность, потребляемую всеми резисторами (приемниками) этой цепи? Запишите уравнение баланса мощностей.
6. Что понимается под схемой замещения электрической цепи?
7. Поясните, что такое потенциальная диаграмма и для каких целей она строится?
8. В каких режимах может работать электрическая цепь?
9. Приведите классификацию электрических цепей по различным критериям.
10. Дайте определение коэффициента полезного действия электрической цепи, запишите выражение.

11. Перечислите способы возможного соединения между собой элементов электрической цепи. Запишите выражения для определения сопротивлений резисторов при переходе от соединения их звездой к соединению треугольником и обратно.

12. Для заданного участка электрической цепи (рис. 2.23) запишите выражение для  $\varphi_a$  (через  $\varphi_b$ ,  $I$  и параметры элементов). Запишите также выражение для  $U_{ab}$ .

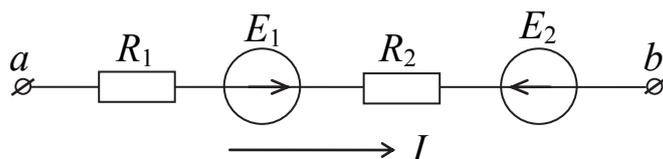


Рис. 2.23

13. Для цепи (рис. 2.24) задано  $E = 100$  В,  $R_B = 1$  Ом,  $R_{II} = 3$  Ом,  $R_H = 6$  Ом. Определите показания приборов и КПД электрической цепи.

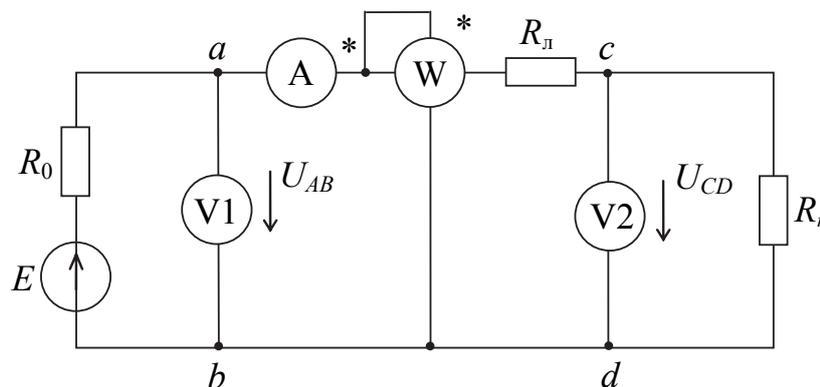


Рис. 2.24

14. В цепи (рис. 2.25) измерили напряжения и токи при двух значениях сопротивления нагрузки  $R_{H1}$  и  $R_{H2}$ . При первом измерении амперметр показал 5 А, а вольтметр 48 В. При втором измерении – 10 А и 46 В. Определите ЭДС источника  $E$ , внутреннее сопротивление  $R_0$  и сопротивления нагрузки  $R_{H1}$  и  $R_{H2}$ .

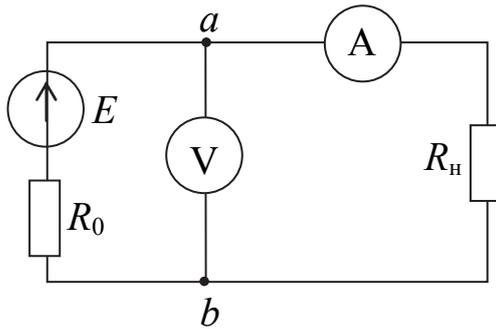


Рис. 2.25

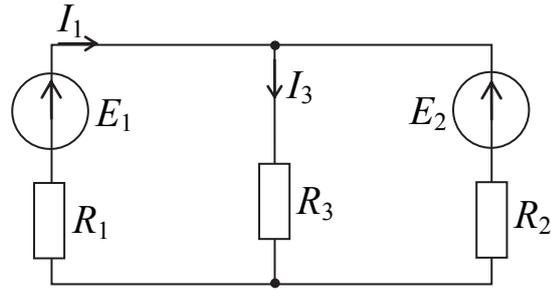


Рис. 2.26

15. Для схемы (рис. 2.26) рассчитайте токи в ветвях разными методами (непосредственным применением законов Кирхгофа, методом контурных токов, методом наложения, методом узловых потенциалов).

Дано:  $E_1 = 72$  В,  $E_2 = 48$  В,  $R_1 = 3$  Ом,  $R_2 = 4$  Ом,  $R_3 = 12$  Ом.

Ответ:  $I_1 = 6$  А,  $I_2 = -1,5$  А,  $I_3 = 4,5$  А.

16. По данным задачи 15 рассчитайте ток  $I_3$  в ветви  $R_3$  методом эквивалентного генератора.

### Глава 3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Как было изложено выше, электрическая цепь относится к нелинейным, если все ее элементы или хотя бы один из них является нелинейным, т. е. если параметры элементов зависят от напряжений, токов, магнитных потоков или других величин.

Принципиально все элементы в той или иной степени нелинейные, но если их нелинейность существенно не влияет на рассматриваемый процесс, то цепь считается линейной. Если же нелинейность существенна, и пренебречь ею нельзя, то цепь анализируется как нелинейная.

При помощи нелинейных элементов (НЭ) переменный ток преобразуют в постоянный, стабилизируют напряжение и ток, преобразуют форму сигналов, генерируют и усиливают сигналы различной формы и т. п.

Нелинейные элементы применяют в устройствах автоматики, измерительной и вычислительной техники, в радиоэлектронике.

### 3.1. Параметры и характеристики нелинейных элементов электрической цепи постоянного тока

Параметры линейных элементов ( $R = U/I$ ,  $L = \Psi/I$ ,  $C = Q/U$ ) – постоянные величины и однозначно определяют эти элементы. У нелинейных элементов параметры непостоянны, часто определяются экспериментально и задаются в виде графиков, таблиц, аналитически или другими способами.

Нелинейные резистивные элементы  $R$  задаются вольт-амперными характеристиками  $U(I)$ , индуктивные  $L$  – вебер-амперными  $\Psi(I)$ , емкостные  $C$  – кулон-вольтными характеристиками  $Q(U)$ .

На рис. 3.1, б приведена ампер-вольтная характеристика полупроводникового выпрямительного диода, условное графическое изображение которого на схемах приведено на рис. 3.1, а.

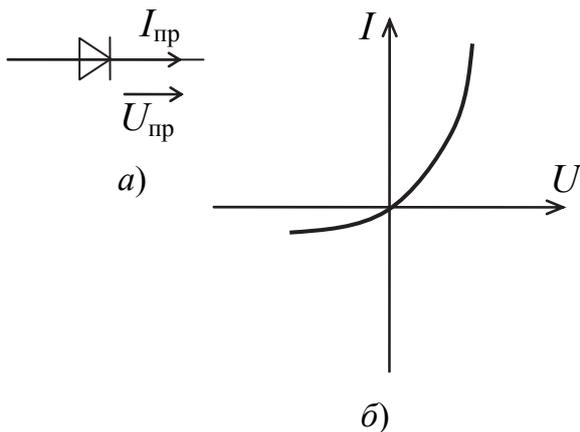


Рис. 3.1. Полупроводниковый диод:  
а – условное графическое обозначение;  
б – ампер-вольтная характеристика

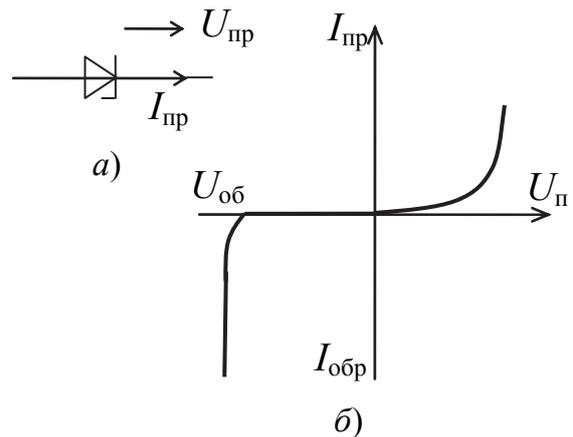


Рис. 3.2. Полупроводниковый стабилизатор:  
а – условное графическое обозначение;  
б – ампер-вольтная характеристика

Разная зависимость сопротивления выпрямительных диодов от полярности приложенного напряжения используется для преобразования переменного напряжения в постоянное.

В стабилизаторах напряжения применяются стабилизаторы (рис. 3.2, а, б) – приборы, напряжение на которых в некотором диапазоне изменения тока остается практически неизменным.

В устройствах промышленной электроники получили широкое применение управляемые нелинейные элементы, к которым относятся терморезисторы, фоторезисторы, транзисторы и другие элементы.

Вольт-амперная характеристика управляемого нелинейного элемента изменяется в зависимости от значения изменяющего параметра, поэтому управляемый элемент характеризуется семейством вольт-амперных характеристик.

На рис. 3.3, б показано, например, семейство вольт-амперных характеристик термистора – термоэлектрического полупроводникового прибора. Управляющим параметром для терморезистора является температура окружающей среды  $t$ , °С (рис. 3.3, а).

На рис. 3.4, а приведено условное графическое обозначение, а на рис. 3.4, б – семейство выходных ампер-вольтных характеристик биполярного транзистора типа  $n-p-n$ .

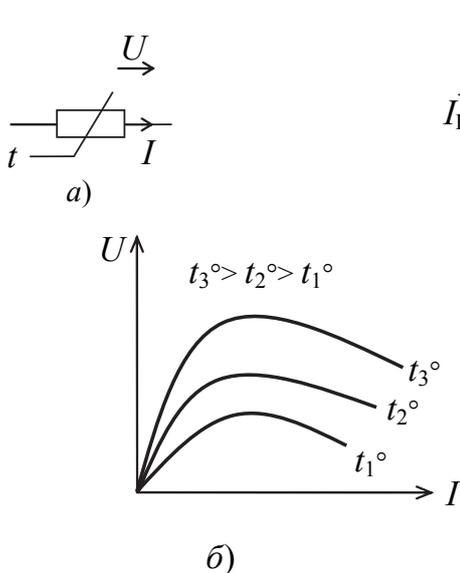


Рис. 3.3. Термистор:

а – условное графическое обозначение;  
б – семейство вольт-амперных характеристик

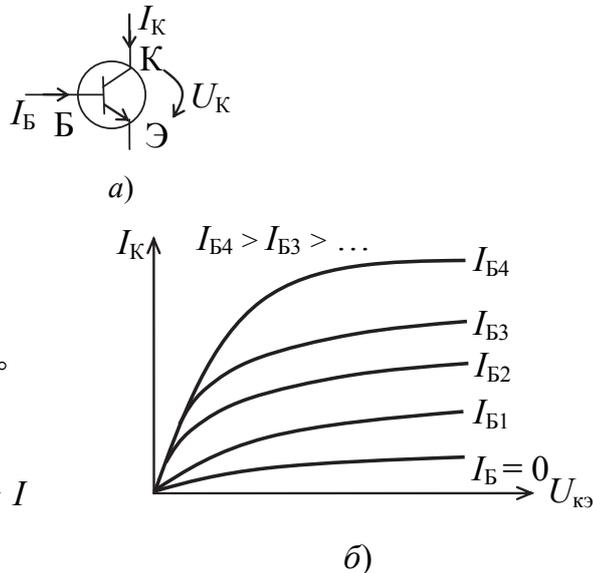


Рис. 3.4. Транзистор:

а – условное графическое обозначение;  
б – семейство вольт-амперных характеристик

Управляющим параметром является ток базы  $I_B$ .

Характеристики нелинейных элементов дают необходимую информацию о свойствах элемента. Вместе с тем при анализе нелинейных цепей используют и некоторые числовые параметры, например, статическое  $R_{ст}$  и дифференциальное  $R_{диф}$  сопротивления.

Статическим сопротивлением  $R_{ст}$  нелинейного элемента в заданной точке  $a$  его характеристики (рис. 3.5) называют отношение напряжения на элементе  $U$  к току  $I$ :

$$R_{ст} = \frac{U_a}{I_a}. \quad (3.1)$$

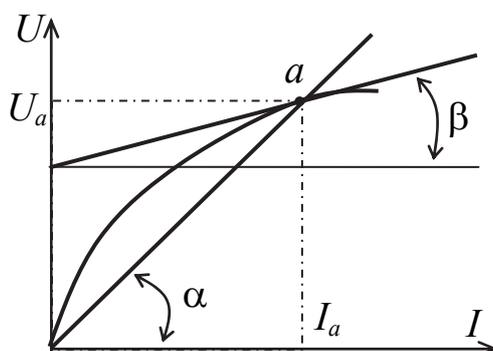


Рис. 3.5. К определению статического и дифференциального сопротивления нелинейного элемента

Статическое сопротивление можно определить графически через тангенс угла наклона прямой, проведенной из начала координат через рассматриваемую точку « $a$ » вольт-амперной характеристики:

$$R_{ст} = \frac{U}{I} = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{tg} \alpha, \quad (3.2)$$

где  $m_U$  и  $m_I$  — масштабы по осям  $U$  и  $I$ .

Дифференциальным сопротивлением  $R_{диф}$  нелинейного элемента в заданной точке « $a$ » характеристики называют отношение бесконечно малого приращения напряжения к соответствующему приращению тока

$$R_{диф} = \frac{dU}{dI} = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{tg} \beta. \quad (3.3)$$

Дифференциальное сопротивление можно определить графически через тангенс угла наклона касательной к ВАХ в рассматриваемой точке.

Очевидно, что  $R_{ст}$  и  $R_{диф}$  нелинейного элемента зависят от тока и напряжения.

### 3.2. Графоаналитические методы расчета нелинейных электрических цепей постоянного тока

Электрическое состояние нелинейной цепи постоянного тока, так же как и линейной цепи, описывается системой алгебраических уравнений, составленной по законам Кирхгофа. Правила составления уравнений одинаковы для линейной и нелинейной цепи, однако электрическое состояние нелинейной цепи описывается системой нелинейных алгебраических уравнений. Общих аналитических методов решения нелинейных систем уравнений не существует, поэтому решение таких задач осуществляется численным методом с использованием ЭВМ.

Чаще всего при анализе простейших нелинейных цепей постоянного тока применяются графоаналитические методы.

*Метод эквивалентных преобразований* основывается на замене нескольких элементов одним эквивалентным (рис. 3.5).

Рассмотрим схему цепи (рис. 3.6, а), содержащую последовательно включенные  $R_1(I)$  и линейный элемент  $R_2$ , вольт-амперные характеристики  $U_1(I)$  и  $U_2(I)$  которых приведены на рис. 3.6, б.

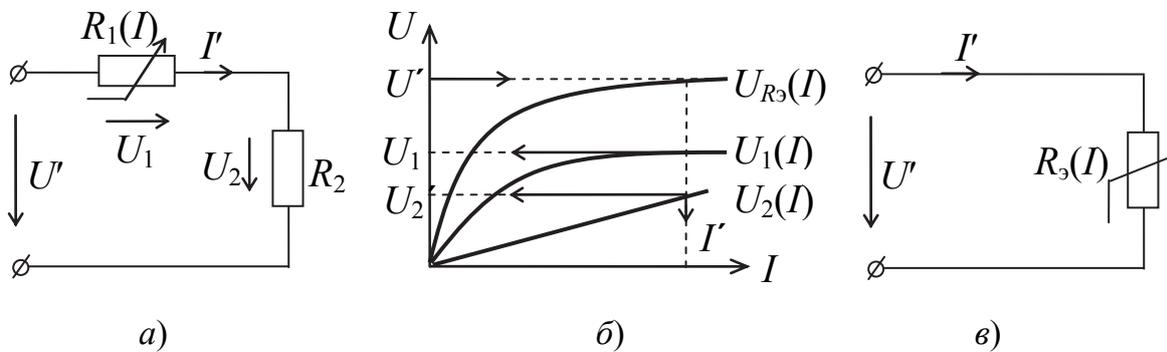


Рис. 3.6. Расчет цепи с последовательным соединением линейного и нелинейного элементов:  
 а – исходная схема; б – вольт-амперные характеристики;  
 в – эквивалентная схема

Требуется определить значение тока  $I'$  в цепи (рис. 3.6, а) и напряжения  $U'_1$ ,  $U'_2$  на элементах при заданном значении напряжения  $U'$  на входе цепи.

Решить эту задачу можно, заменив два заданных элемента одним эквивалентным (рис. 3.6, в). Этот элемент, очевидно, будет нели-

нейным, а его вольт-амперную характеристику  $U_{R_3}(I)$  можно найти (построить), сложив графически характеристики элементов  $U_1(I)$  и  $U_2(I)$  в соответствии со вторым законом Кирхгофа (рис. 3.6, б):

$$U_{R_3}(I) = U_1(I) + U_2(I). \quad (3.4)$$

Вольт-амперная характеристика  $U_{R_3}(I)$  эквивалентного нелинейного элемента позволяет определить ток  $I'$  в цепи для любого заданного значения напряжения на входе цепи  $U = U'$ . После нахождения значения тока  $I'$  определяют соответствующие ему значения напряжений  $U'_1$  и  $U'_2$  на элементах исходной цепи.

Рассмотрим схему цепи (рис. 3.7, а) с параллельным соединением линейного  $G_1$  и нелинейного  $G_2(U)$  элементов.

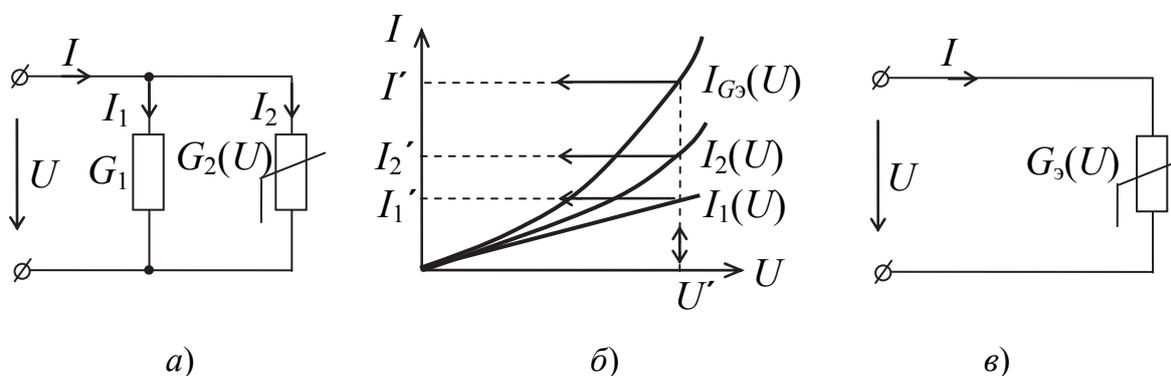


Рис. 3.7. Расчет цепи с параллельным соединением линейного и нелинейного элементов:

а – исходная схема; б – ампер-вольтные характеристики;  
в – эквивалентная схема

В этом случае замена исходной цепи эквивалентной, содержащей один нелинейный элемент (рис. 3.7, в), осуществляется на основе графического сложения токов для каждого значения  $U$  по первому закону Кирхгофа:

$$I_{G_3}(U) = I'_1(U) + I'_2(U). \quad (3.5)$$

Определив по результирующей ампер-вольтной характеристике  $I_{G_3}(U)$  значение тока  $I = I'$  в неразветвленной части цепи (рис. 3.7, а) по заданному значению напряжения  $U = U'$  на входе этой цепи, находим затем по рис. 3.7, б токи  $I'_1$  и  $I'_2$  в ветвях.

В случае смешанного соединения нелинейных элементов характеристику эквивалентного нелинейного элемента строят при поочередном выполнении рассмотренных выше построений.

*Метод пересечения характеристик.* Метод эквивалентных преобразований оказывается трудоемким, если нелинейный элемент цепи является управляемым или если ставится задача исследования влияния изменяющегося сопротивления линейного резистора  $R$  на режим в цепи (рис. 3.8, а), так как в данных условиях метод эквивалентных преобразований требует многократного построения результирующей вольт-амперной характеристики эквивалентного нелинейного элемента.

В методе пересечения характеристик реализуется графическое решение нелинейного уравнения, определяющего электрическое состояние цепи (рис. 3.8, б) и записанного на основании второго закона Кирхгофа:

$$U_2(I) = E - IR_1. \quad (3.6)$$

Графическое решение этого уравнения представлено на рис. 3.8, б. Прямая  $MN$  соответствует линейному уравнению (3.6) и является внешней характеристикой линейного двухполюсника (схема, представленная на рис. 3.8, а без  $R_2(I)$ ). Она построена по двум точкам, соответствующим режиму холостого хода  $M(U_2 = E, I = 0)$  и короткого замыкания  $N(U_2 = 0, I = I_K = E/R_1)$ .

Решение уравнения (3.6) представляет собой координаты точки  $a$  пересечения прямой  $MN$  с вольт-амперной характеристикой  $U_2(I)$  нелинейного элемента.

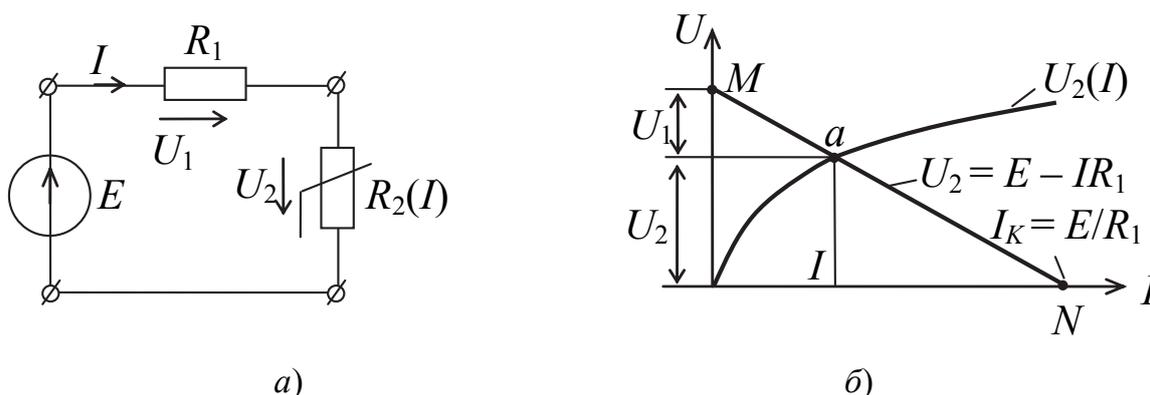


Рис. 3.8. Расчет цепи методом пересечения характеристик: а – исходная схема; б – графическое решение нелинейного уравнения

Величины  $I$ ,  $U_1$ ,  $U_2$ , показанные на рис. 3.8, б, соответствующие точке «а» определяют рабочий режим цепи (рис. 3.8, а).

*Метод эквивалентного активного двухполюсника.* Расчет линейной цепи, содержащей один нелинейный элемент, может быть значительно упрощен при использовании метода эквивалентного активного двухполюсника (метод эквивалентного генератора).

Так, схема на рис. 3.9, а может быть заменена эквивалентной схемой на рис. 3.9, б при расчете тока  $I_{AB}$  в нелинейном элементе.

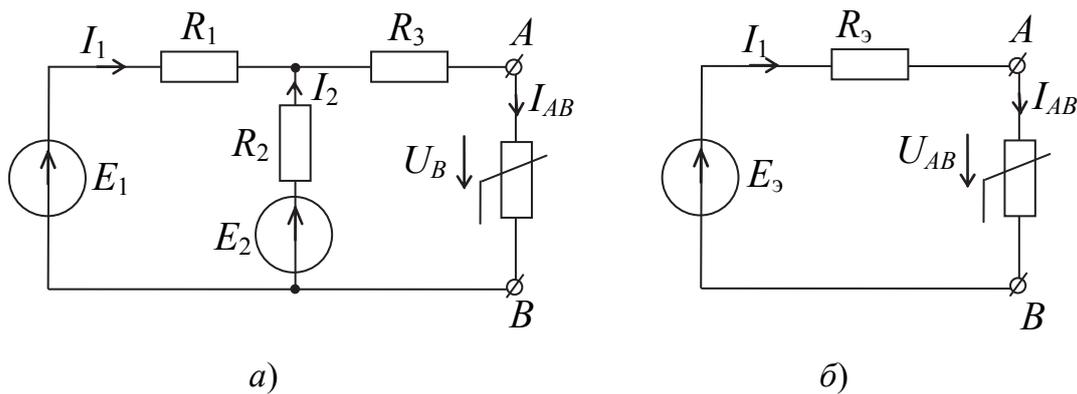


Рис. 3.9. Расчет цепи методом эквивалентного активного двухполюсника:  
а – исходная схема; б – эквивалентная схема

Параметры  $E_3$  и  $R_3$  эквивалентного генератора определяются по опытам холостого хода ветви  $AB$  и короткого замыкания генератора, а величины  $U_{AB}$  и  $I_{AB}$  могут быть найдены, например, методом пересечения характеристик. Зная  $U_{AB}$  и  $I_{AB}$ , можно определить токи других ветвей (рис. 3.9, а) из следующих уравнений:

$$E_1 = I_1 R_1 + I_{AB} R_3 + U_{AB}; \quad I_2 = I_{AB} - I_1. \quad (3.7)$$

### Вопросы для самоконтроля

1. Какие электрические цепи называются нелинейными?
2. Как определяют статическое и дифференциальное сопротивления нелинейного элемента?
3. Справедливы ли законы Кирхгофа для нелинейных электрических цепей?
4. Как осуществляется замена нелинейной двухполюсной цепи, содержащей линейные и нелинейные элементы, одним эквивалентным нелинейным элементом?

5. Укажите порядок расчета нелинейной цепи постоянного тока методом пересечения характеристик.

6. Чем отличается управляемый нелинейный элемент от обычного нелинейного элемента (неуправляемого)?

7. Приведите примеры применения нелинейных элементов.

8. Рассчитайте токи в ветвях электрической цепи (рис. 3.9, а), если  $E_1 = 20$  В,  $E_2 = 40$  В,  $R_1 = 10$  Ом,  $R_2 = 20$  Ом,  $R_3 = 5$  Ом, а вольт-амперная характеристика нелинейного элемента приведена на рис. 3.10.

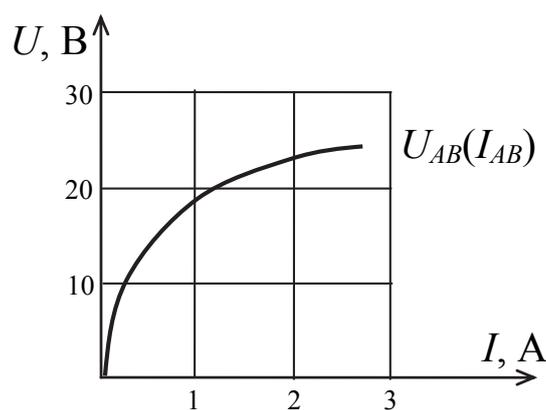


Рис. 3.10

## Глава 4. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ОДНОФАЗНОГО СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

### 4.1. Получение синусоидальной ЭДС. Параметры, характеризующие ЭДС, напряжения и токи

*Переменным током* называется такой электрический ток, который изменяется по величине и направлению во времени. Синусоидальный ток изменяется во времени по синусоидальному закону.

Наибольшее распространение в электроэнергетике получили электрические цепи синусоидального тока.

По сравнению с постоянным током синусоидальный ток имеет ряд преимуществ:

– производство, передача и использование электрической энергии наиболее экономичны при синусоидальном токе;

- в цепях переменного тока можно относительно просто преобразовывать величину напряжения;
- самыми простыми, надежными и экономичными являются электрические двигатели трехфазного синусоидального тока;
- синусоидальные токи широко используются в радиоэлектронике, электротехнологии, в измерительной технике и других областях.

Теория однофазных синусоидальных токов служит базой для изучения более сложных видов токов (трехфазных синусоидальных и других периодических токов).

*Электрическая цепь синусоидального тока* – это электрическая цепь, в которой действуют ЭДС, напряжения и токи, изменяющиеся во времени по синусоидальному закону:

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u); \quad i = I_m \sin(\omega t + \psi_i); \quad e = E_m \sin(\omega t + \psi_e), \quad (4.1)$$

где  $U_m$ ,  $I_m$ ,  $E_m$  – амплитудные значения напряжения, тока и ЭДС;  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота;  $\omega t + \psi_u$ ,  $\omega t + \psi_i$ ,  $\omega t + \psi_e$  – полные фазовые углы напряжения, тока и ЭДС;  $\psi_u$ ,  $\psi_i$ ,  $\psi_e$  – начальные фазовые углы напряжения, тока и ЭДС.

Впервые генератор и трансформатор синусоидального тока создал П. Н. Яблочков для питания изобретенной им в 1876 г. электрической свечи.

В середине 80-х гг. XIX в. были разработаны образцы однофазных трансформаторов с замкнутым магнитопроводом (первый патент был получен венгерскими инженерами М. Дери, О. Блати и К. Циперновским).

Следующий решающий шаг в исследовании переменных токов сделал выдающийся русский ученый М. О. Доливо-Добровольский, который разработал все основные элементы системы трехфазного синусоидального тока: генератор, трансформатор, линию передачи и двигатель и продемонстрировал эту систему на Всемирной выставке в Германии в 1891 г.

Для получения синусоидальной ЭДС в настоящее время на электростанциях применяются электромашинные генераторы (синхронные генераторы).

Простейшим генератором синусоидальной ЭДС может служить проводник в виде прямоугольной рамки (рис 4.1, а), вращающейся с постоянной угловой скоростью  $\omega = \frac{\varphi}{t}$  в постоянном однородном поле (на рис. 4.1, б показано сечение рамки перпендикулярно оси вращения 0).

Если в момент начала отсчета времени  $t = 0$  рамка находилась под углом  $\psi_e$  к плоскости, перпендикулярной линиям магнитного поля  $B$ , то согласно закону электромагнитной индукции при вращении рамки в каждом ее продольном проводнике (направленном поперек плоскости рисунка) будет наводиться изменяющаяся ЭДС:

$$e = BlV_n = BlV \sin(\omega t + \psi_e) = E_m \sin(\omega t + \psi_e), \quad (4.2)$$

где  $B$  – магнитная индукция;  $l$  – длина продольного проводника рамки;  $V$  – линейная скорость движения проводника;  $\omega t$  – угол поворота рамки за время  $t$ ;  $E_m = BlV$  – амплитудное значение ЭДС;  $V_n$  – составляющая линейной скорости проводника, перпендикулярная линиям индукции  $B$  магнитного поля.

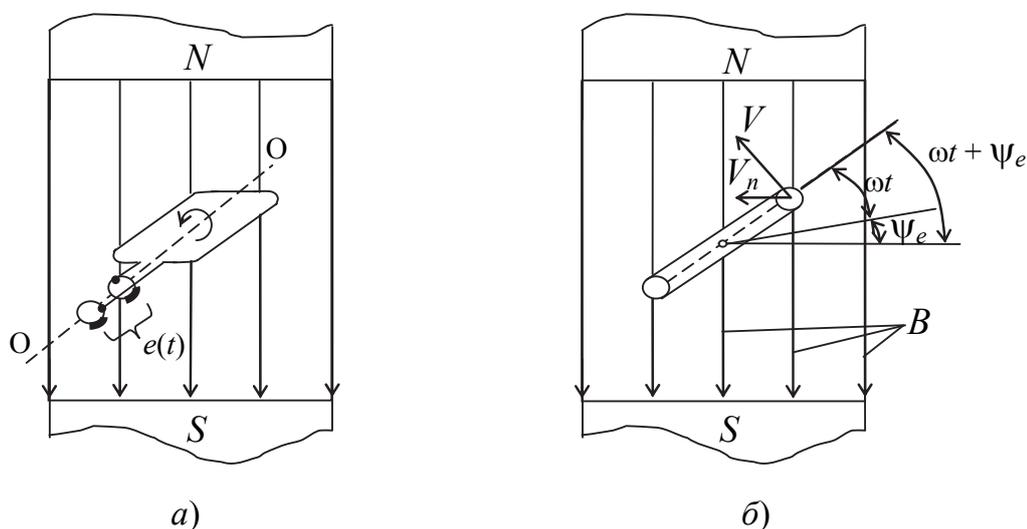


Рис. 4.1. Модель генератора синусоидальной ЭДС

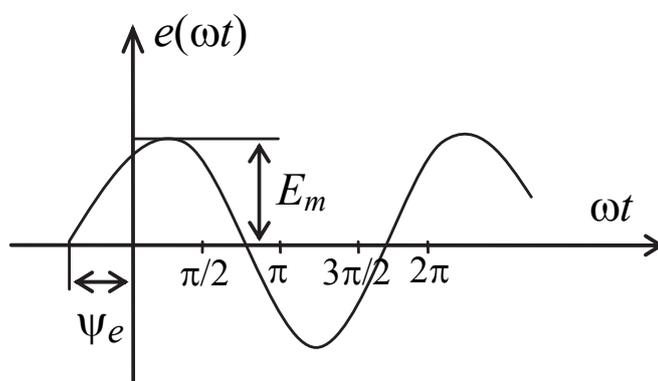


Рис. 4.2. График зависимости ЭДС генератора от угла поворота рамки  $\varphi = \omega t$

Следовательно, величина ЭДС  $e$ , наводимая на концах проводников рамки, изменяется во времени по синусоидальному закону (рис. 4.2).

Пользуясь правилом правой руки, можно определить направление ЭДС в каждый полупериод.

Под действием такой синусоидальной ЭДС в нагрузке, подключенной к генератору (к рамке), будет протекать синусоидальный ток  $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ , а произведение величины тока  $i$  на величину электрического сопротивления нагрузки будет представлять электрическое напряжение на нагрузке  $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ .

Величины  $e$ ,  $i$ ,  $u$ , определяющие значения ЭДС, тока и напряжения в каждый рассматриваемый момент времени  $t$ , называются *мгновенными величинами*. Максимальные значения этих величин за время  $T = \frac{2\pi}{\omega}$  обозначаются  $E_m$ ,  $I_m$ ,  $U_m$  и называются *амплитудными значениями* ЭДС, тока и напряжения.

Аргументы синусоидальных функций  $\omega t + \psi_e$ ,  $\omega t + \psi_i$ ,  $\omega t + \psi_u$  называются *фазовыми углами*, или *фазами* ЭДС  $e$ , тока  $i$  и напряжения  $u$ .

Величины  $\psi_e$ ,  $\psi_i$ ,  $\psi_u$ , равные значениям аргументов соответствующих синусоидальных функций при  $t = 0$ , называются *начальными фазовыми углами* или *начальными фазами*. Измеряются фазы в радианах или градусах. (Начальные фазы отсчитываются от начала координат до точки перехода синусоидальной функции через нуль к положительному значению.) Величина  $\omega = 2\pi f$ , определяющая скорость изменения аргумента синусоидальной функции, называется *угловой частотой*  $\omega$ , и измеряется в рад/с.

Наименьший интервал времени  $T = \frac{2\pi}{\omega}$ , по истечении которого мгновенные значения синусоидальных функций повторяются, называется *периодом* и измеряется в секундах (с). Величина  $f = \frac{1}{T}$ , определяющая число полных повторений синусоидальной функции в единицу времени, называется *циклической частотой*. Эта величина измеряется в герцах (Гц).

Величина  $\varphi = \psi_u - \psi_i$ , равная разности начальных фаз напряжений и тока, называется *сдвигом фаз* между напряжением и током.

Величины  $E$ ,  $U$ ,  $I$  называются *действующими значениями* ЭДС, тока и напряжения и определяются как среднеквадратичные значения этих величин за период времени  $T$ . Наименование «действующее» объясняется тем, что тепловой и силовой эффекты синусоидального тока за период равны тепловому и силовому эффекту постоянного тока, значение которого равно действующему значению синусоидального тока за тот же интервал времени  $T$ .

При синусоидальном токе за период  $T$  в сопротивлении  $R$  выделится энергия

$$W' = \int_0^T Ri^2 dt. \quad (4.3)$$

За это же время  $T$  в таком же сопротивлении  $R$  при протекании постоянного тока  $I$  (равного по величине действующему значению переменного тока) выделится такое же количество энергии

$$W'' = RI^2T. \quad (4.4)$$

Приравнивая правые части уравнений (4.3) и (4.4), получим:

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_m \sin \omega t)^2 dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (1 - \cos 2\omega t) dt} = \\ &= \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{T} \left( t - \frac{\sin 2\omega t}{2\omega} \right)_0^T} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{T} \left( T - \frac{\sin 2\omega T}{4\pi f} \right)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707I_m. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Аналогично определяются действующие значения ЭДС и напряжения:

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 0,707U_m; \quad E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 0,707E_m. \quad (4.6)$$

В паспортах электротехнических устройств синусоидального тока указываются действующие значения напряжений и токов, а большинство приборов, применяемых для измерения синусоидальных напряжений и токов, проградуированы в действующих значениях.

Величины  $E_{\text{ср}}$ ,  $I_{\text{ср}}$ ,  $U_{\text{ср}}$  называются *средними значениями* ЭДС, тока и напряжения и определяются как средние значения синусоидальных функций за положительный полупериод (когда мгновенные значения положительные):

$$I_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin \omega t dt = -2 \frac{I_m}{T\omega} \left| \cos \omega t \right|_0^{\frac{T}{2}} = \frac{2}{\pi} I_m \approx 0,637 I_m.$$

Аналогично определяются средние значения ЭДС и напряжений:

$$E_{\text{cp}} = \frac{2}{\pi} E_m = 0,637 E_m; \quad U_{\text{cp}} = \frac{2}{\pi} U_m = 0,637 U_m. \quad (4.7)$$

## 4.2. Представление синусоидальных функций в различных формах

*Аналитическое представление.* Синусоидальную функцию можно аналитически задать формулой (4.1). Для расчета электрических цепей такое представление неудобно, так как алгебраические действия с тригонометрическими функциями приводят к громоздким вычислениям. Так, сумма синусоидальных токов

$$i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_{1i}) \text{ и } i_2 = I_{2m} \sin(\omega t + \psi_{2i}) \text{ равна}$$

$$i = i_1 + i_2 = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_{1i}) + I_{2m} \sin(\omega t + \psi_{2i}) = I_m \sin(\omega t + \psi_i),$$

где  $I_m = \sqrt{(I_{1m})^2 + (I_{2m})^2 + 2 I_{1m} I_{2m} \cos(\psi_{1i} - \psi_{2i})}$ ;

$$\psi_i = \text{arctg} \frac{I_{1m} \sin \psi_{1i} + I_{2m} \sin \psi_{2i}}{I_{1m} \cos \psi_{1i} + I_{2m} \cos \psi_{2i}}.$$

*Графическое представление* синусоидальных величин (рис. 4.2) достаточно наглядно, но из-за сложности построения синусоид применяется относительно редко.

*Представление вращающимися векторами* позволяет наглядно показать количественные и фазовые соотношения в цепях синусоидального тока и широко применяется при объяснении физических процессов и выводе основных соотношений.

На рис. 4.3, а представлен радиус-вектор  $I_m$ , вращающийся в плоскости декартовых координат  $XOY$  против часовой стрелки с равномерной угловой скоростью  $\omega$  и поворачивающийся за время  $T$  на угол  $2\pi$ , т. е.  $\omega T = 2\pi$ . Положение радиус-вектора относительно оси  $OX$  в момент начала отсчета времени определяется углом  $\psi_i$ .

За время  $t_1$  радиус-вектор повернется на угол  $\omega t_1$  и его положение относительно оси  $OX$  определится углом  $\omega t_1 + \psi_i$ .

Проекция этого вектора на ось ординат определится выражением

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i),$$

т. е. численно равна мгновенному значению функции времени. Эти проекции для каждого момента времени построены на рис. 4.3, б. Таким образом, можно утверждать, что любому равномерно вращающемуся радиус-вектору однозначно соответствует некоторая синусоидальная функция со своей амплитудой и фазой. И наоборот, любая синусоидальная функция времени может быть условно изображена однозначно соответствующим ей радиус-вектором, длина которого равна амплитудному значению синусоиды, а начальное положение относительно оси  $OX$  равно начальной фазе синусоиды.

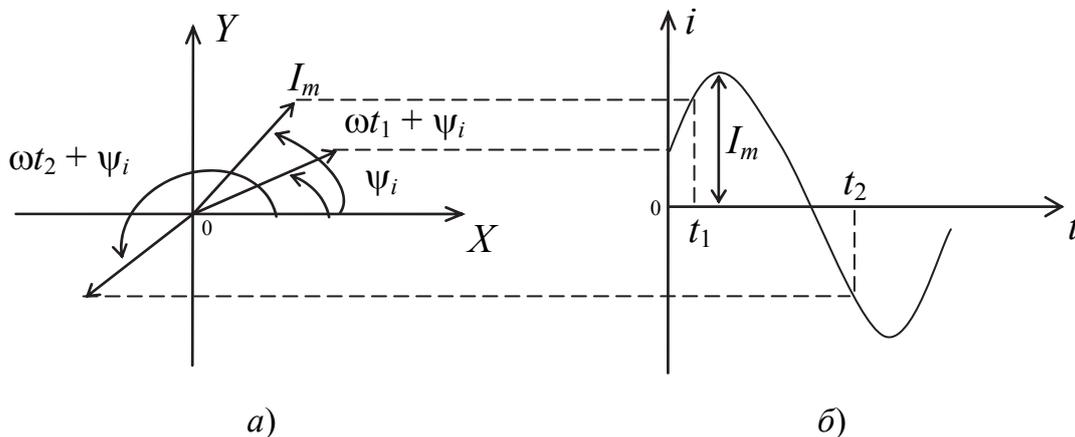


Рис. 4.3. Представление синусоидального тока вращающимся вектором (а); график зависимости проекции вектора  $I_m$  на ось ординат от времени (б)

Как, используя такой графический образ синусоиды, т. е. радиус-вектор, можно производить расчеты цепей переменного тока?

Определим, например,  $i = i_1 + i_2$ , где  $i_1 = I_{1m} \sin \omega t + \psi_{1i}$ ,  $i_2 = I_{2m} \sin \omega t + \psi_{2i}$ .

Как известно, сумма двух синусоид одинаковой частоты  $\omega$  есть также синусоида частоты  $\omega$ , т. е.  $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$  и, следовательно, задача сводится к нахождению  $I_m$  и  $\psi_i$  суммарного тока. Это сложение представлено на рис. 4.4, где применено правило параллелограмма.

Измерив длину диагонали параллелограмма и зная масштаб тока, можно определить амплитуду тока  $I_m$  в амперах. Непосредственно по чертежу (рис. 4.4) определяется и начальная фаза  $\psi_i$  суммарного тока.

Совокупность радиус-векторов (ЭДС  $E$ , напряжений  $U$ , токов  $I$ ), изображающих синусоидальные функции времени в общей системе координат, называют векторной диаграммой.

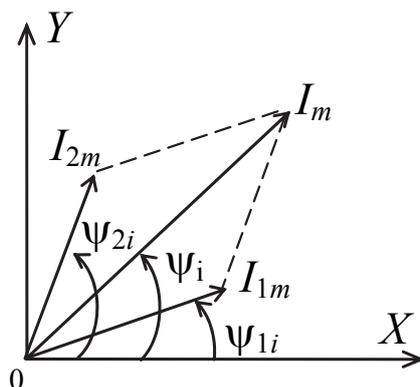


Рис. 4.4. Графическое (векторное) сложение синусоидальных токов одинаковой частоты

В электротехнике векторы изображают не вращающимися, а неподвижными (для момента времени  $t = 0$ ). При этом взаимное положение векторов зависит от углов сдвига фаз между ЭДС  $E$ , током  $I$ , напряжением  $U$ .

Недостатком данного метода представления синусоидальных функций является ограниченная точность.

*Представление при помощи комплексных чисел.* Совместить наглядность, которую дают векторные диаграммы, с возможностью проведения точных математических расчетов можно, воспользовавшись представлением синусоидальных функций времени комплексными числами (символами, изображениями).

Для представления синусоидального тока в комплексной форме перенесем радиус-вектор  $I_m$  из плоскости декартовых координат  $XU$  на плоскость комплексных чисел (рис. 4.5), совмещая ось  $OX$  с осью действительных чисел  $Re$  (от фр. слова *Real* – действительный), а ось  $Y$  – с осью мнимых чисел  $Im$  (от французского слова *Imaginaire* – мнимый). При этом длина вектора  $I_m$  равна амплитуде синусоидального тока, а положение его относительно оси действительных чисел задается углом  $\psi_i$ , равным начальной фазе тока.

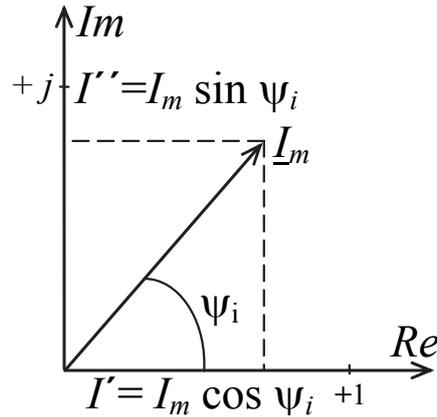


Рис. 4.5. Представление (задание) синусоидального тока в форме комплексного числа

Из рис. 4.5 следует, что вектор тока  $\underline{I}_m$  как комплексное число может быть записан в алгебраической форме  $\underline{I}_m = I' + jI''$ , в тригонометрической форме  $\underline{I}_m = I \cos \psi_i + jI \sin \psi_i$ , в показательной форме  $\underline{I}_m = I_m e^{j\psi_i}$ .

При записи комплексного тока в показательной форме учтена формула Эйлера  $e^{j\psi_i} = \cos \psi_i + j \sin \psi_i$ ;  $e^{-j\psi_i} = \cos \psi_i - j \sin \psi_i$ .

В электротехнике, в отличие от математики, мнимую единицу  $\sqrt{-1}$  обозначают через  $j$ , так как буква  $i$  принята для обозначения мгновенного значения тока.

Переход от алгебраической формы записи к показательной и тригонометрической выполняется по формулам, полученным из рис. 4.5:

$$I = \sqrt{(I')^2 + (I'')^2}; \quad \psi_i = \arctg \frac{I''}{I'} \text{ при } I' > 0;$$

$$\psi_i = \arctg \frac{I''}{I'} + 180^\circ \text{ при } I' < 0. \quad (4.8)$$

Величины  $\underline{E}_m$ ,  $\underline{U}_m$ ,  $\underline{I}_m$  называют комплексными амплитудами тока, напряжения и ЭДС, а величины  $\underline{E}$ ,  $\underline{U}$ ,  $\underline{I}$  – комплексными действительными значениями тока, напряжения и ЭДС или комплексным током  $\underline{I}$ , комплексным напряжением  $\underline{U}$  и комплексной ЭДС  $\underline{E}$ . При этом

$$\underline{E} = \frac{E_m}{\sqrt{2}}, \quad \underline{U} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}, \quad \underline{I} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}.$$

Выражение  $e^{j\alpha}$  называют *оператором поворота*, так как умножение какого-либо вектора  $\underline{A}$  на  $e^{j\alpha}$  равносильно повороту его на комплексной плоскости на угол  $\alpha$ :

$$\underline{A}e^{j\alpha} = Ae^{j\psi_a} e^{j\alpha} = Ae^{j(\psi_a + \alpha)}.$$

Если в частности:  $\alpha = \pi$ , то  $e^{j\pi} = -1$  (поворот на  $180^\circ$ );

$$\alpha = \frac{\pi}{2}, \text{ то } e^{j\frac{\pi}{2}} = +j \text{ (поворот на } 90^\circ\text{);}$$

$$\alpha = -\frac{\pi}{2}, \text{ то } e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j \text{ (поворот на } -90^\circ\text{).}$$

Метод расчета электрической цепи синусоидального тока, основанный на изображении синусоидальных функций комплексными числами, получил название *символического* метода расчета.

### **4.3. Идеальные элементы схемы замещения электрической цепи синусоидального тока и их условные обозначения**

При расчете электрических цепей переменного тока так же, как и при расчете цепей постоянного тока, реальную схему заменяют расчетным эквивалентом (схемой замещения) с соблюдением определенных правил и допущений, существенно упрощающих расчеты.

Схемы замещения составляют, применяя в них идеализированные элементы с учетом их условных обозначений.

*Идеальным источником ЭДС* называется такой источник электрической энергии, амплитуда ЭДС, частота и начальная фаза которого не зависят от тока (*e*-элемент).

В качестве приемников в схемах замещения цепей синусоидального тока применяют идеальный резистивный элемент (рис. 1.2, б) (*R*-элемент), идеальный емкостный элемент (*C*-элемент) (рис. 1.2, г) и идеальный индуктивный элемент (*L*-элемент) (рис. 1.2, в).

*R*-элемент характеризуется только электрическим сопротивлением  $R$ , величина которого зависит от частоты и температуры и всегда больше, чем на постоянном токе. В теории линейных электрических цепей считается, что сопротивление *R*-элемента не зависит от величины тока  $I$ , т. е. его вольт-амперная характеристика линейная. К идеальным резистивным элементам могут быть отнесены (на промышленной частоте  $f = 50$  Гц) реостаты, большинство электронагревательных приборов, лампы накаливания.

Допущение для  $R$ -элемента состоит в том, что его собственными емкостью и индуктивностью пренебрегают.

$C$ -элемент характеризуется электрической емкостью. У такого элемента магнитное поле токов очень мало. Электрическая энергия, теряемая в нем на нагрев диэлектрика, также пренебрежимо мала, поэтому энергетические процессы практически определяются только явлениями, происходящими в электрическом поле.

$L$ -элемент характеризуется только величиной индуктивности. Таким элементом является катушка индуктивности, для которой можно пренебречь межвитковой (собственной) емкостью и активным сопротивлением  $R_k$ . Электрические процессы в  $L$ -элементе определяются только явлениями, происходящими в магнитном поле.

$e$ -элемент характеризуется только величиной ЭДС  $E$ . С высоким приближением таким источником можно считать промышленную электросеть переменного тока. Принято считать, что  $U_m$ ,  $\omega$  и  $\psi_u$  промышленной электросети не зависят от величины тока.

С помощью рассмотренных выше идеальных элементов составляются схемы замещения реальных электрических цепей.

#### 4.4. Закон Ома и законы Кирхгофа для цепей синусоидального тока

*Закон Ома* для мгновенных значений напряжения и тока можно записать для резистивного элемента ( $R$ -элемента) в виде соотношений (4.9). В цепях, содержащих катушки индуктивности и конденсаторы, при протекании через них синусоидальных токов имеет место сдвиг фаз между током и напряжением, что будет показано в следующих разделах:

$$i = \frac{u}{R}; \quad u = i R, \quad R = \frac{u}{i}. \quad (4.9)$$

*Первый закон Кирхгофа* для мгновенных значений токов в ветвях имеет следующую формулировку: алгебраическая сумма мгновенных токов в узле равна нулю

$$\sum_{k=1}^n i_k = 0, \quad (4.10)$$

где  $n$  – число ветвей, соединенных в узле.

Так, для узла, изображенного на рис. 4.6, *a*, по первому закону Кирхгофа

$$-i_1 + i_2 + i_3 - i_4 + i_5 = 0.$$

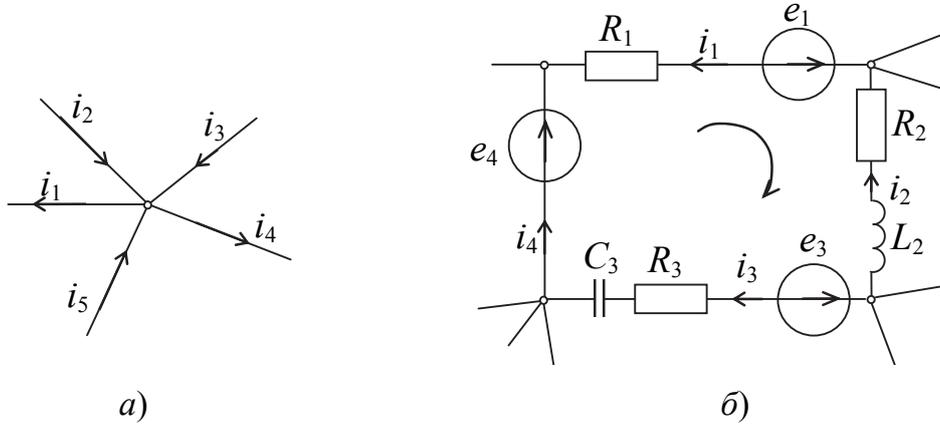


Рис. 4.6. Фрагменты схем электрической цепи синусоидального тока (к иллюстрации записи выражений для первого (*a*) и второго (*б*) законов Кирхгофа)

*Второй закон Кирхгофа* является следствием того факта, что после обхода контура и возвращения в исходную точку должен получиться тот же потенциал. Это положение справедливо для любого момента времени. Отсюда следует формулировка второго закона Кирхгофа для мгновенных значений: алгебраическая сумма напряжений  $u_k$  на резистивных, емкостных и индуктивных элементах контура в данный момент времени равна алгебраической сумме ЭДС  $e_k$ , в том же контуре, в тот же момент времени:

$$\sum_{k=1}^n u_k = \sum_{k=1}^m e_k, \quad (4.11)$$

где  $n$  – суммарное число резистивных, емкостных и индуктивных элементов в контуре;  $m$  – число ЭДС в контуре.

Контур обходят в одном произвольно выбранном направлении, алгебраически суммируя напряжения и ЭДС.

Применительно к контуру, приведенному на рис. 4.6, *б*, по второму закону Кирхгофа для мгновенных величин

$$-u_{R1} - u_{R2} - u_{L2} + u_{R3} + u_{C3} = e_1 - e_3 + e_4,$$

$$\text{где } u_{R_i} = R_i i_i; \quad u_{L_2} = L_2 \frac{di_2}{dt}; \quad u_{C_3} = \frac{1}{C_3} \int i_3 dt. \quad (4.12)$$

Как показано в § 4.2, синусоидальные функции времени можно представить в комплексной форме. Выполнив это преобразование для мгновенных значений токов, напряжений и ЭДС в (4.10) и в (4.11), получим законы Кирхгофа для цепей синусоидального тока в комплексной форме.

*Первый закон Кирхгофа:* алгебраическая сумма комплексных токов в узле электрической цепи равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n \underline{I}_k = 0. \quad (4.13)$$

*Второй закон Кирхгофа:* алгебраическая сумма комплексных напряжений в контуре равна алгебраической сумме комплексных ЭДС в том же контуре:

$$\sum_{k=1}^n \underline{U}_k = \sum_{k=1}^m \underline{E}_k. \quad (4.14)$$

Для узла (рис. 4.6, а) по первому закону Кирхгофа в комплексной форме:

$$-\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 - \underline{I}_4 + \underline{I}_5 = 0.$$

Для контура (рис. 4.6, б) по второму закону Кирхгофа в комплексной форме:

$$-\underline{U}_{R_1} - \underline{U}_{R_2} - \underline{U}_{L_2} + \underline{U}_{R_3} + \underline{U}_{C_3} = \underline{E}_1 - \underline{E}_3 + \underline{E}_4,$$

где  $\underline{U}_R$ ,  $\underline{U}_L$ ,  $\underline{U}_C$  – комплексные действующие значения напряжений на  $R, L, C$ -элементах ( $\underline{U}_R = \underline{I}R$ ,  $\underline{U}_L = j\omega LI$ ,  $\underline{U}_C = \frac{1}{j\omega C} \underline{I}$ );  $\underline{E}_1$ ,  $\underline{E}_3$ ,  $\underline{E}_4$  – комплексные действующие значения ЭДС ( $\underline{E} = Ee^{j\psi_e}$ ).

#### 4.5. Электрическая цепь синусоидального тока с резистивным элементом

Если к резистивному элементу ( $R$ -элементу) (рис. 4.7, а) приложено синусоидальное напряжение  $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ , то по закону Ома для мгновенных значений

$$i = \frac{u}{R} = \frac{U_m \sin(\omega t + \psi_u)}{R}.$$

Из этого выражения следует, что ток изменяется также по синусоидальному закону  $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ , где  $I_m = \frac{U_m}{R}$  – амплитуда тока. Разделив левую и правую части последнего равенства на  $\sqrt{2}$ , получаем соотношение для действующих значений

$$I = \frac{U}{R}. \quad (4.15)$$

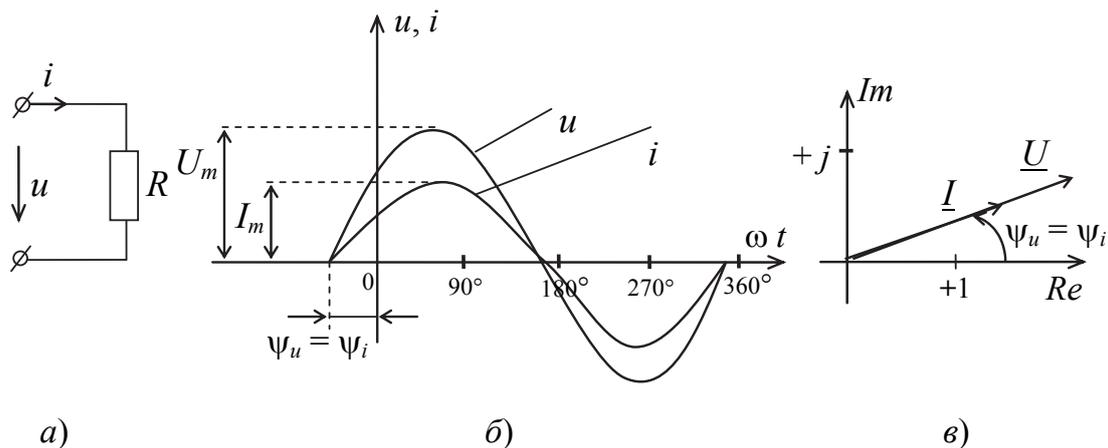


Рис. 4.7. Резистор в цепи синусоидального тока:  
 а – схема включения; б – временные диаграммы;  
 в – векторная диаграмма

Начальная фаза  $\psi_u = \psi_i$ , откуда следует, что сдвиг фаз  $\varphi = \psi_u - \psi_i = 0$ , т. е. на участке с резистивным  $R$ -элементом напряжение и ток совпадают по фазе.

График мгновенных значений и векторная диаграмма приведены на рис. 4.7, б, в. Заменяя мгновенные значения  $u$  и  $i$  комплексными выражениями в показательной форме

$$\underline{U} = U e^{j\psi_u} \text{ и } \underline{I} = I e^{j\psi_i}$$

и разделив  $\underline{U}$  на  $\underline{I}$ , получим:

$$\frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U e^{j\psi_u}}{I e^{j\psi_i}} = \frac{U}{I} e^{j(\psi_u - \psi_i)} = R e^{j0} = R.$$

Отсюда следует закон Ома в комплексной форме для участка цепи с активным сопротивлением  $R$ :

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{R}; \quad \underline{U} = R\underline{I}, \quad R = \frac{\underline{U}}{\underline{I}}. \quad (4.16)$$

## 4.6. Электрическая цепь синусоидального тока с индуктивным элементом

Если к индуктивному элементу ( $L$ -элементу) (рис. 4.8, *a*) подключить источник синусоидального тока  $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ , то потокосцепление  $\Psi = Li = LI_m \sin(\omega t + \psi_i) = \Psi_m \sin(\omega t + \psi_\Psi)$ , где  $\Psi_m = LI_m$ ,  $\psi_\Psi = \psi_i$  и, следовательно, ток и потокосцепление совпадают по фазе.

Изменяющееся потокосцепление наводит в катушке ЭДС самоиндукции  $e_L = -d\Psi/dt = -Ldi/dt = -L\omega I_m \cos(\omega t + \psi_i)$ , или  $e_L = E_{Lm} \sin\left(\omega t + \psi_i - \frac{\pi}{2}\right)$ , где  $E_{Lm} = \omega LI_m$ , т. е. ЭДС также синусоидальна и отстает на  $\frac{\pi}{2}$  от тока.

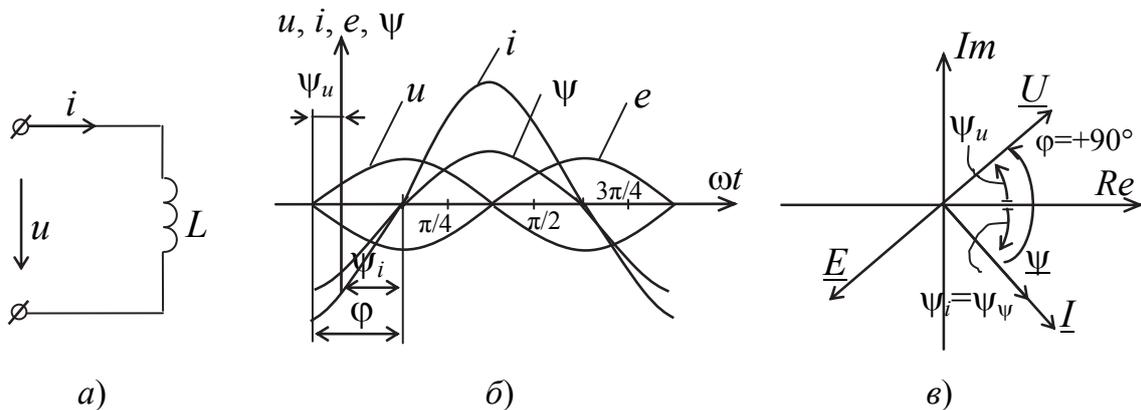


Рис. 4.8. Индуктивность в цепи синусоидального тока:  
*a* – схема включения; *б* – временные диаграммы;  
*в* – векторная диаграмма

Напряжение на индуктивном элементе:

$$u = -e_L = Ldi/dt = \omega LI_m \sin\left(\omega t + \psi_i + \frac{\pi}{2}\right), \text{ или}$$

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u),$$

где  $U_m = \omega LI_m$ , т. е. напряжение на индуктивном элементе синусоидально и опережает ток по фазе на  $\frac{\pi}{2}$ , т. е.  $\phi = \psi_u - \psi_i = \frac{\pi}{2}$ .

Разделив  $U_m$  и  $I_m$  на  $\sqrt{2}$ , получим связь между действующими значениями напряжения  $U$  и тогда  $I$  для индуктивного элемента:

$$I = \frac{U}{\omega L}; \quad U = \omega LI, \quad \omega L = \frac{U}{I}. \quad (4.17)$$

Величину  $\omega L$  в (4.17), имеющую размерность Ом ( $[\omega L] = \frac{1}{C} \frac{BC}{A} =$  Ом), обозначают  $X_L$  и называют *индуктивным сопротивлением*.

График мгновенных значений  $i$ ,  $\Psi$ ,  $e$ ,  $u$  и векторная диаграмма приведены на рис. 4.8, б, в.

Заменим мгновенные значения напряжения  $u$  и тока  $i$  их комплексными выражениями в показательной форме и разделим комплексное напряжение на комплексный ток:

$$\underline{U} = Ue^{j\Psi_u} \quad \text{и} \quad \underline{I} = Ie^{j\Psi_i};$$

$$\underline{U} / \underline{I} = X_L I e^{j(\Psi_i + \pi/2)} / I e^{j\Psi_i} = X_L e^{j\pi/2} = jX_L.$$

Следовательно, закон Ома в комплексной форме для индуктивного элемента имеет вид:

$$\underline{I} = \underline{U} / jX_L; \quad \underline{U} = jX_L \underline{I}, \quad jX_L = \underline{U} / \underline{I}. \quad (4.18)$$

#### 4.7. Электрическая цепь синусоидального тока с емкостным элементом

Если к емкостному элементу рис. 4.9, а приложено синусоидальное напряжение  $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ , то ток зарядки-разрядки емкости

$$i = C(du / dt) = \omega C U_m \sin(\omega t + \psi_u + \pi/2).$$

Таким образом, ток на участке цепи с емкостным элементом при синусоидальном напряжении также синусоидальный:

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i).$$

Амплитуда тока  $I_m = \omega C U_m$ , а его действующее значение  $I = \omega C U$ . Множитель  $\omega C$  имеет размерность проводимости:

$$([\omega C] = (1/C) \text{ Кл/В} = (1/C)(AC) / B = A / B = \text{См}).$$

Величину, обратную  $\omega C$ , обозначают  $X_C = 1/\omega C$  и называют *емкостным сопротивлением*. Физически это означает, что ток зарядки-разрядки не может быть неограниченно большим.

Начальная фаза тока  $\psi_i = \psi_u + \pi/2$  и, следовательно, разность фаз между напряжением и током

$$\varphi = \psi_u - \psi_i = -90^\circ.$$

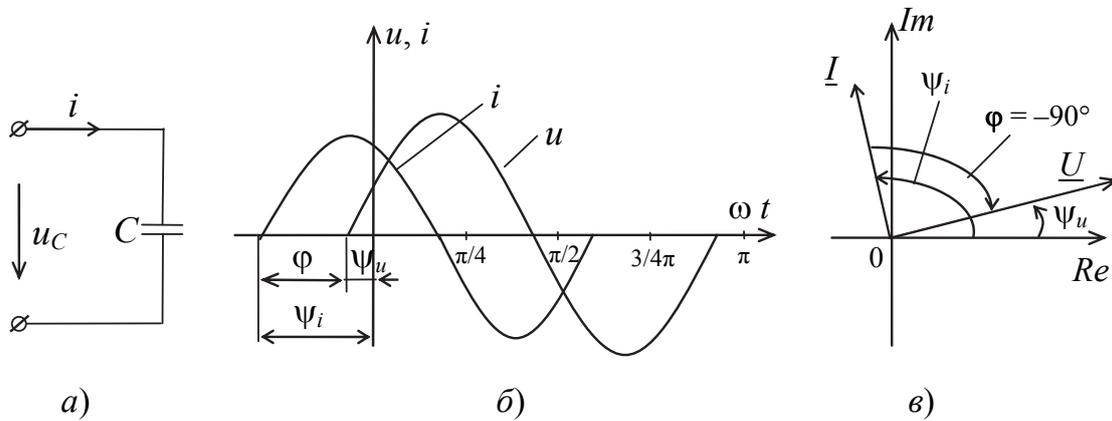


Рис. 4.9. Емкость в цепи синусоидального тока:  
 а – схема включения; б – временные диаграммы;  
 в – векторная диаграмма

Графики мгновенных значений  $u$ ,  $i$  и векторная диаграмма для комплексных величин напряжения и тока приведены на рис. 4.9, б, в.

Заменим мгновенные значения напряжения и тока их комплексными выражениями в показательной форме и разделим напряжение  $\underline{U}$  на ток  $\underline{I}$ :

$$\frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{Ie^{j\psi_i}} = \frac{U}{I} e^{j(\psi_u - \psi_i)} = X_C e^{-j90} = -jX_C.$$

Следовательно, закон Ома в комплексной форме для емкостного элемента имеет вид:

$$\underline{I} = \underline{U}/(-jX_C); (\underline{U} = -jX_C \underline{I}; -jX_C = \underline{U}/\underline{I}). \quad (4.19)$$

#### 4.8. Электрическая цепь синусоидального тока при последовательном соединении R, L, C-элементов

Если к участку с последовательным соединением R, L, C-элементов (рис. 4.10, а) приложено синусоидального напряжение  $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ , то и ток в цепи будет синусоидальный  $u_3(t) = U_{1m} \sin \omega t + U_{2m} \sin 3\omega t$ .

На каждом из элементов будет напряжение  $u_R$ ,  $u_L$ ,  $u_C$ , причем по второму закону Кирхгофа для мгновенных значений

$$u = u_R + u_L + u_C.$$

Заменив мгновенные значения напряжений их комплексными выражениями, получим

$$\underline{U} = \underline{U}_R + \underline{U}_L + \underline{U}_C. \quad (4.20)$$

Поскольку ранее было получено, что

$$\underline{U}_R = R\underline{I}; \quad \underline{U}_L = jX_L\underline{I}; \quad \underline{U}_C = -jX_C\underline{I},$$

то выражение (4.20) можно переписать в виде

$$\underline{U} = R\underline{I} + jX_L\underline{I} - jX_C\underline{I}. \quad (4.21)$$

Решая (4.21) относительно  $\underline{I}$ , получим закон Ома в комплексной форме для цепи (рис. 4.10, а):

$$\underline{I} = \underline{U} / [R + j(X_L - X_C)]. \quad (4.22)$$

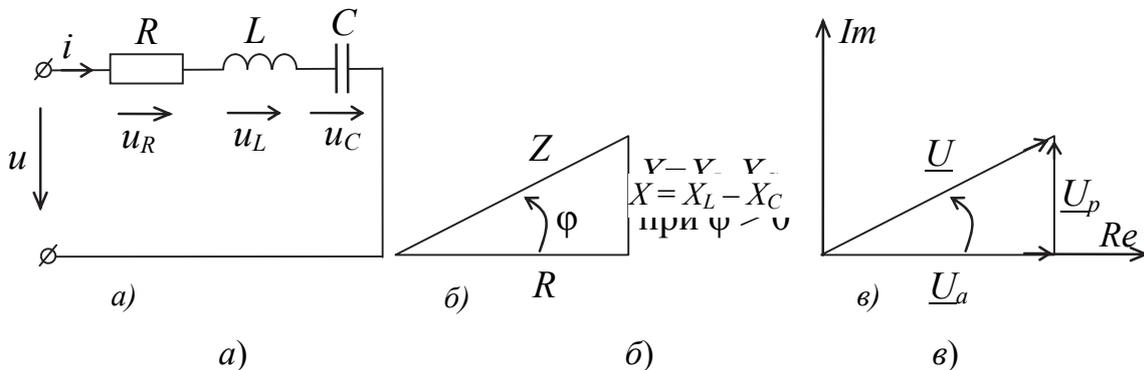


Рис. 4.10. Последовательное соединение  $R, L, C$ -элементов в цепи синусоидального тока:  
 а – схема цепи; б – треугольник сопротивлений;  
 в – треугольник напряжений

Знаменатель в (4.22) обозначают через

$$\underline{Z} = R + j(X_L - X_C) \quad (4.23)$$

и называют *комплексным сопротивлением*, а  $X_L - X_C = X$  называют *реактивным сопротивлением*.

Представим  $\underline{Z}$  в показательной форме:

$$\underline{Z} = Ze^{j\varphi}, \quad (4.24)$$

$$\text{где } Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (4.25)$$

– модуль комплексного сопротивления, который называют *полным сопротивлением*;

$$\varphi = \operatorname{arctg}((X_L - X_C)/R) \quad (4.26)$$

– аргумент комплексного сопротивления.

Выразив  $\underline{Z}$  через  $\underline{U}$  и  $\underline{I}$  из закона Ома (4.22) и представив  $\underline{U}$  и  $\underline{I}$  в показательной форме, получим

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{Ie^{j\psi_i}} = \frac{U}{I} e^{j(\psi_u - \psi_i)}. \quad (4.27)$$

Из (4.24) и (4.27) получим:

$$Z = U / I; \quad (4.28)$$

$$\varphi = \psi_u - \psi_i. \quad (4.29)$$

Из (4.22)–(4.29) можно сделать следующие выводы:

1. Действующее (или амплитудное) значение тока в цепи с последовательным соединением  $R, L, C$ -элементов прямо пропорционально действующему (или амплитудному) значению напряжения и обратно пропорционально полному сопротивлению цепи  $Z$  (4.28).

2. Угол сдвига фаз  $\varphi$  между напряжением и током равен аргументу комплексного сопротивления (4.24).

Знак угла  $\varphi$  определяется знаком реактивного сопротивления  $X$  (4.26). Если  $X_L > X_C$ , то сопротивление цепи (рис. 4.10, *a*) имеет активно-индуктивный характер, т. е. ток на фазе отстает от напряжения на угол  $0 < \varphi < 90^\circ$ .

Если  $X_L < X_C$ , то сопротивление цепи (рис. 4.10, *a*) имеет активно-емкостный характер, т. е. ток по фазе опережает напряжение на входе цепи на угол  $0 > \varphi > -90^\circ$ .

Если  $X_L = X_C$ , то сопротивление цепи (рис. 4.10) имеет чисто активный характер, а разность фаз между током в цепи и напряжением на входе цепи  $\varphi = 0$ .

Режим электрической цепи с последовательным соединением  $R, L, C$ -элементов, при котором разность фаз  $\varphi$  между током в цепи и напряжением на входе цепи равна нулю, называют *резонансом напряжений*.

Для удобства запоминания формул (4.25) и (4.26) строят треугольник сопротивлений (рис. 4.10, б), из которого эти формулы легко получаются.

Треугольнику сопротивлений (рис. 4.10, б) можно сопоставить треугольник напряжений (рис. 4.10, в), катеты которого называют активной  $U_a$  и реактивной  $U_p$  составляющими общего напряжения  $U$  на входе цепи. При этом

$$U_a = IR; \quad U_p = IX. \quad (4.30)$$

Из рис. 4.10, в следует, что модуль общего напряжения  $U$  и модуль напряжения на отдельных элементах схемы связаны соотношением

$$U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2}, \quad (4.31)$$

а угол сдвига фаз  $\varphi$  между напряжением на входе цепи и током в цепи

$$\varphi = \arctg((U_L - U_C)/U_R). \quad (4.32)$$

На рис. 4.11 показаны векторные диаграммы цепи (рис. 4.10, а) для трех случаев:  $X_L > X_C$ ,  $X_L < X_C$ ,  $X_L = X_C$ .

Диаграммы строятся в соответствии со вторым законом Кирхгофа (4.20). Начальная фаза тока для этой цепи принята равной нулю  $\psi_i = 0$ .

Резонанс напряжений цепи (рис. 4.10, а) можно получить тремя способами:

- изменением частоты  $\omega$  напряжения питания при неизменных параметрах  $R, L, C$ -элементов;
- изменением индуктивности  $L$  катушки индуктивности при фиксированной частоте  $\omega$  и  $C$ ;
- изменением емкости  $C$  конденсатора при фиксированных  $\omega$  и  $L$ .

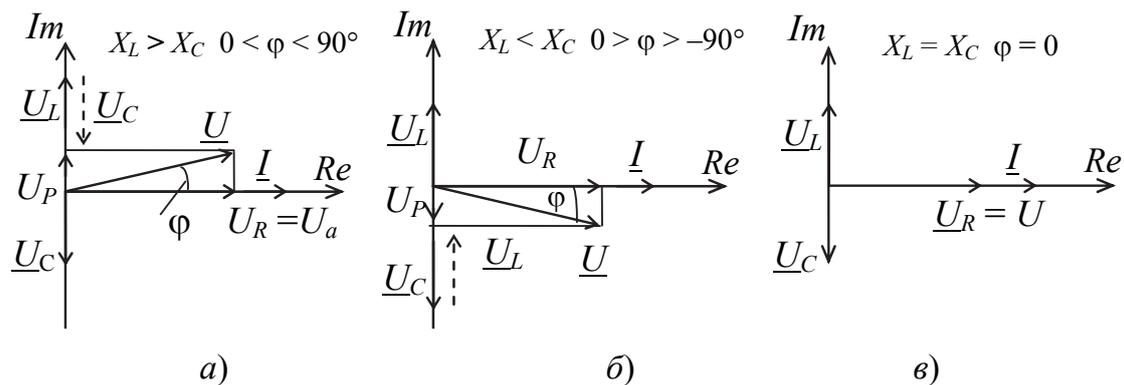


Рис. 4.11. Векторные диаграммы цепи синусоидального тока с последовательным соединением  $R, L, C$ -элементов:  
 $a - X_L > X_C$ ;  $b - X_L < X_C$ ;  $в - X_L = X_C$

При  $\varphi = 0$  из (4.26) следует, что  $X_L = X_C$ . Так как  $X_L = \omega L$  и  $X_C = 1/\omega C$ , то при резонансе

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0. \quad (4.33)$$

Сопротивления реактивных элементов на резонансной частоте  $\omega_0$  равны между собой:

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.34)$$

и называются *характеристическим сопротивлением последовательной электрической цепи*.

Отношение характеристического сопротивления  $\rho$  к активному сопротивлению  $R$  последовательной цепи называется *добротностью*:

$$Q = \rho / R. \quad (4.35)$$

Рассмотрим характерные особенности режима резонанса напряжений:

1. Так как  $\varphi = 0$ , то  $\cos \varphi = 1$  и суммарное сопротивление цепи (рис. 4.10,  $a$ ) активное, т. е. полное сопротивление при резонансе равно активному сопротивлению

$$Z_{\text{рез}} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = R, \quad (4.36)$$

и минимально при заданном  $R$ .

2. Ток  $I_{\text{рез}} = U / Z_{\text{рез}} = U / R$  максимален, что позволяет обнаружить режим резонанса при изменении  $\omega$ ,  $L$  или  $C$  и что может служить причиной перегрева элементов цепи и вывода их из строя.

3. Напряжения на отдельных участках цепи (рис. 4.10, а) при резонансе равны:

$$\left. \begin{aligned} U_R &= RI_{\text{рез}} = U; \\ U_L &= X_L I_{\text{рез}} = \omega_0 L \frac{U}{R} = \frac{\rho}{R} U = QU; \\ U_C &= X_C I_{\text{рез}} = \frac{1}{\omega_0 C} \frac{U}{R} = \frac{\rho}{R} U = QU. \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

Если  $X_C = X_L > R$ , то  $U_L = U_C = UQ > U_R$ , т. е. напряжение на участках с реактивными элементами в  $Q$  раз больше, чем напряжение питания. Это свойство увеличения напряжения является важнейшей особенностью резонанса напряжения и широко используется в технике.

Вместе с тем значительное повышение напряжений на реактивных элементах при резонансе может привести к пробое изоляции и опасно для обслуживающего персонала.

Зависимости параметров цепи (рис. 2.10, а) от частоты  $\omega$  (рис. 4.12, а, б) называют *частотными характеристиками*.

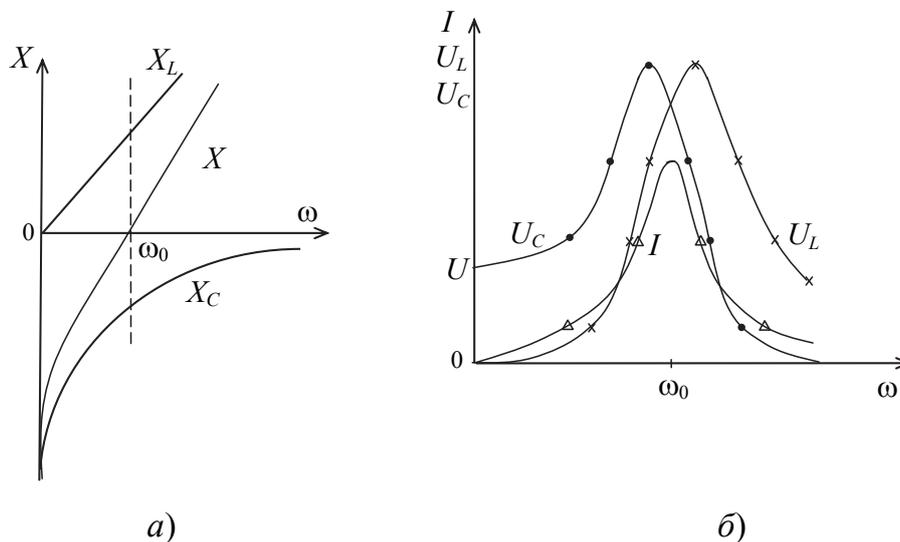


Рис. 4.12. Частотные характеристики цепи синусоидального тока с последовательным соединением  $R, L, C$ -элементов

Частотные характеристики основных величин цепи  $U_L$ ,  $U_C$ ,  $I$  на рис. 4.12, б называются резонансными кривыми.

## 4.9. Электрическая цепь синусоидального тока при параллельном соединении элементов

Рассмотрим электрическую цепь (рис. 4.13, а), состоящую из двух параллельных ветвей. Пусть эта электрическая цепь присоединена к источнику синусоидального напряжения:

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u).$$

Определим ток  $i(t)$  в неразветвленной части цепи через заданные параметры  $R_1, L, R_2, C$ .

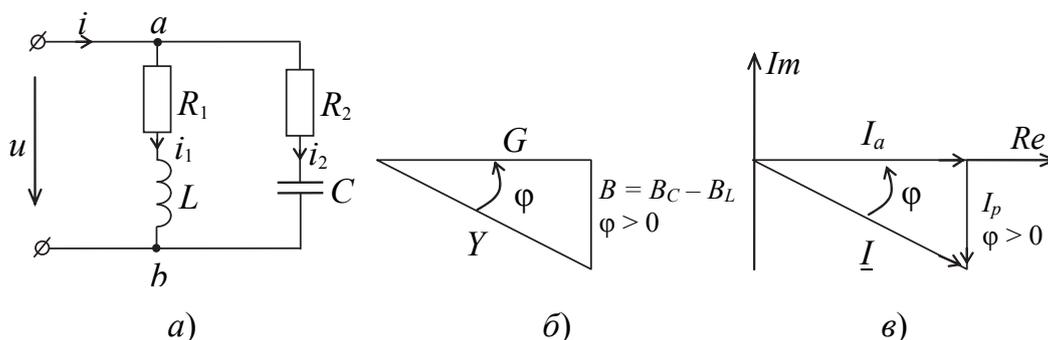


Рис. 4.13. Параллельное соединение  $R, L, C$ -элементов в цепи синусоидального тока:  
 а – схема цепи; б – треугольник проводимостей;  
 в – треугольник токов

Для узла «а» первый закон Кирхгофа для мгновенных токов имеет вид

$$i = i_1 + i_2,$$

а для комплексных токов

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2. \quad (4.38)$$

Выразим слагаемые (4.38) через напряжение  $\underline{U}$  на входе цепи по закону Ома в комплексной форме:

$$\underline{I} = \underline{U} / \underline{Z}; \quad \underline{I}_1 = \underline{U} / \underline{Z}_1; \quad \underline{I}_2 = \underline{U} / \underline{Z}_2, \quad (4.39)$$

где

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L; \quad \underline{Z}_2 = R_2 - j\frac{1}{\omega C}; \quad \underline{Z} = \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}. \quad (4.40)$$

– комплексные сопротивления отдельных ветвей и всей цепи.

Подставив (4.39) в (4.38), получим:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_1} + \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_2} = \underline{U} \left( \frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2} \right) = \underline{U} \frac{1}{\underline{Z}}. \quad (4.41)$$

Величину  $\underline{Y} = 1/\underline{Z}$ , обратную комплексному сопротивлению  $\underline{Z}$ , называют *комплексной проводимостью*. Действительную часть комплексной проводимости обозначают буквой  $G$  и называют *активной проводимостью*. Мнимую часть комплексной проводимости обозначают буквой  $B$  и называют *реактивной проводимостью*.

Так как  $\underline{Z} = R + jX$ , то  $\underline{Y} = 1/\underline{Z} = 1/(R + jX) = (R - jX)/Z^2 = R/Z^2 - jX/Z^2$  и, следовательно:

$$G = R/Z^2; \quad B = X/Z^2; \quad Y = G - jB. \quad (4.42)$$

С учетом введенной комплексной проводимости выражение для тока  $I$  в неразветвленной части цепи (рис. 4.13, а) можно записать в виде

$$\underline{I} = \underline{U}/\underline{Z} = \underline{U}(\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2) = \underline{U}\underline{Y}, \quad (4.43)$$

где  $\underline{Y}$  – эквивалентная комплексная проводимость всей цепи

$$\underline{Y} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2. \quad (4.44)$$

Выражение (4.43) представляет собой запись закона Ома через комплексную проводимость. Записав  $\underline{Z}$  в показательной форме, можно представить комплексную проводимость в виде

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{Ze^{j\varphi}} = \frac{1}{Z} e^{-j\varphi} = Ye^{-j\varphi}, \quad (4.45)$$

где  $Y = \sqrt{G^2 + B^2} = \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2}$  – модуль или полная проводимость цепи;  $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{B}{G} = \operatorname{arctg} \frac{B_L - B_C}{G}$  – аргумент комплексной проводимости.

При этом учтено, что

$$B = B_L - B_C = \frac{X_L}{Z_1^2} - \frac{X_C}{Z_2^2},$$

где  $B_L = \frac{X_L}{Z_1^2}$  – индуктивная проводимость;  $B_C = \frac{X_C}{Z_2^2}$  – емкостная проводимость;  $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L)^2}$  – полное сопротивление первой ветви;  $Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}$  – полное сопротивление второй ветви.

Поскольку из (4.43) следует, что

$$\underline{Y} = \frac{\underline{I}}{\underline{U}} = \frac{Ie^{j\psi_i}}{Ue^{j\psi_u}} = \frac{I}{U} e^{-j(\psi_u - \psi_i)} = Y^{-j\varphi},$$

то очевидно, что  $Y = I/U$  – полная проводимость, а аргумент комплексной проводимости равен углу сдвига фаз  $\varphi$  между напряжением и током с обратным знаком  $\arg \underline{Y} = -\varphi$ .

Приведенные выше формулы легко получаются из треугольника проводимостей (рис. 4.13, б).

Из (4.41) следует, что

$$\frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2} \quad \text{или} \quad \underline{Z} = \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}. \quad (4.46)$$

Формула (4.46) аналогична формуле (2.21) для цепи постоянного тока.

Из (4.44) следует, что

$$\underline{Y} = G - jB = \frac{R_1 - j\omega L}{Z_1^2} + \frac{R_2 + j\frac{1}{\omega C}}{Z_2^2} = \frac{R_1}{Z_1^2} + \frac{R_2}{Z_2^2} - j \left( \frac{\omega L}{Z_1^2} - \frac{1}{Z_2^2} \right)$$

или  $G = G_1 + G_2$ ,  $B = B_L - B_C$ .

Следовательно,

$$Y = \sqrt{(G_1 + G_2)^2 + (B_L - B_C)^2} \quad (4.47)$$

– полная проводимость цепи (рис. 4.13, а);

$$-\varphi = -\arctg \left( \frac{B_L - B_C}{G_1 + G_2} \right) \quad (4.48)$$

– аргумент полной проводимости.

Треугольнику проводимостей (рис. 4.13, б) можно сопоставить треугольник токов (рис. 4.13, в).

Из рис. 4.13 следует, что

$$I_a = I \cos \varphi, \quad I_p = I \sin \varphi.$$

Так как  $I = \frac{U}{Z}$ ;  $\cos \varphi = \frac{R}{Z}$ ;  $\sin \varphi = \frac{X}{Z}$ , то

$$I_a = \frac{U R}{Z Z} = U \frac{R}{Z^2} = UG; \quad I_p = \frac{U X}{Z Z} = U \frac{X}{Z^2} = UB. \quad (4.49)$$

Векторные диаграммы токов и напряжений для цепи (рис. 4.13, *a*) приведены на рис. 4.14. Они строятся на основе первого закона Кирхгофа. Начальная фаза комплексного напряжения на входе цепи принимается равной нулю.

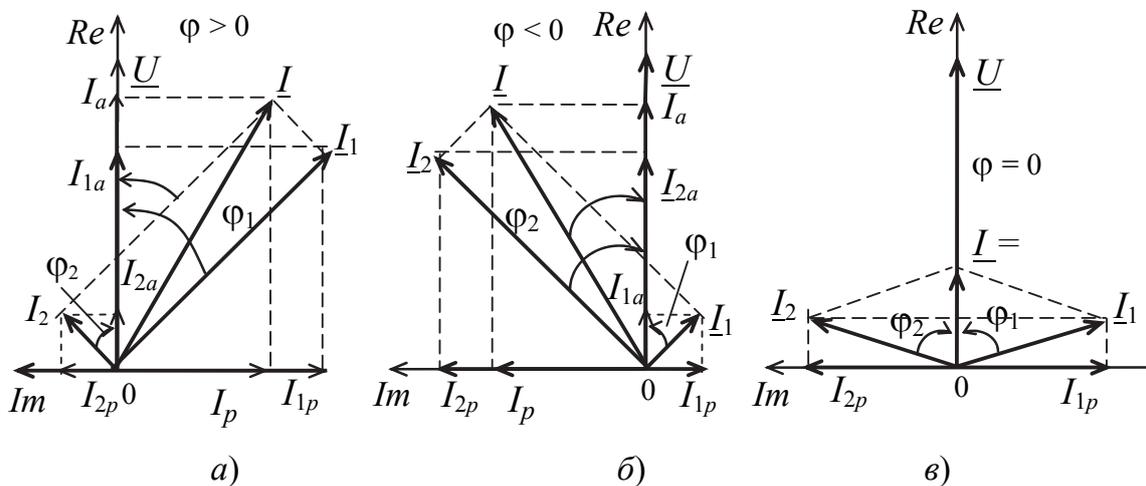


Рис. 4.14. Векторные диаграммы цепи синусоидального тока с параллельным соединением  $R, L, C$ -элементов:

$$a - I_{1p} > I_{2p}; \quad б - I_{1p} < I_{2p}; \quad в - I_{1p} = I_{2p}$$

Так как сопротивление первой ветви (рис. 4.13, *a*) активно-индуктивное, то ток  $\underline{I}_1$  отстает от напряжения  $\underline{U}$  на угол  $\varphi_1 = \arctg\left(\frac{X_L}{R_1}\right)$ . Ток  $\underline{I}_2$  второй ветви опережает напряжение  $\underline{U}$  на угол  $\varphi_2 = \arctg\left(\frac{X_C}{R_2}\right)$ . Вектор  $\underline{I}$  в неразветвленном участке цепи определяется по первому закону Кирхгофа либо по правилу параллелограмма.

Рисунку 4.14, *а* отвечает случай, когда  $I_{1p} > I_{2p}$ , поэтому вектор  $\underline{I}$  отстает от  $\underline{U}$  на угол  $\varphi$ . Для этого случая говорят, что цепь имеет индуктивный характер.

Рисунку 4.14, *б* отвечает случай, когда  $I_{1p} < I_{2p}$ , когда цепь имеет емкостный характер, а ток  $\underline{I}$  опережает по фазе напряжение  $\underline{U}$ .

Из рис. 4.14, *в* следует, что возможен случай, когда между током  $\underline{I}$  и напряжением  $\underline{U}$  нет сдвига по фазе ( $\varphi = 0$ ).

Режим работы электрической цепи с параллельным соединением  $R, L, C$ -элементов, при котором ток  $\underline{I}$  в неразветвленной части цепи совпадает по фазе с напряжением  $\underline{U}$  на входе цепи, называют *резонансом токов*.

Резонансу токов отвечает равенство модулей реактивных составляющих токов в параллельных ветвях:

$$I_{1p} = I_{2p}, \quad (4.50)$$

Так как  $I_{1p} = B_L U$  и  $I_{2p} = B_C U$ , то условие резонанса токов можно записать в виде

$$B_L = B_C, \quad (4.51)$$

т. е. в режиме резонанса токов равны модули реактивных проводимостей ветвей электрической цепи, содержащие параллельно включенные индуктивные и емкостные элементы.

К соотношению (4.51) можно прийти из определения резонанса токов ( $\varphi = 0$ ) с учетом (4.48):

$$\varphi = \arctg \frac{B_L - B_C}{G_1 + G_2} = 0 \quad \text{или} \quad B_L = B_C.$$

Так как  $B_L = \frac{\omega'_0 L}{R_1^2 + (\omega'_0 L)^2}$  и  $B_C = \frac{1}{R_2^2 + \left(\frac{1}{\omega'_0 C}\right)^2}$ , то для определе-

ния резонансной частоты  $\omega'_0$  получаем соотношение

$$\frac{\omega'_0 L}{R_1^2 + (\omega'_0 L)^2} = \frac{1}{R_2^2 + \left(\frac{1}{\omega'_0 C}\right)^2},$$

или

$$\omega'_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{L}{C} - R_1^2} = \omega_0 \sqrt{\frac{\rho^2 - R_1^2}{\rho^2 - R_2^2}}, \quad (4.52)$$

где  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  – характеристическое сопротивление.

Из (4.52) следует ряд выводов:

1. Резонансная частота  $\omega'_0$  при резонансе токов зависит не только от параметров реактивных элементов  $L$  и  $C$ , но и от активных сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

2. Резонанс токов возможен, если сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  или оба больше  $\rho$ , или оба меньше  $\rho$ . В данном случае подкоренное выражение в (4.52) положительное, в противном случае – резонанс токов невозможен ( $\omega'_0$  – мнимая величина).

3. Если  $R_1 = R_2 = \rho$ , то резонансная частота  $\omega'_0$  имеет неопределенное значение ( $\omega'_0 = \frac{0}{0}$ ), что означает существование резонанса при любой частоте.

4. При  $R_1$  и  $R_2 \ll \rho$ ,  $\omega'_0 \approx \omega_0$ , т. е. резонансная частота при резонансе токов рассчитывается также, как и при резонансе напряжений.

Рассмотрим характерные особенности режима резонанса токов:

1. Так как  $\varphi = 0$ ,  $\cos \varphi = 1$  и общее сопротивление цепи активное, то полная проводимость цепи равна активной проводимости и минимальна

$$Y = \sqrt{(G_1 + G_2)^2 + (B_L - B_C)^2} = G_1 + G_2 = G_3.$$

Сопротивление цепи при этом активное и максимальное.

2. Ток в неразветвленной части цепи имеет минимальное значение  $I = UG_3$ , что позволяет обнаруживать резонанс токов в цепи при изменении  $\omega$  или  $L$  и  $C$ .

3. Активные и реактивные составляющие токов равны:  $I_{1a} = G_1U$ ;  $I_{2a} = G_2U$ ;  $I_{1p} = B_LU$ ;  $I_{2p} = B_CU$ ;  $I_a = I_{1a} + I_{2a}$ . Так как  $B_L = B_C$ , то  $I_{1p} = I_{2p}$  и, следовательно  $I_p = 0$ . Ток в неразветвленной части цепи равен активной составляющей тока

$$I = \sqrt{I_a^2 + (I_{1p} - I_{2p})^2} = I_a.$$

Величина тока в ветвях  $I_1 = \sqrt{G_1^2 + B_L^2} U$ ;  $I_2 = \sqrt{G_2^2 + B_C^2} U$ . Если  $B_L \gg G_1$  и  $B_C \gg G_2$  (т. е.  $X_L \gg R_1$  и  $X_C \gg R_2$ ), то  $I_{1p} \gg I_{1a}$ ,  $I_{2p} \gg I_{2a}$  и  $I_1 \gg I$ ,  $I_2 \gg I$ , т. е. токи в ветвях значительно превышают ток в неразветвленной части цепи.

При  $R_1 = R_2 = R \ll X_L = X_C$

$$\frac{I_1}{I} = \frac{I_2}{I} = \frac{B_L U}{G_3 U} = \frac{\frac{X_L}{(R_1^2 + X_L^2)}}{\frac{R_1}{(R_1^2 + X_L^2)} + \frac{R_2}{(R_2^2 + X_C^2)}} \approx \frac{\frac{1}{X_L}}{\frac{R_1}{X_L^2} + \frac{R_2}{X_C^2}} = \frac{X_L}{R_1 + R_2} = \frac{\rho}{R} = Q.$$

### Вопросы для самоконтроля

1. Запишите выражения для индуктивного и емкостного сопротивлений.

2. Запишите выражения для индуктивного и емкостного сопротивлений в комплексной форме.

3. Запишите формулу для комплексного сопротивления участка цепи с последовательным соединением  $R, L, C$ -элементов в алгебраической и показательной формах.

4. Запишите выражение закона Ома в комплексной форме для участка цепи с сопротивлением  $\underline{Z}$  и в обобщенной форме (с учетом заданной разности потенциалов  $\underline{\varphi}_a - \underline{\varphi}_b$  на концах участка).

5. Поясните порядок построения векторной диаграммы при последовательном соединении  $R, L, C$ -элементов.

6. Как определить разность фаз между напряжением  $\underline{U}_{ab}$  и током  $\underline{I}_{ab}$  выделенной ветви  $ab$  разветвленной цепи синусоидального тока?

7. В цепь синусоидального тока частотой  $f = 50$  Гц, напряжением  $U = 220$  В последовательно включены катушка с активным сопротивлением  $R = 24$  Ом и индуктивностью  $L = 76,43$  мГн и конденсатор емкостью  $C = 398,1$  мкФ. Определить ток в цепи  $I$ , угол сдвига фаз  $\varphi$  между напряжением и током, напряжение на катушке  $\underline{U}_K$  и на конденсаторе  $\underline{U}_C$ . Построить векторную диаграмму.

8. В цепь синусоидального тока частотой  $f = 50$  Гц последовательно включены резистор  $R$  и конденсатор  $C$ . В цепь включены приборы, измеряющие действующие значения. Вольтметр показывает

напряжение  $U = 380$  В на входе цепи, амперметр показывает ток  $I = 2$  А в цепи, а фазометр – измеренное значение разности фаз между  $U$  и  $I$ ,  $\varphi = -45$ . Определите параметры  $R$  и  $C$ . Начертите векторную диаграмму.

9. Запишите формулу для комплексной проводимости и поясните, что понимают под активной и реактивной проводимостями.

10. Объясните, как найти угол сдвига фаз между напряжением и током в ветви, зная ее комплексную проводимость.

11. Запишите закон Ома в комплексной форме через комплексную проводимость участка цепи.

12. Запишите формулу для расчета комплексного сопротивления двух параллельно соединенных ветвей с комплексными сопротивлениями  $\underline{Z}_1$  и  $\underline{Z}_2$ .

13. Запишите выражения для комплексного сопротивления  $\underline{Z}_3$  и комплексной проводимости  $\underline{Y}_3$  электрической цепи (рис. 4.15, а).

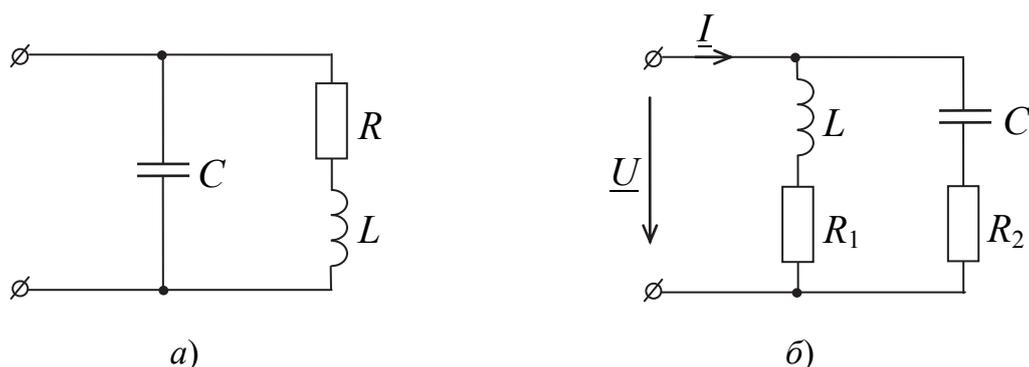


Рис. 4.15

14. Для цепи синусоидального тока (рис. 4.15, б) известны параметры  $R_1$ ,  $L$ ,  $R_2$ ,  $C$  и напряжение  $U_C$  на конденсаторе. Составьте формулы для расчета тока  $I$  и угла сдвига фаз  $\varphi$  между  $\underline{U}$  и  $\underline{I}$ .

15. Объясните, в каких электрических цепях и при каких условиях возможен резонанс напряжений (резонанс тока).

16. Объясните, почему при резонансе напряжений ток в цепи максимален.

17. Напряжение на входе цепи на рис. 4.10, а  $U = 220$  В. катушка имеет активное сопротивление  $R = 22$  Ом и индуктивность  $L = 100$  мГн. Определить емкость  $C$ , при которой в цепи будет иметь место резонанс напряжений, и величину  $U_C$  при частотах  $f_1 = 50$  Гц,  $f_2 = 1000$  Гц.

18. Начертите векторную диаграмму при резонансе токов в параллельном контуре, если в одну ветвь включена катушка индуктивности с параметрами  $L$  и  $R$ , а в другую – конденсатор емкостью  $C$ .

#### 4.10. Мощность в цепи синусоидального тока

*Мгновенная мощность.* Под *мгновенной мощностью* понимается произведение мгновенных значений напряжения  $u(t)$  и тока  $i(t)$ , т. е.

$$p(t) = u(t)i(t). \quad (4.53)$$

Пусть  $i = I_m \sin(\omega t)$  и  $u = U_m \sin(\omega t + \Psi_u)$ , тогда разность фаз  $\varphi$  между напряжением и током  $\varphi = \psi_u - \psi_i = \psi_u$  и выражение (4.53) можно записать в виде

$$p = U_m I_m \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) = \frac{U_m I_m}{2} (\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)),$$

или

$$p = UI (\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)). \quad (4.54)$$

График мгновенного значения  $u(t)$ ,  $i(t)$  и  $p(t)$  приведен на рис. 4.16.

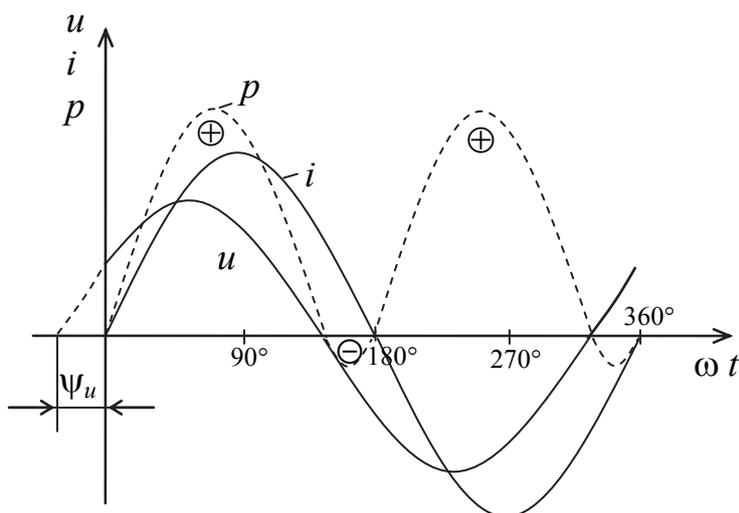


Рис. 4.16. Графики мгновенных величин  $p(t)$ ,  $u(t)$  и  $i(t)$

Из (4.54) следует, что мгновенная мощность состоит из постоянной составляющей  $UI \cos \varphi$  (независимо от времени  $t$ ) и перемен-

ной составляющей  $UI \cos(2\omega t + \varphi)$ , изменяющейся по косинусоидальному закону с удвоенной частотой  $2\omega$ .

На рис. 4.16 кривая  $p(t)$  несимметрична относительно оси абсцисс (смещена вверх), что обусловлено наличием постоянной составляющей мощности.

Мгновенная мощность положительна ( $p > 0$ ), когда  $u$  и  $i$  имеют одинаковые знаки, и отрицательна ( $p < 0$ ), когда знаки разные. Положительная мощность означает, что в данный участок электрической цепи поступает энергия, а отрицательная – что участок отдает энергию.

Если участок содержит активное сопротивление  $R$ , то среднее значение мгновенной мощности – положительная величина, так как на участке есть необратимые преобразования энергии. В предельных случаях (участок без потерь) сдвиг фаз между напряжением и током  $\varphi$  равен  $+90$  или  $-90$  и среднее значение мгновенной мощности равно 0.

Рассмотрим электрическую цепь (рис. 4.17) с последовательным соединением  $R, L, C$ -элементов. Мгновенная мощность цепи

$$p = ui = u_R i + u_L i + u_C i = p_R + p_L + p_C.$$

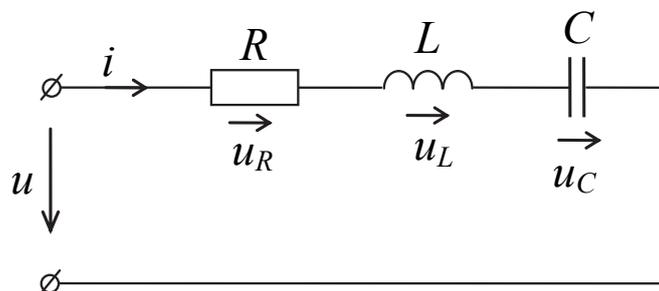


Рис. 4.17. Цепь синусоидального тока с последовательным соединением  $R, L, C$ -элементов (к определению мгновенных мощностей  $R, L, C$ -элементов)

Начальную фазу тока примем равной 0 ( $\psi_i = 0$ ). При этом  $\psi_u = \varphi$ . Мгновенные напряжения на отдельных элементах цепи равны  $u_R = I_m R \sin \omega t$ ;  $u_L = I_m \omega L \sin(\omega t + 90^\circ)$ ;  $u_C = \frac{I_m}{\omega C} \sin(\omega t - 90^\circ)$ . Тогда мгновенные мощности равны:

$$p_R = u_R i = U_{Rm} \sin(\omega t) I_m \sin(\omega t) = U_{Rm} I_m \sin^2 \omega t = UI(1 - \cos 2\omega t) \cos \varphi;$$

$$p_L = u_L i = U_{Lm} \sin(\omega t + 90^\circ) I_m \sin(\omega t) = U_{Lm} I_m \sin \omega t \cos \omega t = U_L I \sin 2\omega t;$$

$$p_C = u_C i = U_{Cm} \sin(\omega t - 90^\circ) I_m \sin(\omega t) = -U_{Cm} I_m \sin \omega t \cos \omega t = \\ = -U_C I \sin 2\omega t.$$

Мгновенная мощность  $R$ -элемента имеет две составляющие: постоянную  $UI \cos \varphi$  и переменную  $UI \cos 2\omega t = UI \cos 2\omega t \cos \varphi$ , изменяющуюся по косинусоидальному закону с частотой  $2\omega$ .

Мгновенные мощности реактивных элементов  $p_L$  и  $p_C$  переменные, изменяющиеся по синусоидальному закону с частотой  $2\omega$ , причем для индуктивности и емкости они имеют противоположные знаки.

Суммарная мгновенная мощность реактивных элементов

$$p_p = p_L + p_C = (U_L - U_C) I \sin 2\omega t = U_p I \sin 2\omega t = UI \sin \varphi \sin 2\omega t. \quad (4.55)$$

Суммарная мгновенная мощность всей цепи (рис. 4.17):

$$p = p_R + p_L + p_C = \\ = UI \cos \varphi - UI \cos \varphi \cos 2\omega t + UI \sin \varphi \sin 2\omega t = \\ = UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t + \varphi). \quad (4.56)$$

*Активная мощность.* Найдем мощность необратимых преобразований электрической энергии на участке цепи за период  $T$ :

$$P_{\text{ср}} = P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = UI \cos \varphi, \quad (4.57)$$

где  $p$  – выражение (4.56). При интегрировании учтено, что среднее значение гармонической функции двойной частоты за период равно нулю.

Из (4.57) следует, что *среднее за период значение мгновенной мощности* зависит от угла сдвига фаз  $\varphi$  между напряжением на входе цепи и током в цепи и не равно нулю, если участок цепи имеет активное сопротивление. Эта величина (4.57) называется *активной мощностью* и обозначается буквой  $P$ .

Из (4.57) можно получить производные формулы для расчета активной мощности участка цепи с сопротивлением  $Z$ :

$$P = UI \cos \varphi = U_a I = I^2 Z \cos \varphi = RI^2 = GU^2. \quad (4.58)$$

Активная мощность измеряется в ваттах.

*Реактивная мощность.* Мгновенная мощность реактивных элементов  $p_p = p_L + p_C$  в среднем за период равна нулю, но в течение четверти периода она положительна, что физически означает накопление энергии в магнитном поле катушки или в электрическом поле конденсатора, а в течение следующей четверти периода – отрицательная, что соответствует обратному процессу передачи энергии источнику электрической энергии. Таким образом, имеет место процесс колебания энергии, но необратимых преобразований энергии нет.

Мощность колеблющейся энергии, в отличие от активной, называется *реактивной* и обозначается буквой  $Q$ . Количественно ее характеризуют амплитудным значением мгновенной мощности реактивных элементов цепи, и как следует из (4.55):

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (4.59)$$

Единицу реактивной мощности называют вольт-ампер-реактивный (вар).

Для индуктивного элемента  $Q_L = UI > 0$ , так как  $\sin 90 = 1$ , а для емкостного  $Q_C = -UI$ , так как  $\sin(-90) = -1$ .

Если индуктивный и емкостный элементы соединить последовательно, то  $Q = Q_L - Q_C$ .

Из основной формулы реактивной мощности (4.59) можно получить производные формулы

$$Q = UI \sin \varphi = U_p I = I^2 Z \sin \varphi = I^2 X = BU^2. \quad (4.60)$$

*Полная мощность.* Кроме активной и реактивной мощности цепь синусоидального тока характеризуется полной мощностью, обозначаемой буквой  $S$ .

Под *полной мощностью* понимается максимально возможное значение активной мощности при заданных значениях  $U$  и  $I$ . Очевидно, что максимальной активной мощности цепи отвечает сдвиг фаз  $\varphi = 0$  и, следовательно,

$$S = UI. \quad (4.61)$$

Единице полной мощности присвоено название вольт-ампер (ВА).

Полная мощность указывается в паспорте электрических аппаратов переменного тока, называется *номинальной*  $S_H$  и определяется как произведение  $U_H$  на  $I_H$  :

$$S_H = U_H I_H.$$

Из (4.57), (4.59) и (4.61) можно указать связь между мощностями:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (4.62)$$

Можно также выразить угол сдвига фаз между напряжением и током через активную  $P$  и реактивную  $Q$  мощности:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{Q}{P}. \quad (4.63)$$

Для облегчения запоминания всех формул, связанных с мощностями, строится треугольник мощностей (рис. 4.18).

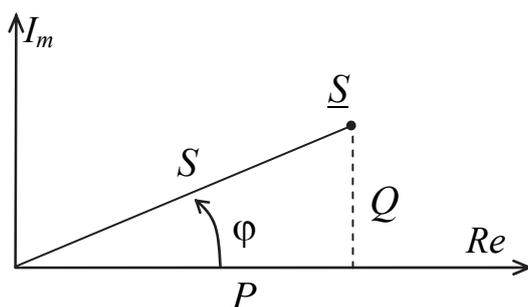


Рис. 4.18. Представление мощности в комплексной форме.  
Треугольник мощностей

*Мощность в комплексной форме.* Пусть  $\underline{U} = U e^{j\Psi_u}$  и  $\underline{I} = I e^{j\Psi_i}$ .

Рассмотрим комплексное соотношение:  $\underline{S} = \underline{U} \underline{I}^*$ , где  $\underline{I}^*$  – сопряженный комплекс тока.  $\underline{I}^* = I e^{-j\Psi_i}$ , тогда

$$\underline{S} = \underline{U} \underline{I}^* = U e^{j\Psi_u} I e^{-j\Psi_i} = UI e^{j(\Psi_u - \Psi_i)} = UI e^{j\varphi} = S e^{j\varphi}. \quad (4.64)$$

Воспользовавшись формулой Эйлера, получим:

$$\underline{S} = UI \cos \varphi + j UI \sin \varphi = P + jQ. \quad (4.65)$$

Таким образом,  $\underline{S} = \underline{U} \underline{I}^* = P + jQ$ , где  $P = \operatorname{Re} \underline{S} = \operatorname{Re}(\underline{U} \underline{I}^*)$ ,  $Q = \operatorname{Im} \underline{S} = \operatorname{Im}(\underline{U} \underline{I}^*)$ .

*Баланс мощностей.* Из закона сохранения энергии следует, что активная мощность всех источников цепи равна активной мощности всех приемников, т. е.

$$\sum P_{\text{ист}} = \sum P_{\text{пр}} = \sum RI^2. \quad (4.66)$$

Можно показать, что алгебраическая сумма реактивных мощностей всех источников равна алгебраической сумме реактивных мощностей всех приемников, т. е.

$$\sum Q_{\text{ист}} = \sum Q_{\text{пр}} = \sum XI^2. \quad (4.67)$$

Так как равны активные и реактивные мощности источников и приемников, то равны и их полные мощности

$$\sum S_{\text{ист}} = \sum S_{\text{пр}}. \quad (4.68)$$

Приведенные равенства называются уравнениями баланса мощностей.

В комплексной форме уравнение баланса мощностей имеет вид:

$$\sum_{k=1}^n \underline{S}_{k\text{ист}} = \sum_{k=1}^m \underline{S}_{k\text{пр}}, \quad (4.69)$$

где  $n$  – число источников в цепи;  $m$  – число приемников в цепи;  $S_{k\text{ист}} = \underline{U}_{k\text{ист}} \underline{I}_{k\text{ист}}^*$  – мощность  $k$ -го источника;  $S_{k\text{пр}} = \underline{U}_{k\text{пр}} \underline{I}_{k\text{пр}}^* = I_k^2 \underline{Z}_k$  – мощность  $k$ -го приемника;  $\underline{Z}_k = R_k + jX_k$  – комплексное сопротивление  $k$ -той ветви электрической цепи.

*Коэффициент мощности.* Способы повышения коэффициента мощности. Коэффициентом мощности называют отношение активной мощности  $P$  к полной мощности  $S$ :

$$\lambda = \cos \varphi = \frac{P}{S}. \quad (4.70)$$

Коэффициент мощности показывает, какая часть электрической энергии необратимо преобразуется в другие виды энергии, и, в частности, используется на выполнение полезной работы.

Заводом-изготовителем предусматривается номинальный режим эксплуатации электрических аппаратов. Например, электрический генератор энергетически и экономически выгодно эксплуатировать так, чтобы совершаемая им работа, т. е. вырабатываемая электрическая энергия, была максимальной.

Поскольку совершаемая в электрической цепи работа определяется активной мощностью  $P$ , то нужно стремиться обеспечить такой режим работы генератора или другого электрического аппарата, при котором активная мощность была бы максимальной.

При заданном значении полной мощности  $S_H = U_H I_H$  активная мощность принимает максимальное значение при  $\lambda = \cos \varphi = 1$ ,  $P = P_{\max} = S_H \cos \varphi = S_H$ .

Именно в режиме максимальной активной мощности ток  $I$  и напряжение  $U$  совпадают по фазе ( $\varphi = 0$ ), при этом реактивная мощность  $Q = UI \sin \varphi = 0$  и, следовательно, генератор осуществляет только необратимые преобразования энергии и не участвует в колебательных процессах обмена энергией с приемниками.

Для повышения коэффициента мощности и, следовательно, для повышения экономических показателей системы электроснабжения предприятий применяются способы, которые сводятся либо к уменьшению реактивной мощности  $Q_L$ , либо к компенсации  $Q_L$  мощностью  $Q_C$  (противоположного знака). В первом случае стараются избегать работы электрооборудования на холостом ходу или с недогрузкой, не устанавливать оборудование со значительной реактивной мощностью  $Q_L$ , а во втором – устанавливают батареи конденсаторов, либо применяют синхронные двигатели, позволяющие регулировать реактивную мощность и даже вырабатывать реактивную мощность  $Q_C$  для того, чтобы она компенсировала в сети мощность  $Q_L$ .

#### **4.11. Расчет линейных цепей однофазного синусоидального тока в символической форме**

Все методы расчета цепей постоянного тока применимы в символической (комплексной) форме к расчету цепей синусоидального тока. При этом в любом из методов на начальном этапе размечают схему (узлы, токи в ветвях, контурные токи в независимых контурах) и, определив комплексные сопротивления ветвей по исходным данным, от исходной схемы переходят к комплексному эквиваленту, где вместо  $R, L, C$ -элементов, мгновенных токов, напряжений и ЭДС ( $i, u, e$ -величин) применяются  $\underline{Z}$ -параметры, действующие токи, напряжения и ЭДС ( $\underline{I}, \underline{U}, \underline{E}$ -величины).

Метод эквивалентных преобразований. Проиллюстрируем этот метод на примере электрической цепи на рис. 4.19, а с тремя ветвями.

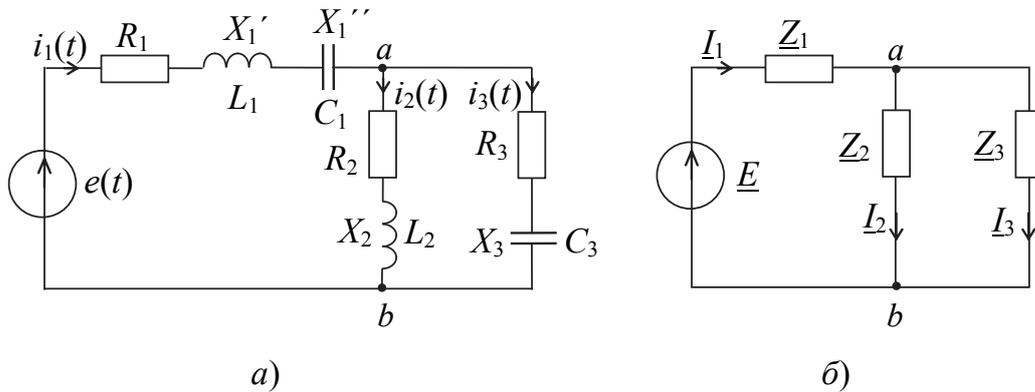


Рис. 4.19. К расчету линейной цепи синусоидального тока методом эквивалентных преобразований в комплексной форме:  
а – исходная схема; б – эквивалентная схема

Для определения токов в ветвях этой цепи:

– размечают узлы ( $a$ ,  $b$ ) и задают направление токов в ветвях ( $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ );

– определяют комплексные сопротивления ветвей и переходят к эквивалентной схеме (рис. 4.19, б), где

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j(X_1' - X_1''), \quad \underline{Z}_2 = R_2 + jX_2, \quad \underline{Z}_3 = R_3 - jX_3;$$

– определяют комплексное входное сопротивление  $\underline{Z}_{\text{вх}}$  всей цепи и находят комплексный ток  $\underline{I}_1$ :

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}; \quad \underline{I}_1 = \frac{E}{\underline{Z}_{\text{вх}}};$$

– определяют токи  $\underline{I}_2$ ,  $\underline{I}_3$  по формулам «разброса» токов [см. формулы (2.22)]:

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}; \quad \underline{I}_3 = \underline{I}_1 \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}. \quad (4.71)$$

Минув этап разметки исходной схемы и перехода к комплексному эквиваленту, рассмотрим различные методы расчета цепей синусоидального тока с несколькими источниками ЭДС в символической форме.

Метод непосредственного применения законов Кирхгофа. Пусть электрическая цепь задана в комплексных величинах и параметрах (рис. 4.20).

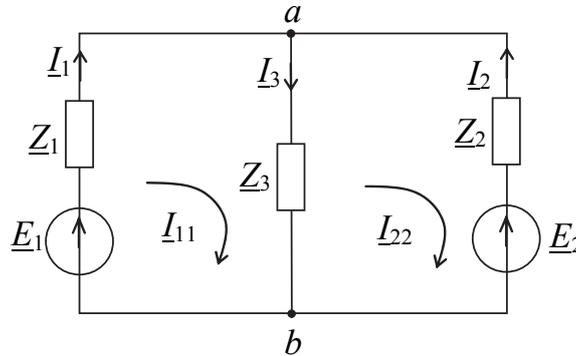


Рис. 4.20. Схема электрической цепи синусоидального тока с двумя источниками ЭДС (к расчету методом законов Кирхгофа в комплексной форме)

Цепь состоит из трех ветвей, поэтому требуется составить три уравнения:

– по первому закону Кирхгофа для узла  $b$ :  $-I_1 - I_2 + I_3 = 0$ ;

– по второму закону Кирхгофа:

для левого контура:  $Z_1 I_1 + Z_3 I_3 = E_1$ ;

для правого контура:  $Z_2 I_2 + Z_3 I_3 = E_2$ .

Таким образом, система уравнений имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} -I_1 - I_2 + I_3 &= 0; \\ Z_1 I_1 + 0 I_2 + Z_3 I_3 &= E_1; \\ 0 I_1 + Z_2 I_2 + Z_3 I_3 &= E_2. \end{aligned} \right\}$$

Подставив заданные величины  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$ ,  $E_1$ ,  $E_2$ , определяют комплексные токи в ветвях, например, по формулам Крамера или методом Гаусса.

*Метод контурных токов.* Введя в рассмотрение контурные токи  $I_{11}$ ,  $I_{22}$ , составляют систему уравнений для этих токов по второму закону Кирхгофа для каждого из независимых контуров.

Для цепи на рис. 4.20 имеем:

$$\left. \begin{aligned} (Z_1 + Z_3) I_{11} - Z_3 I_{22} &= E_1; \\ -Z_3 I_{11} + (Z_2 + Z_3) I_{22} &= -E_2. \end{aligned} \right\}$$

Подставив известные величины  $\underline{Z}_1$ ,  $\underline{Z}_2$ ,  $\underline{Z}_3$ ,  $\underline{E}_1$ ,  $\underline{E}_2$ , и, решив систему относительно токов  $\underline{I}_{11}$ ,  $\underline{I}_{22}$ , определяют токи в ветвях:

$$\underline{I}_{11} = \frac{\Delta_1}{\Delta}, \quad \underline{I}_{22} = \frac{\Delta_2}{\Delta},$$

где  $\Delta = \begin{vmatrix} \underline{Z}_1 + \underline{Z}_3 & -\underline{Z}_3 \\ -\underline{Z}_3 & \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 \end{vmatrix}$ ;  $\Delta_1 = \begin{vmatrix} \underline{E}_1 & -\underline{Z}_3 \\ -\underline{E}_2 & \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 \end{vmatrix}$ ;  $\Delta_2 = \begin{vmatrix} \underline{Z}_1 + \underline{Z}_3 & \underline{E}_1 \\ -\underline{Z}_3 & -\underline{E}_2 \end{vmatrix}$ .

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{11}, \quad \underline{I}_2 = -\underline{I}_{22}, \quad \underline{I}_3 = \underline{I}_{11} - \underline{I}_{22}.$$

*Метод двух узлов.* Для схемы на рис. 4.20:

– определяют межузловое напряжение

$$\underline{U}_{ab} = \frac{\underline{E}_1 \underline{Y}_1 + \underline{E}_2 \underline{Y}_2}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3}, \quad (4.72)$$

где  $\underline{Y}_1 = \frac{1}{\underline{Z}_1}$ ,  $\underline{Y}_2 = \frac{1}{\underline{Z}_2}$ ,  $\underline{Y}_3 = \frac{1}{\underline{Z}_3}$ ;

– определяют токи в ветвях по закону Ома в обобщенной форме:

$$\underline{I}_1 = (\underline{E}_1 - \underline{U}_{ab}) \underline{Y}_1; \quad \underline{I}_2 = (\underline{E}_2 - \underline{U}_{ab}) \underline{Y}_2; \quad \underline{I}_3 = \underline{U}_{ab} \underline{Y}_3. \quad (4.73)$$

*Метод наложения токов.* Для цепи на рис. 4.20 составляют две вспомогательные схемы (по числу источников ЭДС) с одним источником ЭДС в каждой (рис. 4.21, а, б).

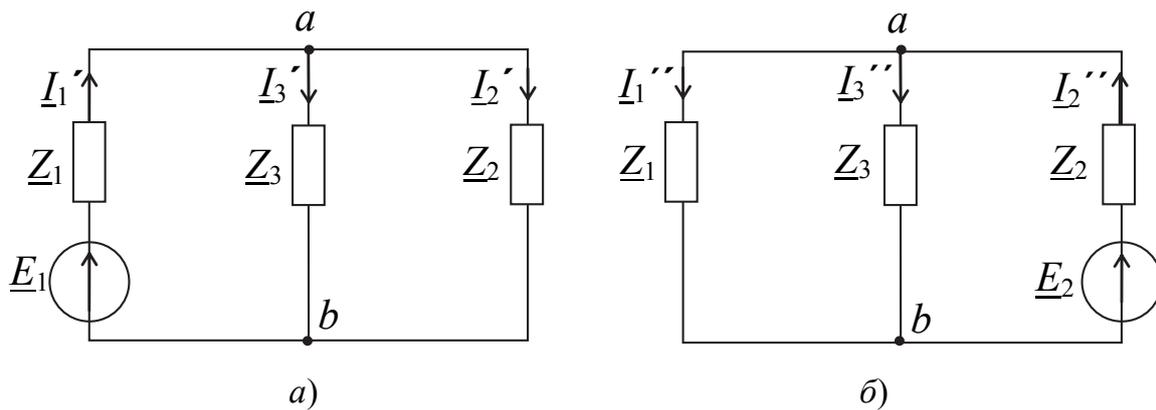


Рис. 4.21. Вспомогательные схемы с частичными токами и одним источником ЭДС (к иллюстрации метода наложения токов в комплексном представлении)

Для цепи на рис. 4.20:

– определяют токи в схеме на рис. 4.21, а:

$$\underline{I}'_1 = \frac{\underline{E}_1}{\underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}}; \quad \underline{I}'_2 = \underline{I}'_1 \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}; \quad \underline{I}'_3 = \underline{I}'_1 \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3};$$

– определяют токи в схеме на рис. 4.21, б:

$$\underline{I}''_2 = \frac{\underline{E}_2}{\underline{Z}_2 + \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_3}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3}}; \quad \underline{I}''_1 = \underline{I}''_2 \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3}; \quad \underline{I}''_3 = \underline{I}''_2 \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3};$$

– определяют токи в ветвях исходной цепи, суммируя алгебраически токи в соответствующих ветвях вспомогательных схем:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}'_1 - \underline{I}''_1; \quad \underline{I}_2 = -\underline{I}'_2 + \underline{I}''_2; \quad \underline{I}_3 = \underline{I}'_3 + \underline{I}''_3.$$

*Метод эквивалентного генератора.* Определим, к примеру, ток  $\underline{I}_1$  в ветви электрической цепи на рис. 2.20 по формуле

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_\Gamma + \underline{E}_1}{\underline{Z}_\Gamma + \underline{Z}_1}, \quad (4.74)$$

где  $\underline{E}_\Gamma$ ,  $\underline{Z}_\Gamma$  – комплексные параметры эквивалентного генератора.

Для определения  $\underline{E}_\Gamma$  составляем вспомогательную цепь (рис. 4.22, а) с разомкнутой первой ветвью:

$$\underline{E}_\Gamma = \underline{U}_{ba}^{xx} = \underline{\varphi}_b^{xx} - \underline{\varphi}_a^{xx} = -\underline{I}^{xx} \underline{Z}_3,$$

где  $\underline{I}^{xx} = \frac{\underline{E}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}$ .

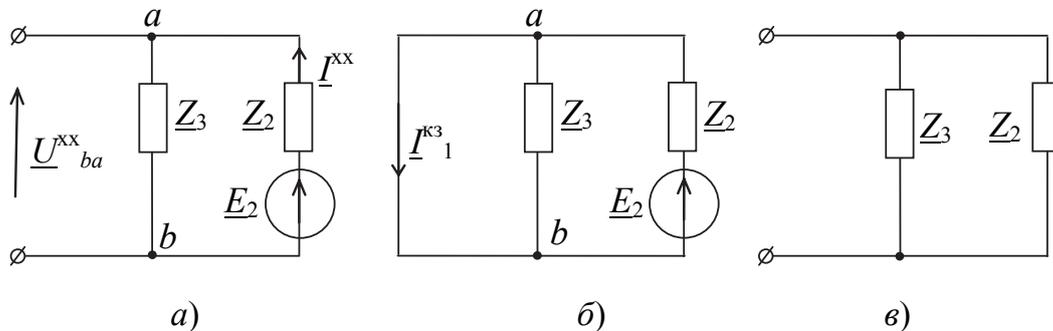


Рис. 4.22. К расчету линейной цепи синусоидального тока методом эквивалентного генератора в комплексной форме:  
а – исходная схема; б, в – вспомогательные схемы

Для определения  $\underline{Z}_\Gamma$  можно воспользоваться двумя способами:

– закоротив первую ветвь на рис. 4.22, б определяем ток  $\underline{I}_1^{\text{кз}}$  короткого замыкания  $\underline{I}_1^{\text{кз}} = \frac{\underline{E}_2}{\underline{Z}_2}$  и затем определяем  $\underline{Z}_\Gamma = \frac{U_{ba}^{\text{xx}}}{\underline{I}_1^{\text{кз}}} = \frac{\underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}$ ;

– оставив разомкнутой первую ветвь, уберем источник ЭДС  $\underline{E}_2$  (рис. 4.22, в) и найдем  $\underline{Z}_\Gamma$  по закону эквивалентных преобразований при параллельном соединении  $\underline{Z}_2$  и  $\underline{Z}_3$ :  $\underline{Z}_\Gamma = \frac{\underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}$ .

Подставив найденные значения параметров  $\underline{E}_\Gamma$  и  $\underline{Z}_\Gamma$ , определяем ток  $\underline{I}_1$  по (4.72).

## 4.12. Векторно-топографическая диаграмма напряжений

Помимо обычных векторных диаграмм, при анализе цепей синусоидального тока применяются топографические диаграммы, которые показывают распределение комплексных потенциалов всех характерных точек цепи (потенциальных узлов, точек последовательного соединения элементов в ветвях) на комплексной плоскости. Для построения такой диаграммы необходимо потенциал одной из точек цепи принять равным нулю и определить относительно этой точки комплексные потенциалы всех остальных точек. После нанесения потенциалов в виде совокупности точек на комплексную плоскость эти точки попарно соединяют между собой так, что каждому отрезку отвечает вектор, отображающий комплексное напряжение на том или ином элементе цепи. Направление вектора напряжения совпадает с направлением возрастания потенциала на схеме (против направления тока, протекающего через рассматриваемый элемент, либо по направлению ЭДС).

Как правило, векторно-топографическую диаграмму напряжений совмещают с векторно-лучевой диаграммой комплексных токов в ветвях цепи.

Проиллюстрируем методику построения такой диаграммы на примере цепи на рис. 4.23, а.

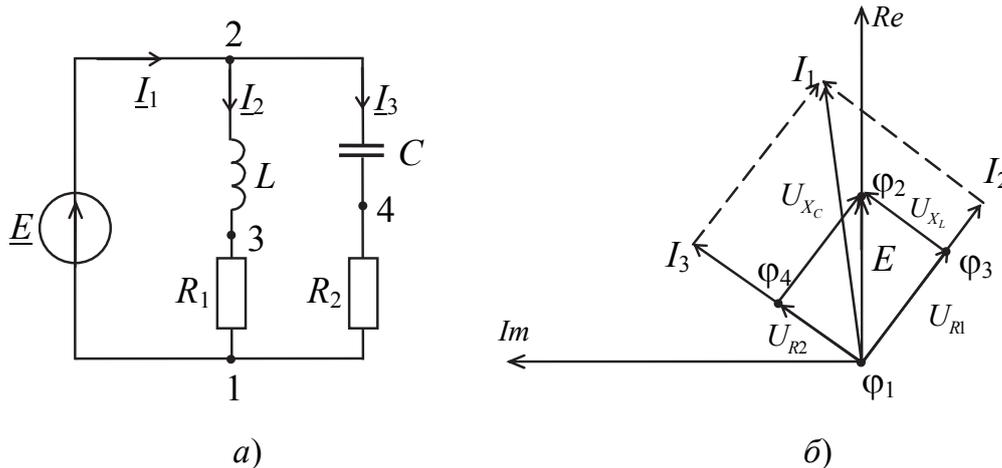


Рис. 4.23. К построению векторно-топографической диаграммы напряжений:  
 а – схема цепи; б – векторно-топографическая диаграмма

Определяем токи в ветвях:

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{E}}{R_1 + jX_L}; \quad \underline{I}_3 = \frac{\underline{E}}{R_2 - jX_C}; \quad \underline{I}_1 = \underline{I}_2 + \underline{I}_3.$$

Приняв, что  $\underline{\varphi}_1 = 0$ , определяем комплексные потенциалы точек 2–4:

$$\underline{\varphi}_2 = \underline{\varphi}_1 + \underline{E} = \underline{E}; \quad \underline{\varphi}_3 = \underline{\varphi}_1 + \underline{I}_2 R_1; \quad \underline{\varphi}_4 = \underline{\varphi}_1 + \underline{I}_3 R_2. \quad (4.75)$$

Задав масштабы  $m_U$ ,  $m_I$ , строим диаграмму (рис. 4.23, б), где начальная фаза ЭДС  $\psi_e$  принята равной нулю. Отмечаем точки  $\underline{\varphi}$  на комплексной плоскости, и каждую пару точек (между которыми в схеме включен элемент цепи) соединяем между собой прямой линией. Затем каждый отрезок размечаем как вектор напряжения на соответствующем элементе цепи стрелкой (в направлении возрастания потенциала) и знаком  $\underline{E}$  либо  $\underline{U}_R$ , либо  $\underline{U}_X$ .

### Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение активной, реактивной и полной мощности. Приведите формулы для расчета этих мощностей.
2. Запишите формулы для расчета комплексной мощности.
3. Как рассчитать комплексную мощность источников ЭДС электрической цепи и всех приемников (ветвей)?
4. Начертите треугольник мощностей и установите формулы связи между  $P$  и  $S$ ,  $Q$  и  $S$ ,  $S$  и  $P$ ,  $Q$ .

5. Запишите уравнение баланса мощностей в комплексной форме для электрической цепи синусоидального тока.

6. Что понимают под коэффициентом мощности, какое экономическое значение он имеет и какие методы используются для его повышения?

7. Поясните методику расчета разветвленной цепи синусоидального тока с одним источником (метод эквивалентных преобразований).

8. Укажите, в чем сходство и в чем различие расчета цепей при постоянном и при синусоидальном токе.

9. Поясните порядок построения векторно-топографической диаграммы напряжений, совмещенной с векторно-лучевой диаграммой токов.

## Глава 5. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПЕРИОДИЧЕСКОГО НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

### 5.1. Общие понятия и определения

*Периодическими несинусоидальными величинами* называют токи  $i$ , напряжения  $u$ , ЭДС  $e$ , которые изменяются во времени по периодическому несинусоидальному закону (рис. 5.1).

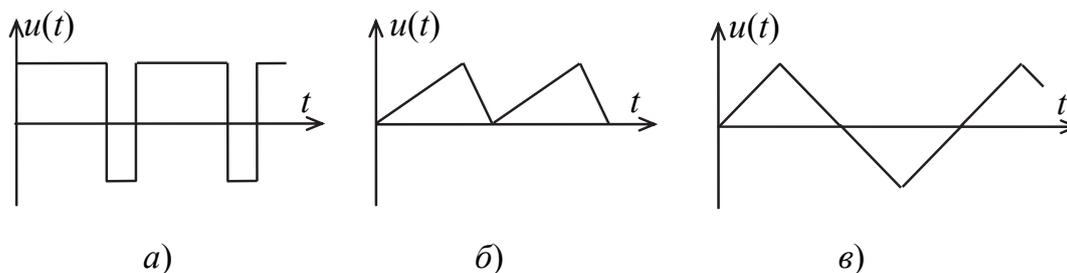


Рис. 5.1. Периодические несинусоидальные напряжения

На рис. 5.1, а приведены двухполярные прямоугольные импульсы, на рис. 5.1, б – однополярные треугольные, а на рис. 5.1, в – симметричные двухполярные треугольные импульсы напряжения. Несинусоидальные токи возникают в электрических цепях, если в них действуют источники несинусоидальных ЭДС (напряжений) или тока,

если цепь содержит нелинейные элементы, если параметры элемента(ов) периодически изменяются во времени.

В данном разделе рассматриваются линейные цепи с несинусоидальными источниками ЭДС.

Все периодические величины (ЭДС, токи, напряжения) несинусоидальной формы называются *негармоническими величинами* (сигналами). Они характеризуются формой (прямоугольные, пилообразные, треугольные и др.), полярностью (однополярные, двухполярные), амплитудой  $U_m$ ,  $I_m$ ,  $E_m$ , частотой  $f$  и периодом  $T$ . При этом

$$F(t) = F(t + kT), \quad (5.1)$$

где  $T$  – период функции  $F(t)$ ;  $k = 1, 2, 3 \dots$

При анализе линейных электрических цепей несинусоидального тока применяются ряды Фурье и принцип суперпозиции. При этом воздействие несинусоидального сигнала заменяется суммой воздействий нескольких гармонических (синусоидальных или косинусоидальных) сигналов, с такими амплитудами, частотами и начальными фазами, алгебраическая сумма ординат которых в любой момент времени равна ординате исходного несинусоидального сигнала.

К примеру, напряжение  $u_3(t)$  (рис. 5.2) можно заменить суммой двух напряжений  $u_1(t) + u_2(t)$ .

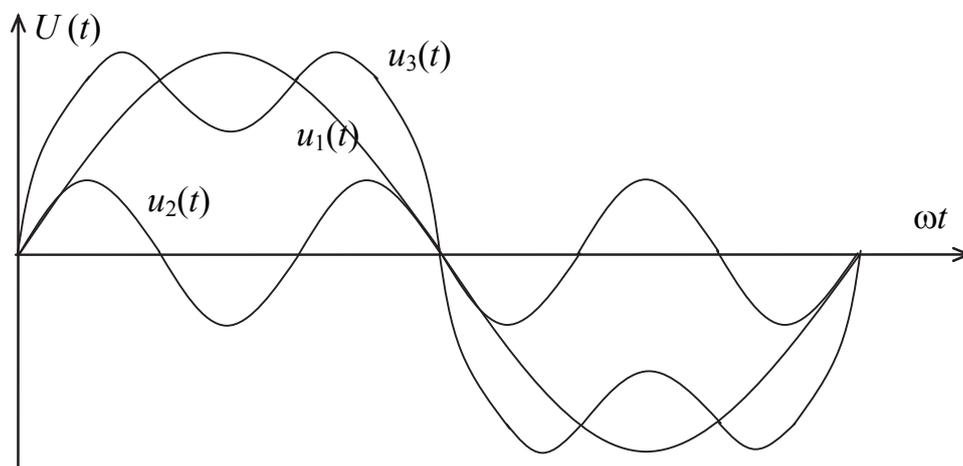


Рис. 5.2. Графическая иллюстрация принципа суперпозиции

Если

$$u_1(t) = U_{1m} \sin \omega t, \quad u_2(t) = U_{2m} \sin 3\omega t,$$

то

$$u_3(t) = U_{1m} \sin \omega t + U_{2m} \sin 3\omega t. \quad (5.2)$$

## 5.2. Разложение периодических функций в ряд Фурье

Из математики известно, что всякую периодическую функцию  $F(\omega t)$ , удовлетворяющую условиям теоремы Дирихле (за период  $T$  должно быть конечное число разрывов первого рода и конечное число максимумов и минимумов), можно представить в виде ряда Фурье, состоящего из суммы постоянной составляющей  $A_0$  и синусоидальных составляющих кратных частот  $k\omega$ , которые называют *гармониками*:

$$F(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{mk} \sin(k\omega_1 t + \psi_k), \quad (5.3)$$

где  $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$  – частота основной или первой гармоники, или в другой форме

$$F(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} B_{mk} \sin k\omega_1 t + \sum_{k=1}^{\infty} C_{mk} \cos k\omega_1 t, \quad (5.4)$$

где  $A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) d(\omega t)$  – постоянная составляющая;

$$B_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) \sin k\omega_1 t d(\omega t) = A_{mk} \cos \Psi_k;$$

$$C_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) \cos k\omega_1 t d(\omega t) = A_{mk} \sin \Psi_k;$$

$$A_{mk} = \sqrt{B_{mk}^2 + C_{mk}^2} \text{ – амплитуда } k\text{-й гармоники};$$

$$\operatorname{tg} \Psi_k = \frac{C_{mk}}{B_{mk}}; \quad \Psi_k \text{ – начальная фаза } k\text{-й гармоники}.$$

### 5.3. Представление несинусоидальных ЭДС, напряжений и токов рядами Фурье

Так как большинство периодических функций, с которыми имеют дело в электротехнике, условиям теоремы Дирихле удовлетворяют, то из этого следует, что периодические ЭДС, токи и напряжения можно представить рядами Фурье:

$$e(t) = E_0 + \sum_{k=1}^{\infty} E_{mk} \sin(k\omega_1 t + \Psi_{ek});$$

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \sin(k\omega_1 t + \Psi_{uk}); \quad (5.5)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega_1 t + \Psi_{ik}),$$

где  $E_0$ ,  $U_0$ ,  $I_0$  – постоянные составляющие;  $E_{mk}$ ,  $U_{mk}$ ,  $I_{mk}$  – амплитуды  $k$ -х гармоник;  $\Psi_{ek}$ ,  $\Psi_{nk}$ ,  $\Psi_{ik}$  – начальные фазы.

Примеры рядов Фурье для встречающихся на практике периодических несинусоидальных функций (рис. 5.3) приведены ниже.

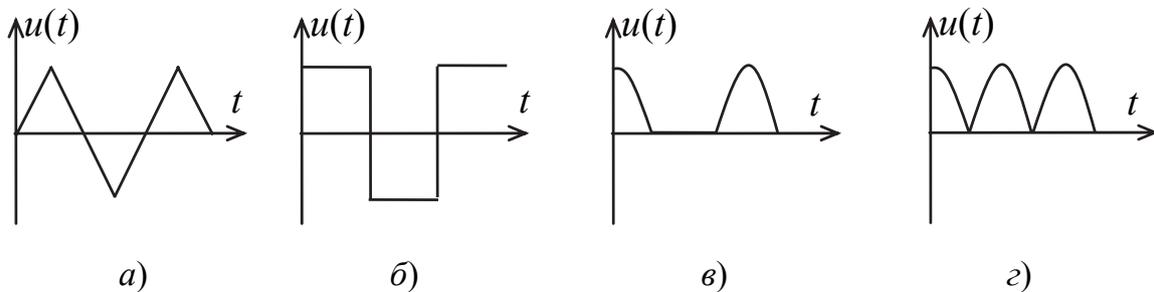


Рис. 5.3. Графики периодических несинусоидальных функций времени:

*a* – треугольные двухполярные; *б* – прямоугольные двухполярные; *в*, *г* – импульсы напряжения на выходе однополупериодного и двухполупериодного однофазного выпрямителя

Для рис. 5.3, *a*:

$$u(t) = \frac{8U_m}{\pi^2} \left[ \sin\omega_1 t - \frac{1}{9} \sin 3\omega_1 t + \frac{1}{25} \sin 5\omega_1 t - \frac{1}{49} \sin 7\omega_1 t + \dots + \frac{1}{k^2} \sin k\omega_1 t \right]. \quad (5.6)$$

Для рис. 5.3, б:

$$u(t) = \frac{4U_m}{\pi} \left[ \sin \omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t + \dots + \frac{1}{k} \sin k\omega_1 t \right]. \quad (5.7)$$

Для рис. 5.3, в (напряжение на выходе однополупериодного выпрямителя):

$$u(t) = \frac{U_m}{\pi} \left[ 1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega_1 t + \frac{2}{3} \cos 2\omega_1 t - \frac{2}{15} \cos 4\omega_1 t + \frac{2}{35} \cos 6\omega_1 t + \dots \right]. \quad (5.8)$$

Для рис. 5.3, г (напряжение на выходе двухполупериодного выпрямителя):

$$u(t) = \frac{2U_m}{\pi} \left[ 1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega_1 t - \frac{2}{15} \cos 4\omega_1 t + \frac{2}{35} \cos 6\omega_1 t + \dots \right]. \quad (5.9)$$

На практике кривые негармонических сигналов чаще всего наблюдают на экранах осциллографов. Эти кривые, как правило, не имеют геометрически правильной формы и их аналитические выражения  $F(t)$  бывают неизвестными. Разложение таких кривых в ряд Фурье производят графоаналитическим методом. При этом весь период  $T$  функции  $F(t)$  разбивают на  $n$  частей (четных) ( $n = 20$  или  $n = 36$ ), а вычисления величин  $A_0$ ,  $B_{mk}$ ,  $C_{mk}$  производят по приближенным формулам:

$$A_0 = \frac{1}{n} \sum_{p=1}^n U_p; \quad B_{mk} = \frac{2}{n} \sum_{p=1}^n U_p \sin k\omega_1 t; \quad C_{mk} = \frac{2}{n} \sum_{p=1}^n U_p \cos k\omega_1 t. \quad (5.10)$$

Отрезок  $\Delta t = \frac{T}{n}$  называется *интервалом дискретизации*. Значения функций  $\sin k\omega_1 t$  и  $\cos k\omega_1 t$  определяются при  $\omega_1 t = (p - 0,5) \cdot \Delta t$ , т. е. в середине каждого  $p$ -го интервала.

#### **5.4. Основные характеристики несинусоидальных периодических токов, напряжений и ЭДС**

На практике при расчетах и измерениях в электрических цепях с периодически изменяющимися токами и напряжениями любой формы в качестве одной из основных характеристик пользуются дей-

ствующим значением, которое определяется так же, как и для синусоидальных функций:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots}; \quad (5.11)$$

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}; \quad (5.12)$$

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt} = \sqrt{E_0^2 + E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots}. \quad (5.13)$$

Таким образом, действующее значение периодической несинусоидальной функции равно корню квадратному из суммы квадратов постоянной составляющей ( $I_0$ ,  $U_0$ ,  $E_0$ ) и действующих значений всех гармонических составляющих ( $I_k$ ,  $U_k$ ,  $E_k$ ).

Действующее значение несинусоидальной величины может быть измерено при помощи электроизмерительных приборов электромагнитной, электродинамической, тепловой и других систем.

Среднее по модулю значение определяется как среднее арифметическое значение модуля мгновенного значения за период

$$U_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt. \quad (5.14)$$

Эта величина измеряется при помощи магнитоэлектрического прибора с выпрямителем.

Постоянная составляющая тока  $I_0$ , напряжения  $U_0$  и ЭДС  $E_0$  измеряется при помощи магнитоэлектрического прибора.

Для оценки отклонения формы несинусоидальных кривых тока, напряжения и ЭДС от синусоиды пользуются коэффициентами формы кривой, искажения и амплитуды.

Коэффициент формы определяется как отношение действующего значения к его среднему по модулю значению:

$$K_{\text{ф}} = \frac{U}{U_{\text{cp}}}, \quad \text{или} \quad K_{\text{ф}} = \frac{I}{I_{\text{cp}}}. \quad (5.15)$$

Для синусоиды  $K_{\text{ф}} = 1,11$ .

*Коэффициент искажений* равен отношению действующего значения первой гармоники к действующему значению несинусоидальной функции:

$$K_{\text{иск}} = \frac{U_1}{U}, \quad \text{или} \quad K_{\text{иск}} = \frac{I_1}{I}. \quad (5.16)$$

*Коэффициент амплитуды* равен отношению амплитудного значения к действующему:

$$K_a = \frac{U_m}{U} \quad \text{или} \quad K_a = \frac{I_m}{I}. \quad (5.17)$$

Для синусоиды  $K_a = \sqrt{2}$ .

*Максимальное* (амплитудное) значение измеряют амплитудным вольтметром или осциллографом.

## **5.5. Расчет линейных электрических цепей при несинусоидальном токе**

Расчет выполняется методом наложения для каждой составляющей отдельно. Затем производится наложение мгновенных значений токов (напряжений) всех учитываемых гармонических составляющих и постоянной составляющей.

Для постоянной составляющей рассчитывается цепь постоянного тока методами, представленными в части 1. При этом учитывается, что индуктивное сопротивление  $k\omega_1 L = 0$ , а емкостное  $\frac{1}{k\omega_1 C} = \infty$ . Следовательно, участки с индуктивностью закорачиваются, а с емкостью – разрываются.

Расчет для каждой  $k$ -й гармоники производится с применением комплексных чисел (в символической форме), учитывая, что  $X_{Lk} = k\omega_1 L = kX_{L1}$  и что  $X_{ck} = \frac{1}{k\omega_1 C} = \frac{X_{c1}}{k}$ .

После выполнения расчетов токов во всех ветвях для каждой гармоники переходят к выражениям для мгновенных токов и записывают выражение для токов в ветвях в виде суммы постоянной составляющей и гармонических составляющих.

## Вопросы для самоконтроля

1. Объясните, как периодические несинусоидальные токи и напряжения могут быть представлены в виде ряда Фурье. Запишите постоянную составляющую и  $k$ -ю гармонику напряжения прямоугольной формы (рис. 5.3, б) при  $U_m = 10$  В,  $\omega_1 = \frac{3}{4}$  рад/с.

2. Определите действующее значение несинусоидального тока:

$$i = 5 + 3 \sin(\omega_1 t + 30^\circ) + 2 \sin(3\omega_1 t - 45^\circ) + 4 \sin(5\omega_1 t - 30^\circ) \text{ А.}$$

3. Определите значения  $U$ ,  $U_\phi$ ,  $k_\phi$ ,  $k_a$  для периодических несинусоидальных напряжений (рис. 5.3), воспользовавшись приведенными разложениями (ограничиваясь 3–4 слагаемыми).

4. Поясните методику расчета токов в ветвях линейной цепи (рис. 5.4) при несинусоидальном напряжении:  $U(t) = U_0 + U_{1m} \sin(\omega_1 t + \Psi_{U1}) + U_{2m} \sin(2\omega_1 t + \Psi_{U2}) + \dots$ , если параметры  $R$ ,  $L$ ,  $C$  заданы.

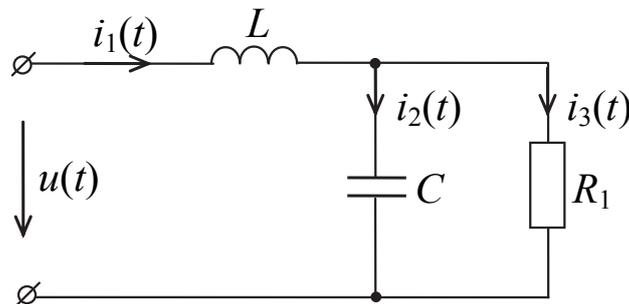


Рис. 5.4

5. Объясните принцип работы низкочастотного фильтра на примере электрической цепи на рис. 5.4. Указание: получите выражение для амплитуд гармонических составляющих напряжений на нагрузке по формуле  $U_{mkH} = I_{mk} X_{ck}$  при условии, что  $R_1 \gg X_{ck}$ .

(Ответ:  $U_{mkH} \approx \frac{U_{mk}}{k^2 \omega_1^2 LC}$ , где  $U_{mk}$  – амплитуда  $k$ -й гармоники напряжения на входе.)

# Глава 6. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

## 6.1. Общие понятия и определения

Изменения схемы соединений (включение и выключение отдельных участков цепи, подключение отдельных элементов), обрывы соединительных проводов или их замыкания называют *коммутациями*.

Следствием коммутаций является переход электрической цепи из одного устойчивого состояния в другое.

Процессы, происходящие в электрической цепи в период перехода из одного установившегося состояния в другое, называют *переходными процессами*.

Переходные процессы протекают не мгновенно, а в течение некоторого промежутка времени (как правило, это секунды, десятые и даже сотые доли секунды).

Возникновение переходных процессов объясняется тем, что каждому состоянию электрической цепи соответствует определенный запас энергии в электрических полях конденсаторов

$$\left( W_{\text{э}} = \frac{C u_C^2}{2} = \frac{Q u_C}{2} \right) \text{ и в магнитных полях катушек индуктивности } \left( W_{\text{м}} = \frac{\Psi i_L}{2} = \frac{L i_L^2}{2} \right).$$

Переход к новому режиму цепи связан с перераспределением этих энергий между реактивными элементами и с необратимым преобразованием энергии в резистивных элементах. Такие изменения не могут происходить мгновенно, т. е. скачком, так как для изменения энергии скачком необходима мощность  $P = \frac{dW}{dt} \rightarrow \infty$ , что лишено физического смысла – цепей бесконечной мощности не существует.

Во время переходного процесса токи в цепи и напряжения на элементах могут быть в несколько раз больше, чем в установившемся режиме и могут привести к аварии. Подбирая значения параметров отдельных элементов и применяя специальные схемы их подключения, можно ускорить или замедлить время переходного процесса, а также ограничить скачки тока и напряжения во время переходного процесса.

## 6.2. Законы коммутации. Начальные условия

Из закона сохранения энергии и требования конечного значения мгновенной мощности вытекает принцип непрерывности во времени потокосцепления  $\Psi$  и тока  $i$  в индуктивном элементе, а также электрического заряда  $Q$  и напряжения  $U_c$  на емкостном элементе.

Это означает, что в первое мгновение после коммутации ток в индуктивности равен току непосредственно перед коммутацией:

$$i_L(0+) = i_L(0-). \quad (6.1)$$

Напряжение на емкости в начальный момент времени после коммутации равно напряжению перед коммутацией:

$$u_c(0+) = u_c(0-). \quad (6.2)$$

Выражения (6.1) и (6.2) составляют два закона коммутации.

Следует, однако, отметить, что токи и напряжения на резистивных элементах, ток в емкостных элементах  $i_c = C \frac{du_c}{dt}$  и напряжения на индуктивных элементах  $u_L = L di / dt$  могут изменяться скачком.

Значения тока в индуктивности и напряжения на емкости в момент времени до коммутации называют *независимыми начальными условиями*. Если считать, что начало отсчета времени ( $t = 0$ ) совпадает с моментом мгновенной коммутации, и если обозначить значения потокосцепления и тока в индуктивности, заряда и напряжения на емкости непосредственно перед коммутацией соответственно:

$\Psi(0-)$  и  $i_L(0-)$ ,  $Q(0-)$  и  $u_c(0-)$ , а в начальный момент после коммутации через  $\Psi(0+)$  и  $i_L(0+)$ ,  $Q(0+)$  и  $u_c(0+)$ , то по законам коммутации

$$\begin{aligned} \Psi(0-) &= \Psi(0+) \quad \text{или} \quad i_L(0-) = i_L(0+); \\ Q(0-) &= Q(0+) \quad \text{или} \quad u_c(0-) = u_c(0+). \end{aligned} \quad (6.3)$$

Из законов коммутации (6.3) следует, что независимые начальные условия можно определить из расчета электрической цепи до коммутации. Если  $i_L(0-) = 0$  и  $u_c(0-) = 0$ , то такие условия называют *нулевыми независимыми начальными условиями*.

### 6.3. Классический метод расчета переходных процессов

Переходные процессы в электрических цепях описываются системой дифференциальных уравнений, составленных по законам Кирхгофа для мгновенных значений ЭДС  $e$ , токов  $i$  и напряжений  $u$ . Для простых цепей исключением всех переменных, кроме одной, эту систему можно свести к одному дифференциальному уравнению для искомой величины, порядок которого не выше числа реактивных элементов в цепи.

Решается такое обыкновенное линейное неоднородное дифференциальное уравнение классическим, операторным или спектральным методом. Наибольшее применение в электротехнике нашел классический метод.

Из математики известно, что общее решение линейного неоднородного дифференциального уравнения равно сумме частного решения неоднородного уравнения, найденного для установившегося после коммутации режима и общего решения однородного (без правой части) уравнения. Частное решение неоднородного уравнения называют *принужденной составляющей*, а общее решение однородного уравнения – *свободной составляющей решения*.

К примеру, для цепи с последовательным соединением  $R, L, C$ -элементов (рис. 6.1) согласно второму закону Кирхгофа для мгновенных значений

$$u_R + u_L + u_C = Ri + L \frac{di}{dt} + u_C = e. \quad (6.4)$$

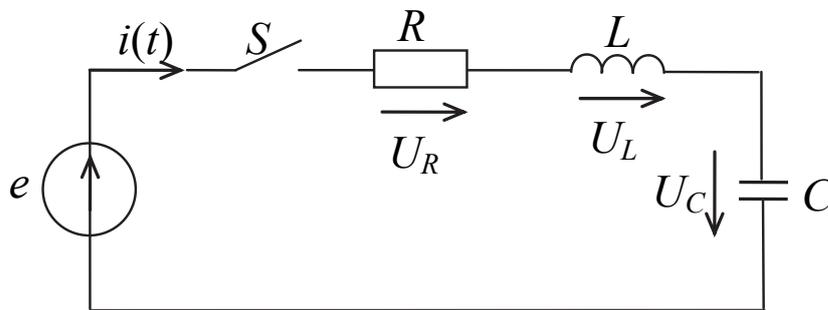


Рис. 6.1. Схема электрической цепи для иллюстрации методики расчета переходных процессов

Так как  $i_C = C \frac{du_C}{dt}$ , то

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = e. \quad (6.5)$$

Такого же вида уравнение можно получить, исключив  $u_C = \frac{1}{C} \int i dt$  из уравнения (6.4):

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = \frac{de}{dt}. \quad (6.6)$$

Решение уравнений (6.5) и (6.6) представляется в виде суммы установившейся (принужденной) и свободной составляющих:

$$u_C = u_{Cуст} + u_{Cсв}; \quad i = i_{уст} + i_{св}. \quad (6.7)$$

Частные решения  $u_{Cуст}$ ,  $i_{уст}$  неоднородных уравнений (6.5) и (6.6) определяются видом функции  $e(t)$  для цепи, образовавшейся после коммутации методами расчета цепей постоянного или переменного тока.

Общие решения однородных уравнений (для  $e(t) = 0$ ), т. е. свободные составляющие физически описывают процессы изменения энергии в реактивных элементах и содержат столько слагаемых, каков порядок однородного дифференциального уравнения.

Для примера, по рис. 6.1:

$$u_{св} = A'_1 e^{p_1 t} + A'_2 e^{p_2 t}; \quad (6.8)$$

$$i_{св} = A''_1 e^{p_1 t} + A''_2 e^{p_2 t}, \quad (6.9)$$

где  $p_1$ ,  $p_2$  – корни характеристического уравнения вида  $LCp^2 + RCp + 1 = 0$  для уравнения (6.5);  $Lp^2 + Rp + \frac{1}{C} = 0$  для уравнения (6.6).

Из этого примера следует, что характеристическое уравнение составляется заменами:  $u$  или  $i$  на единицу;  $\frac{du}{dt}$  или  $\frac{di}{dt}$  – на  $p$ ;  $\frac{d^2 u}{dt^2}$  или  $\frac{d^2 i}{dt^2}$  – на  $p^2$  и т. д.

Постоянные интегрирования  $A_1$ ,  $A_2$  определяются из начальных условий:

$$\left. \begin{aligned} u_C(0+) &= u_{C_{уст}}(0+) + u_{C_{св}}(0+); \\ i(0+) &= i_{уст}(0+) + i_{св}(0+), \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

с учетом известных связей:

$$i_{св} = C \frac{du_C}{dt} = Cp_1 A_1' e^{p_1 t} + Cp_2 A_2' e^{p_2 t}, \quad \text{т. е. } A_1'' = Cp_1 A_1' \quad \text{и} \quad A_2'' = Cp_2 A_2'.$$

Таким образом, классический метод заключается в составлении дифференциальных уравнений для цепи, полученной после коммутации, в нахождении общего решения в виде суммы установившейся и свободной составляющих, составлении и определении корней характеристического уравнения и постоянных интегрирования из начальных условий.

Важной характеристикой скорости изменения тока или напряжения при переходном процессе является постоянная интегрирования  $\tau$ . Для  $RC$ -цепи  $\tau = RC$ , а для  $RL$ -цепи  $\tau = \frac{L}{R}$ . Постоянная времени  $\tau$  измеряется в единицах времени, и для цепи с одним накопителем энергии  $\tau = \frac{1}{p}$ .

К моменту времени  $t = \tau$  свободная составляющая  $i_{св}$ ,  $u_{св}$  уменьшается в  $e = 2,718$  раз. К моменту времени  $t = (4-5)\tau$  переходной процесс практически заканчивается.

#### 6.4. Переходные процессы в цепи с конденсатором и резистором

Переходной процесс в цепи (рис. 6.2, а), возникающий после замыкания ключа  $S$ , описывается дифференциальным уравнением первого порядка, составленным по второму закону Кирхгофа с учетом того, что  $i_C = C \frac{du_C}{dt}$ ;

$$u_R + u_C = Ri + u_C = RC \frac{du_C}{dt} + u_C = e. \quad (6.11)$$

Общее решение этого уравнения имеет вид

$$u_C = u_{\text{уст}} + u_{\text{св}} = u_{\text{уст}} + Ae^{pt}, \quad (6.12)$$

где  $u_{\text{св}} = Ae^{pt}$  – свободная составляющая напряжения на конденсаторе;  $p = \frac{-1}{RC}$  – корень характеристического уравнения  $RCp + 1 = 0$ .

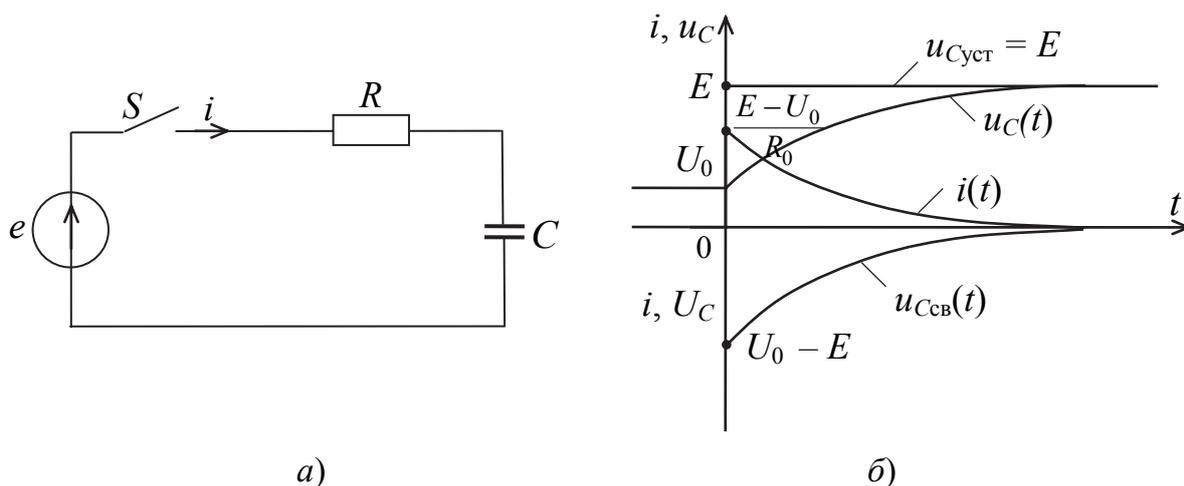


Рис. 6.2. Схема цепи с последовательным соединением  $R, C$ -элементов (а) и графики зависимости напряжений и токов от времени (б)

Установившаяся составляющая  $u_{\text{уст}}$  зависит от вида ЭДС  $e$  и схемы цепи после коммутации.

#### 6.4.1. Подключение $RC$ -цепи к источнику постоянной ЭДС $e = E = \text{const}$

По второму закону Кирхгофа для цепи на рис. 6.2, а  $Ri + u_C = E$ .

Постоянный ток в цепи с конденсатором (идеальным) равен нулю и, следовательно, в установившемся режиме  $i_{\text{уст}} = 0$ ,  $u_{\text{уст}} = E$ , т. е. согласно уравнению (6.12):

$$u_C = E + Ae^{\frac{-t}{\tau}}, \quad (6.13)$$

где  $\tau = RC$  – постоянная времени  $RC$ -цепи.

Если до коммутации (до замыкания ключа  $S$ ) конденсатор был заряжен до напряжения  $U_0 < E$ , т. е.  $u_C(0^-) = U_0$ , то при  $t = 0^+$  (непосредственно после коммутации) согласно второму закону коммута-

ции  $u_C(0+) = u_C(0-) = U_0$  и по уравнению (6.13)  $u_C(0+) = E + A = U_0$ , откуда  $A = U_0 - E$ . После подстановки в уравнение (6.13) получим:

$$u_C(t) = E - (E - U_0)e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (6.14)$$

ТОК В ЦЕПИ

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} = \frac{E - U_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (6.15)$$

Таким образом, напряжение на конденсаторе непрерывно нарастает от  $U_0$  до  $E$  по экспоненциальному закону, а ток  $i$  сначала увеличивается скачком от нулевого значения до  $i(0+) = (E - U_0)/R$ , а затем уменьшается по экспоненциальному закону и стремится к нулю (рис. 6.2, б).

#### 6.4.2. Разряд конденсатора через резистор

Если после зарядки конденсатора до напряжения  $u_C = E$  (рис. 6.3, а, б) переключатель  $S$  перевести в положение 2, т. е. отключить конденсатор от ЭДС  $E$  и подключить к резистору  $R$ , то начнется процесс разряда конденсатора.

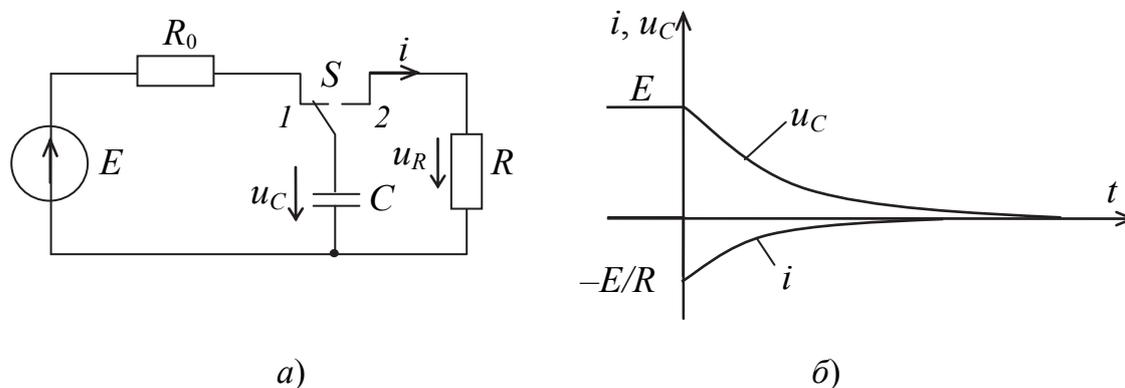


Рис. 6.3. Схема цепи (а) и графики зависимости от времени величин  $u_C$  и  $i$ , обусловленные переходными процессами при переключении переключателя  $S$  из положения 1 в положение 2 (б)

По второму закону Кирхгофа для цепи после коммутации  $u_C + Ri = 0$  или  $u_C + RC \frac{du_C}{dt} = 0$ , где учтено, что ток разряда направ-

лен противоположно току заряда через конденсатор. Так как в последнем уравнении правая часть равна нулю (уравнение однородное), то  $u_{Cуст} = 0$  и, следовательно,

$$u_C = u_{Cсв} = Ae^{pt} = Ae^{\frac{-t}{\tau}}, \quad (6.16)$$

где корень характеристического уравнения  $p = -\frac{1}{RC}$  и постоянная времени  $\tau = RC$ .

Постоянную интегрирования  $A$  определим с учетом начальных условий: при  $t = 0+$ ,  $u_C(0+) = u_C(0-) = E$  и по уравнению (6.16)  $u_C(0+) = A = E$ .

Подставив  $A$  в (6.16), получим:

$$u_C(t) = Ee^{-\frac{t}{\tau}}; \quad (6.17)$$

$$i = C \frac{du_C}{dt} = \frac{-E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (6.18)$$

Напряжение  $u_C$  на конденсаторе убывает во времени от  $E$  до нуля по экспоненте, а ток разряда вначале скачком возрастает от нуля до значения  $i(0+) = \frac{-E}{R}$ , а затем стремится к нулю по экспоненциальному закону (рис. 6.3, б).

## 6.5. Дифференцирующие и интегрирующие цепи

В схемах автоматики, в электронике, в измерительной технике нередко необходимо интегрировать и дифференцировать изменяющиеся величины. Эти операции можно выполнить при помощи  $RC$ -цепей.

Схема интегрирующей  $RC$ -цепи изображена на рис. 6.4, а. Если  $R \gg X_C$ , то  $u_{вх} \approx iR$ , или  $i \approx \frac{u_{вх}}{R}$ . Так как

$$u_{вых} = u_C = \frac{1}{C} \int i dt + A \approx \frac{1}{RC} \int u_{вх} dt + A, \quad (6.19)$$

то

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{1}{\tau} \int u_{\text{ВХ}} dt + A, \quad (6.20)$$

т. е. напряжение на выходе схемы (рис. 6.4, а) пропорционально интегралу от напряжения на ее входе, если длительность интервала интегрирования много меньше  $\tau$ .

Из условия  $R \gg X_C = \frac{1}{\omega C}$  следует, что интегрирование будет тем точнее, чем больше постоянная времени  $\tau$  по сравнению с периодом  $T$  ( $2\pi\tau \gg T$ ). Однако из уравнения (6.20) следует, что при увеличении  $\tau$  уменьшается величина выходного напряжения и для его увеличения приходится включать усилители.

Схема дифференцирующей цепи изображена на рис. 6.4, б.

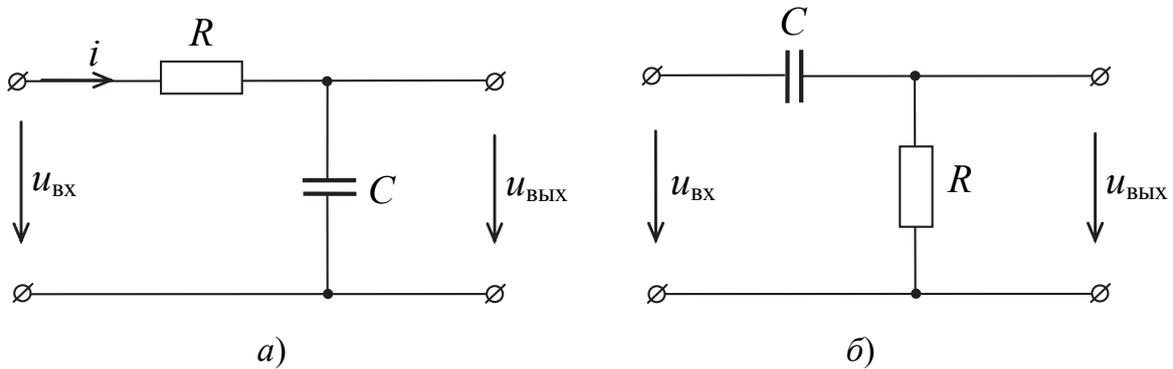


Рис. 6.4. Схемы интегрирующей (а) и дифференцирующей (б) RC-цепи

Как и в предыдущей цепи  $u_{\text{ВХ}} = Ri + u_C$ . В интервале времени, для которого  $Ri \ll u_C$ , можно считать, что  $u_{\text{ВХ}} \approx u_C$  и ток в цепи  $i = C \frac{du_C}{dt} \approx C \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}$ . Так как  $u_{\text{ВЫХ}} = Ri$ , то

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx RC \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt} = \tau \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}, \quad (6.21)$$

т. е.  $u_{\text{ВЫХ}}$  пропорционально производной напряжения на входе цепи, если длительность сигнала значительно больше  $\tau$ . При синусоидальном сигнале на входе необходимо выполнение условия  $U_R \ll U_C$  или

$RI \ll X_C I$ , т. е.  $R \ll X_C = \frac{1}{\omega C}$  или  $\omega RC \ll 1$  и  $2\pi\tau \ll T$ .

Дифференцирование будет тем точнее, чем меньше  $\tau$  по сравнению с периодом  $T$  входного напряжения. Однако из (6.21) следует, что при уменьшении  $\tau$  уменьшается значение выходного напряжения, и для его увеличения приходится включать усилители.

### Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение переходного процесса в электрической цепи. Укажите причины возникновения переходных процессов.
2. Сформулируйте законы коммутации.
3. Поясните суть классического метода расчета переходного процесса. Перечислите его этапы.
4. Что понимается под установившейся и свободной составляющими переходного процесса в электрической цепи?
5. Как составляется характеристическое уравнение и в каком виде записывается решение для свободной составляющей?
6. Как определяются постоянные интегрирования? Какие условия называются начальными?
7. Дайте определение постоянной времени и укажите, как она связана с длительностью переходного процесса.
8. Определите постоянную времени и длительность переходного процесса при включении последовательной  $RL$ -цепи на постоянное напряжение 10 В, если  $R = 100$  Ом,  $L = 0,1$  Гн.
9. Дайте определение дифференцирующей и интегрирующей  $RC$ -цепи. При каких параметрах (при каком значении постоянной времени  $\tau$ ) эти цепи являются дифференцирующими и при каких интегрирующими?
10. Чем отличается интегрирующая  $RC$ -цепь от дифференцирующей?
11. Приведите примеры практического применения дифференцирующих и интегрирующих цепей?

# Глава 7. ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ТРЕХФАЗНОГО СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

## 7.1. Предпосылки возникновения и причины широкого применения трехфазных электрических цепей в современной электроэнергетике

Трехфазная электрическая цепь является частным случаем многофазных цепей.

При этом под симметричной многофазной электрической цепью понимается совокупность электрических цепей, в которых действует несколько ЭДС одинаковой частоты и амплитуды, сдвинутых по фазе относительно друг друга на определенные углы.

Практическое применение нашли симметричные двенадцати- и шестифазные системы – в выпрямителях, двухфазные – в автоматике. Однако преимущественное распространение получила трехфазная система, для которой угол сдвига фаз между ЭДС равен  $120^\circ$ . Эта система повсеместно применяется в промышленности, сельском хозяйстве, при производстве и передаче энергии.

Такое широкое применение объясняется рядом преимуществ трехфазных систем относительно однофазных. К таким преимуществам относятся:

- меньший расход материала проводов при одинаковой мощности;
- высокие экономические показатели при передаче энергии;
- возможность получения кругового вращающегося магнитного поля;
- простота, надежность и экономичность генераторов и двигателей;
- возможность иметь у потребителя два напряжения разных значений, например 380 и 220 В.

Важнейшей предпосылкой разработки многофазных систем явилось открытие вращающегося магнитного поля (Г. Феррарис и Н. Тесла, 1888 г.).

В разработку трехфазных систем большой вклад внесли ученые и инженеры разных стран: серб Н. Тесла, русский М. О. Доливо-Добровольский, немец Хазельвандер, француз М. Депре, американец Ч. Бредли.

Наибольшая заслуга среди них принадлежит выдающемуся русскому электротехнику М. О. Доливо-Добровольскому, сумевшему придать своим разработкам практическую направленность, создавшему трехфазные асинхронные двигатели, трансформаторы, разработавшему трех- и четырехпроводные цепи и потому по праву считающемуся основоположником трехфазных цепей.

## 7.2. Элементы трехфазной электрической цепи. Обозначение фаз. Порядок чередования фаз. Способы соединения обмоток трехфазного генератора. Фазные и линейные напряжения

Трехфазная электрическая цепь синусоидального тока состоит из трех типов элементов: источника электрической энергии (трехфазного генератора), линии передачи электрической энергии (ЛЭП) и приемников электрической энергии.

Три одинаковые по частоте и амплитуде, сдвинутые по фазе относительно друг друга на  $120^\circ$  ЭДС получают с помощью трехфазных синхронных генераторов, устанавливаемых на электростанциях.

Простейший синхронный генератор (рис 7.1) имеет на статоре три одинаковые обмотки, сдвинутые в пространстве на угол  $120^\circ$  относительно друг друга.

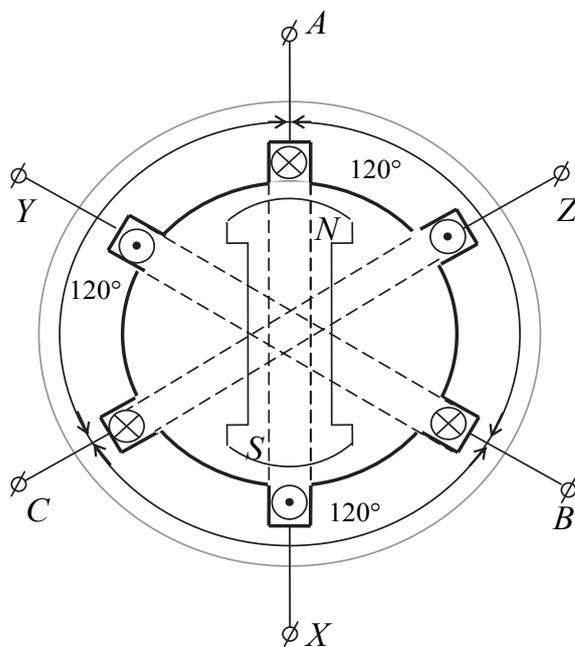


Рис. 7.1. Схема трехфазного синхронного генератора

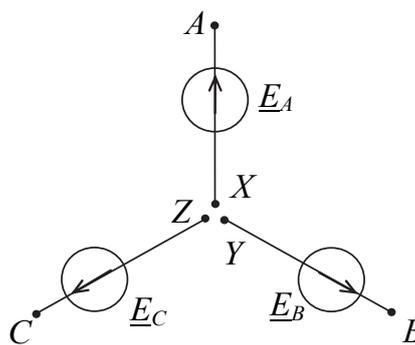


Рис. 7.2. Схема трехфазного синхронного генератора на схемах

При вращении ротора, выполненного в виде электромагнита (обмотка ротора, не показанная на рис. 7.1, включена в цепь постоянного тока), в обмотках статора индуцируются три синусоидальные ЭДС ( $e_A$ ,  $e_B$ ,  $e_C$ ) одинаковой частоты и с равными амплитудами, сдвинутые по фазе относительно друг друга на  $120^\circ$ .

Каждую из обмоток трехфазного генератора называют фазой трехфазного генератора.

Порядок, в котором ЭДС проходят через одинаковые значения во времени (например, через максимум), называют порядком следования или порядком чередования фаз. В странах бывшего СССР порядок чередования фаз установлен стандартом и обозначается *A-B-C*. Такой порядок или такая последовательность называется прямым порядком или прямой последовательностью. Последовательность фаз экспериментально определяется специальными приборами – фазоуказателями, а на распределительных устройствах шины имеют различную окраску: желтую – для фазы *A*, зеленую – для фазы *B* и красную – для фазы *C*.

Обратный порядок недопустим, так как при включении синхронных генераторов на параллельную работу это может привести к авариям, а у двигателей трехфазного тока – к обратному направлению вращения ротора.

На схемах замещения фазы трехфазного генератора обозначают по рис. 7.2.

Обмотки статора трехфазного генератора соединяют между собой звездой или треугольником (рис. 7.3), что позволяет экономить количество проводов при передаче электроэнергии по линиям электропередачи по сравнению с их количеством в несвязанной трехфазной системе.

При соединении фаз генератора звездой концы трех фаз соединяются в один общий узел, называемый нулевой или нейтральной точкой (нейтралью) генератора (точка *N* на рис. 7.3, *a*).

При соединении фаз генератора треугольником объединяются в одну точку начала и концы соответствующих фаз: *A* и *Z*, *B* и *X*, *C* и *Y* (рис. 7.3, *b*).

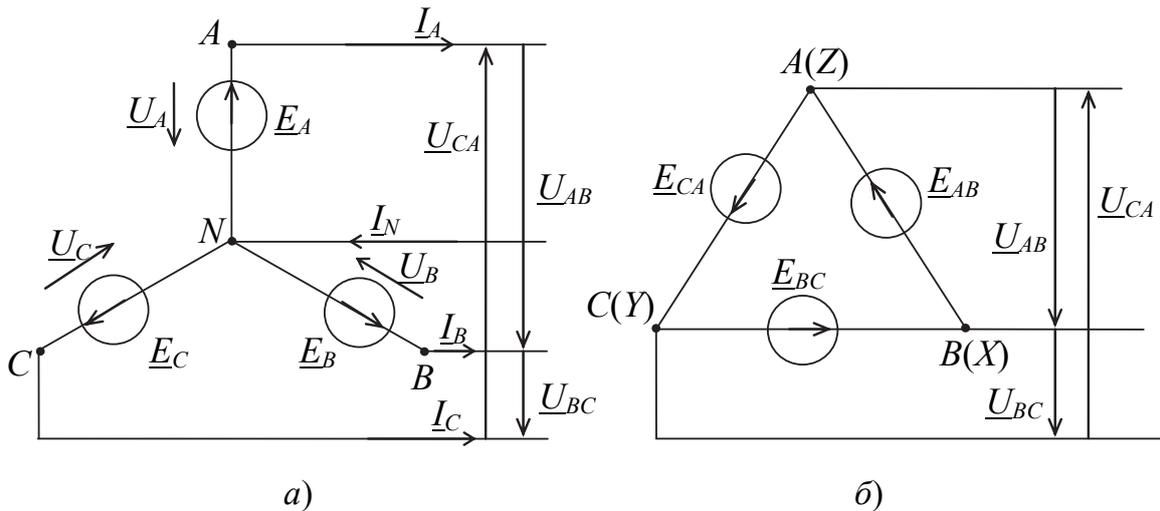


Рис. 7.3. Схемы соединения фаз генератора звездой (а) и треугольником (б)

Следует отметить, что статорные обмотки трехфазного генератора (либо вторичные обмотки понижающих трехфазных трансформаторов) предпочитают соединять между собой звездой, что обеспечивает наличие у потребителя двух разных напряжений: фазного ( $\underline{U}_A, \underline{U}_B, \underline{U}_C$ ) и линейного ( $\underline{U}_{AB}, \underline{U}_{BC}, \underline{U}_{CA}$ ).

При этом под фазным понимают напряжение между началом и концом каждой фазы, а под линейным – между началами любых двух фаз. Начало и конец каждой фазы трехфазного приемника обозначают аналогично выводом генератора, но малыми буквами  $a$  и  $x$ ,  $b$  и  $y$ ,  $c$  и  $z$ .

### 7.3. Способы представления трехфазной системы ЭДС

*Аналитическое представление.* Трехфазные генераторы конструируют так, чтобы при равномерном вращении ротора (индуктора) на выводах  $AX, BY$  и  $CZ$  каждой обмотки статора по закону электромагнитной индукции создавалась ЭДС, изменяющаяся во времени по синусоидальному закону  $e = E_m \sin(\omega t + \Psi_e)$ .

Если начальную фазу ЭДС  $e_A$  принять равной нулю, то мгновенные значения ЭДС можно записать так:

$$e_A = E_m \sin \omega t, \quad e_B = E_m \sin(\omega t - 120^\circ);$$

$$e_C = E_m \sin(\omega t - 240^\circ) = E_m \sin(\omega t + 120^\circ). \quad (7.1)$$

*Графическое представление.* Графики функций (7.1) приведены на рис. 7.4.

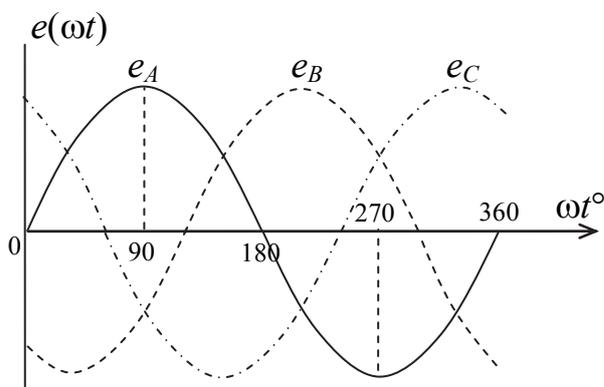


Рис. 7.4. Графики зависимости мгновенных значений фазных ЭДС трехфазного генератора от  $\varphi = \omega t$

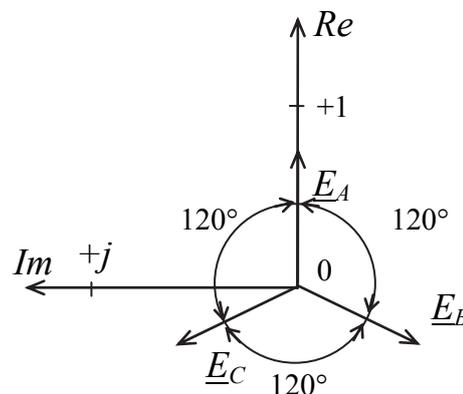


Рис. 7.5. Представление (задание) трехфазной системы ЭДС в векторной форме

*Представление в комплексной форме.* В комплексной (символической) форме выражениям (7.1) соответствуют комплексы действующих значений ЭДС:

$$\underline{E}_A = E e^{-j0^\circ} = E(1 + j0);$$

$$\underline{E}_B = E e^{-j120^\circ} = E \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right); \quad (7.2)$$

$$\underline{E}_C = E e^{j120^\circ} = E \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right).$$

*Представление векторами.* Так как комплексному числу соответствует вектор на комплексной плоскости, то трехфазная система ЭДС может быть задана в виде трех векторов (рис. 7.5) на комплексной плоскости.

## 7.4. Классификация и способы включения приемников в трехфазную цепь

Приемники, включаемые в трехфазную цепь, могут быть либо однофазными, либо трехфазными. К однофазным приемникам относятся электрические лампы накаливания, другие осветительные приборы,

различные бытовые приборы, однофазные двигатели. К трехфазным приемникам относятся трехфазные двигатели и индукционные печи.

Если комплексные сопротивления фаз трехфазных приемников равны между собой ( $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c = Z e^{j\varphi}$ ), то такие приемники называются симметричными, в противном случае – несимметричными. При этом, если  $Z_a = Z_b = Z_c$ , то трехфазный приемник называется равномерным, а если  $\varphi_a = \varphi_b = \varphi_c$ , то однородным.

Три однофазных приемника, включенные в трехфазную цепь, в зависимости от соотношения их сопротивлений могут быть эквивалентны как симметричному, так и несимметричному трехфазному приемнику.

Подобно фазам генераторов и обмоткам трехфазных трансформаторов, фазы трехфазных приемников, а также однофазные приемники могут включаться в трехфазную цепь по схеме звезды или треугольника. На рис. 7.6, а, б приведены схемы включения однофазных и трехфазных приемников, а на рис. 7.6, в, г – схемы замещения этих приемников.

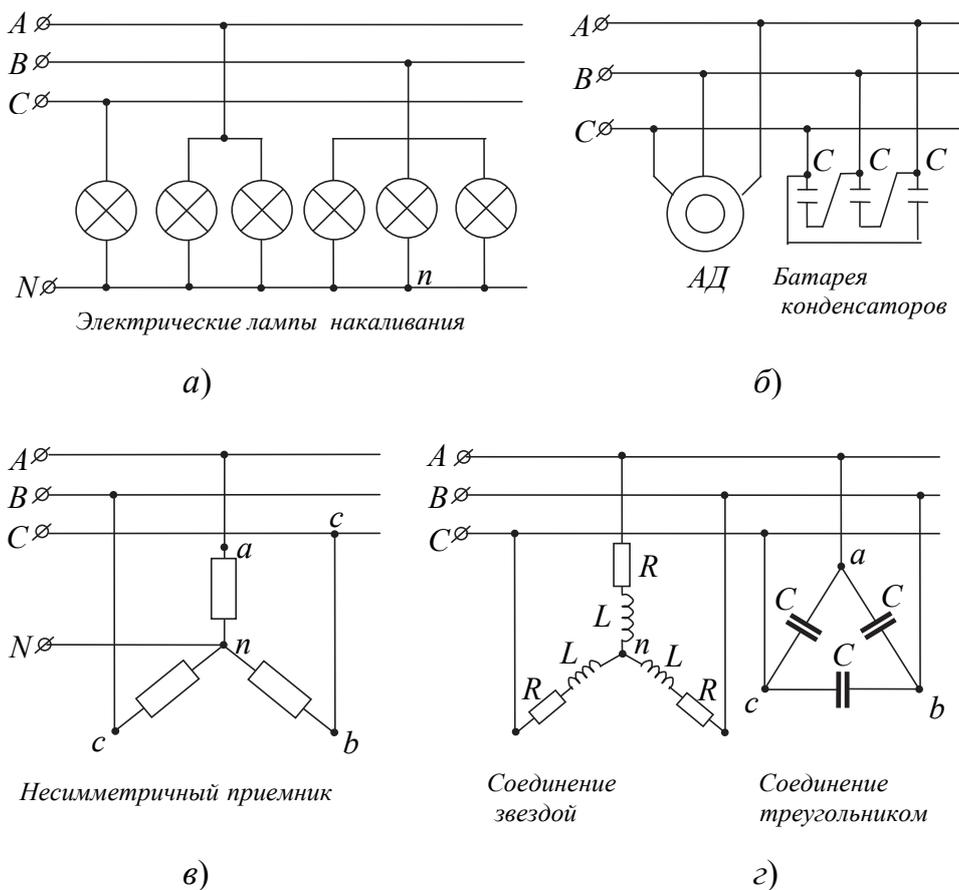


Рис. 7.6. Схемы включения однофазных и трехфазных приемников в трехфазную сеть (а, б) и их схемы замещения (в, г)

## 7.5. Схемы соединения трехфазных цепей. Условно-положительные направления электрических величин

Совокупность трехфазного генератора, трехфазной нагрузки и линии электропередачи называют трехфазной электрической цепью.

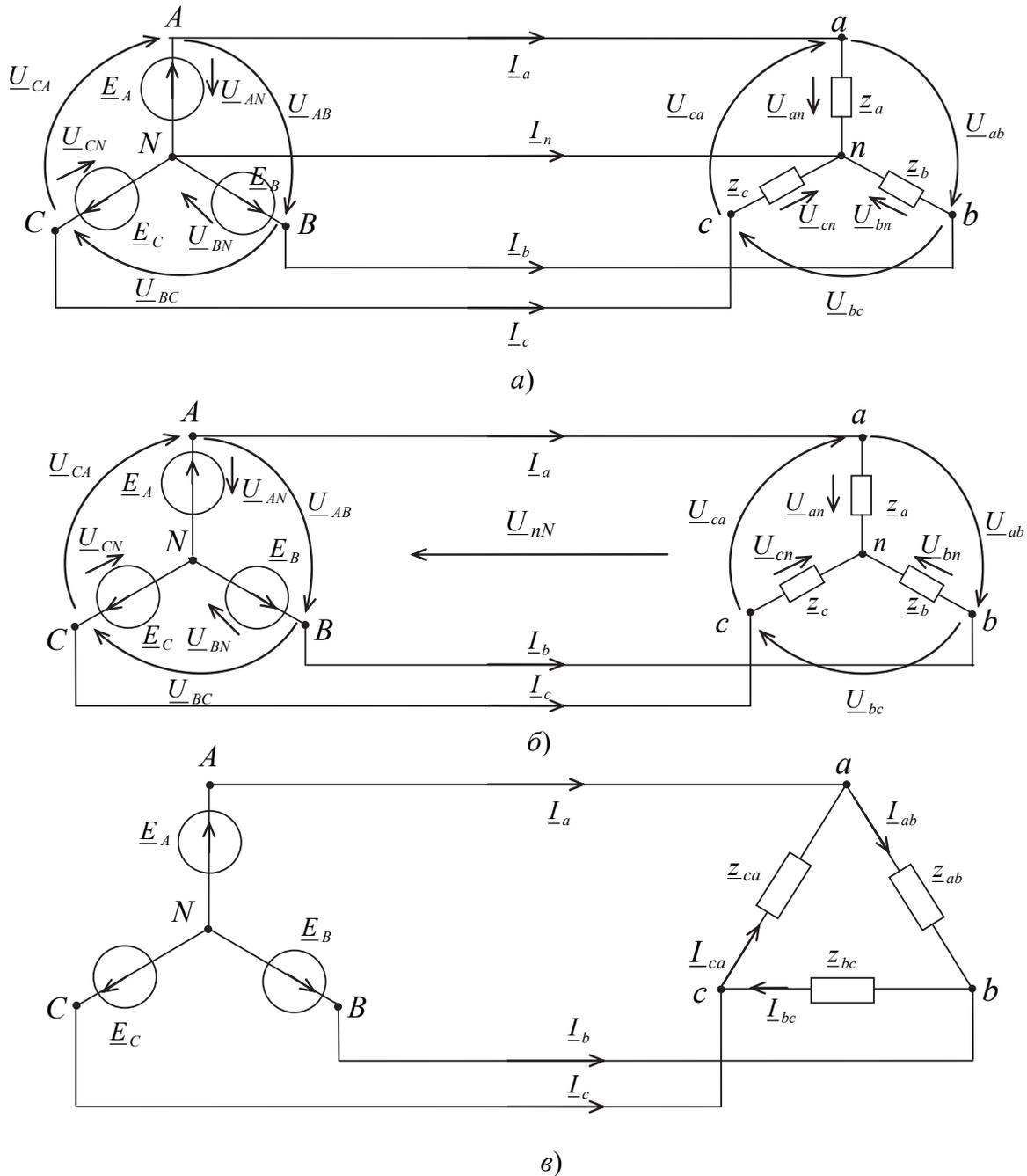


Рис. 7.7. Схемы соединения трехфазных цепей:  
 а – звезда-звезда с нейтральным проводом; б – звезда-звезда  
 без нейтрального провода; в – звезда-треугольник

Трехфазные цепи классифицируют по схеме соединения генератора и приемника. Если принять схему соединения фаз генератора – звезда, то в этом случае можно указать три схемы соединения (рис. 7.7, а–в).

Соединение звезда-звезда с нулевым проводом приведено на рис. 7.7, а, а без нейтрального провода – на рис. 7.7, б. Соединение звезда-треугольник приведено на рис. 7.7, в.

Провода, соединяющие точки  $A$  и  $a$ ,  $B$  и  $b$ ,  $C$  и  $c$ , называют линейными, а провод, соединяющий нулевые точки генератора и нагрузки в схеме рис. 7.7, а (точки  $N$  и  $n$ ), называется нулевым или нейтральным проводом.

Условно-положительные направления электрических величин (ЭДС, токов, напряжений) приведены на рис. 7.7.

Токи, протекающие в фазах генератора и нагрузки, называют фазными токами, в линейных проводах – линейными токами, а в нулевом проводе – током нейтрального провода.

Таким образом, режим работы трехфазной цепи характеризуется следующими величинами:

$\underline{I}_a, \underline{I}_b, \underline{I}_c$  – комплексные токи в линейных проводах (и в фазах для соединения звезда-звезда);

$\underline{I}_n$  – комплексный ток в нейтральном проводе (для соединения звезда-звезда с нулевым проводом);

$\underline{U}_{AB}, \underline{U}_{BC}, \underline{U}_{CA}$  – комплексные линейные напряжения генератора.

$\underline{U}_{AN} = \underline{U}_A; \underline{U}_{BN} = \underline{U}_B; \underline{U}_{CN} = \underline{U}_C$  – комплексные фазные напряжения генератора (для соединения звезда-звезда);

$\underline{U}_{an} = \underline{U}_a; \underline{U}_{bn} = \underline{U}_b; \underline{U}_{cn} = \underline{U}_c$  – комплексные фазные напряжения приемника (для соединения звезда-звезда);

$\underline{U}_{nN} = \underline{U}_n$  – комплексное напряжение между нейтральными точками генератора и приемника (в схеме звезда-звезда без нейтрального провода), или напряжение смещения нейтрали;

$\underline{Z}_a, \underline{Z}_b, \underline{Z}_c$  – комплексные сопротивления фаз приемника в схемах звезда-звезда;

$\underline{Z}_{ab}, \underline{Z}_{bc}, \underline{Z}_{ca}$  – комплексные сопротивления фаз приемника в схеме звезда-треугольник.

## 7.6. Векторные диаграммы. Соотношения между линейными и фазными напряжениями

Наглядное представление о токах, напряжениях и фазовых соотношениях между ними дают векторные диаграммы токов, совмещенные с топографическими диаграммами напряжений.

При одинаковой схеме соединения фаз генератора и фаз трехфазного приемника и при отсутствии в линейных проводах сопротивлений (если можно пренебречь сопротивлением проводов), диаграмма напряжения приемника совпадает с диаграммой напряжения генератора.

При соединении фазных ЭДС трехфазного генератора звездой (рис. 7.7, а, б), комплексные действующие фазные напряжения этого генератора равны:

$$\underline{U}_{AN} = \underline{U}_A = U_\phi e^{j0^\circ} = U_\phi; \quad \underline{U}_{BN} = \underline{U}_B = U_\phi e^{-j120^\circ}; \quad \underline{U}_{CN} = \underline{U}_C = U_\phi e^{j120^\circ}. \quad (7.3)$$

При этом комплексные действующие линейные напряжения определяются по второму закону Кирхгофа (рис. 7.7) и равны:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{AB} &= \underline{U}_A - \underline{U}_B = U_\phi (1 - e^{-j120^\circ}) = U_\phi \left(1 + \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = \\ &= \sqrt{3}U_\phi \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2}\right) = \sqrt{3}U_\phi e^{j30^\circ}; \\ \underline{U}_{BC} &= \underline{U}_B - \underline{U}_C = U_\phi (e^{-j120^\circ} - je^{j120^\circ}) = U_\phi \left(\frac{-1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = \\ &= -jU_\phi \sqrt{3} = \sqrt{3}U_\phi e^{-j90^\circ}; \\ \underline{U}_{CA} &= \underline{U}_C - \underline{U}_A = U_\phi (e^{j120^\circ} - 1) = U_\phi \left(\frac{-1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} - 1\right) = \\ &= \sqrt{3}U_\phi \left(\frac{-\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2}\right) = \sqrt{3}U_\phi e^{j150^\circ}. \end{aligned} \right\} \quad (7.4)$$

Из сравнения (7.3) и (7.4) следует, что для симметричной трехфазной системы ЭДС действующее значение линейного напряжения в  $\sqrt{3}$  больше фазного, т. е.

$$U_{\text{л}} = \sqrt{3}U_\phi. \quad (7.5)$$

Такое соотношение можно получить и из векторной диаграммы (рис. 7.8), так как  $\frac{U_{\text{л}}}{2} = U_{\text{ф}} \cos 30^\circ$ , или  $U_{\text{л}} = 2U_{\text{ф}} \frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{3}U_{\text{ф}}$ .

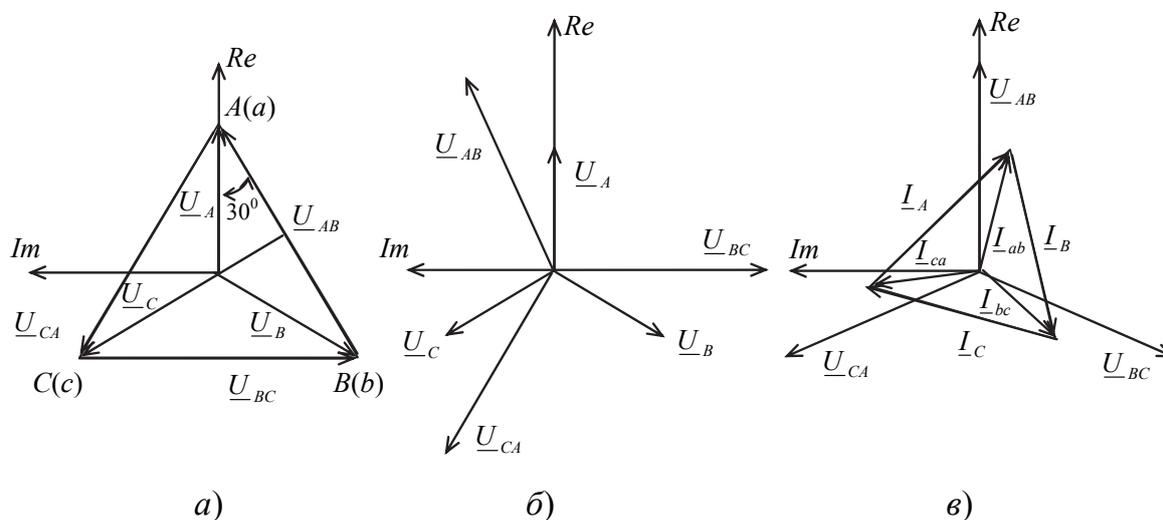


Рис. 7.8. Векторные диаграммы, иллюстрирующие соотношения между фазными и линейными напряжениями и токами

Из схем, приведенных на рис. 7.7, а, б, следует, что токи в линейных проводах одновременно являются токами в фазах:

$$\underline{I}_{\text{л}} = \underline{I}_{\text{ф}}. \quad (7.6)$$

Выражения (7.4) для действующих комплексных линейных напряжений можно записать, используя векторную диаграмму (рис. 7.8, б). Переход от рис. 7.8, а к рис. 7.8, б выполнен плоско-параллельным переносом векторов в начало координат.

При соединении фаз приемника треугольником (рис. 7.7, в) фазное напряжение приемника равно линейному напряжению источника

$$\underline{U}_{\text{ф}} = \underline{U}_{\text{л}}. \quad (7.7)$$

Если приемник симметричный ( $\underline{Z}_{ab} = \underline{Z}_{cb} = \underline{Z}_{ca}$ ), то векторы фазных токов  $\underline{I}_{ab}$ ,  $\underline{I}_{cb}$ ,  $\underline{I}_{ca}$  образуют симметричную систему векторов, т. е. значения фазных токов и сдвиги фаз между токами и соответствующими фазными напряжениями будут одинаковыми (рис. 7.8, в). Из этой диаграммы следует, что

$$I_{\text{л}} = \sqrt{3}I_{\text{ф}}. \quad (7.8)$$

Вследствие пренебрежения сопротивлениями линейных проводов, напряжения приемника равны:

$$\begin{aligned}\underline{U}_{ab} &= \underline{U}_{AB} = U_{\text{л}} e^{j30^\circ}; \\ \underline{U}_{bc} &= \underline{U}_{BC} = U_{\text{л}} e^{-j90^\circ}; \\ \underline{U}_{ca} &= \underline{U}_{CA} = U_{\text{л}} e^{j150^\circ}.\end{aligned}\tag{7.9}$$

Выражение (7.8.) можно также получить аналитически.

Для симметричной нагрузки  $\varphi_{ab} = \varphi_{bc} = \varphi_{ca} = \varphi$ . Тогда, с учетом (7.9), можно записать комплексные фазные токи в виде:

$$I_{ab} = I_{\phi} e^{j(30^\circ - \varphi)}; \quad I_{bc} = I_{\phi} e^{-j(90^\circ + \varphi)}; \quad I_{ca} = I_{\phi} e^{j(150^\circ - \varphi)}.$$

По первому закону Кирхгофа для точек  $a, b, c$  (рис. 7.7, в) получим:

$$\begin{aligned}\underline{I}_A &= \underline{I}_{ab} - \underline{I}_{ca} = I_{\phi} e^{j(30^\circ - \varphi)} (1 - e^{j120^\circ}) = \\ &= \sqrt{3} I_{\phi} e^{j(30^\circ - \varphi)} e^{-j30^\circ} = I_{\text{л}} e^{-j\varphi}; \\ \underline{I}_B &= \underline{I}_{bc} - \underline{I}_{ab} = I_{\phi} e^{-j(90^\circ + \varphi)} (1 - e^{j120^\circ}) = \\ &= \sqrt{3} I_{\phi} e^{-j(90^\circ + \varphi)} e^{-j30^\circ} = I_{\text{л}} e^{-j(120^\circ + \varphi)}; \\ \underline{I}_C &= \underline{I}_{ca} - \underline{I}_{bc} = I_{\phi} e^{j(150^\circ - \varphi)} (1 - e^{j120^\circ}) = \\ &= \sqrt{3} I_{\phi} e^{j(150^\circ - \varphi)} e^{-j30^\circ} = I_{\text{л}} e^{j(120^\circ - \varphi)}.\end{aligned}\tag{7.10}$$

Таким образом,  $I_{\text{л}} = \sqrt{3} I_{\phi}$ .

Векторы токов при совмещении их с топографическими диаграммами напряжений строятся с учетом углов сдвига фаз относительно соответствующих фазных напряжений (7.9). Топографическая диаграмма при соединении треугольником приведена на рис. 7.8, в.

## 7.7. Режимы работы трехфазной цепи

При расчете трехфазных цепей предполагают, что в них действует симметричная трехфазная система ЭДС (напряжений), снимаемая чаще всего со вторичной обмотки трехфазного понижающего трансформатора, соединенной по схеме четырехпроводной звезды (рис. 7.7, а).

При инженерных расчетах, как правило, не учитывают влияние внутренних параметров генератора (или понижающей обмотки трансформатора), питающего приемник, при этом принимают:

$$\underline{U}_A = \underline{E}_A; \quad \underline{U}_B = \underline{E}_B; \quad \underline{U}_C = \underline{E}_C. \quad (7.11)$$

При небольшой длине линии электропередачи, соединяющей генератор (трансформатор) с приемником, не учитывают сопротивление соединительных проводов ( $Z_{\text{пр}} = 0$ ,  $\Delta U = 0$ ), и потому:

– для схемы звезда-звезда с нулевым проводом (рис. 7.7, а):

$$\underline{U}_a = \underline{U}_A; \quad \underline{U}_b = \underline{U}_B; \quad \underline{U}_c = \underline{U}_C; \quad \underline{U}_{nN} = \varphi_n - \varphi_N = 0, \quad (7.12)$$

(точки  $A$  и  $a$ ,  $B$  и  $b$ ,  $C$  и  $c$ ,  $N$  и  $n$  на топографической диаграмме совпадают);

– для схемы звезда-звезда без нейтрального провода (рис. 7.7, б):

$$\underline{U}_a = \underline{U}_A - \underline{U}_{nN}; \quad \underline{U}_b = \underline{U}_B - \underline{U}_{nN}; \quad \underline{U}_c = \underline{U}_C - \underline{U}_{nN}; \quad (7.13)$$

$$\underline{U}_{nN} = \frac{\underline{U}_A \underline{Y}_a + \underline{U}_B \underline{Y}_b + \underline{U}_C \underline{Y}_c}{\underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c}, \quad (7.14)^*$$

где  $\underline{Y}_a$ ,  $\underline{Y}_b$ ,  $\underline{Y}_c$  – комплексные проводимости фаз приемника (точки  $A$  и  $a$ ,  $B$  и  $b$ ,  $C$  и  $c$  на диаграмме совпадают, а точка  $n$  в случае несимметричного приемника смещена относительно точки  $N$ , так как  $\varphi_n \neq \varphi_N$ );

– для схемы звезда-треугольник (рис. 7.7, в):

$$\underline{U}_{ab} = \underline{U}_{AB}; \quad \underline{U}_{bc} = \underline{U}_{BC}; \quad \underline{U}_{ca} = \underline{U}_{CA} \quad (7.15)$$

(точки  $A$  и  $a$ ,  $B$  и  $b$ ,  $C$  и  $c$  на диаграмме совпадают, а точка  $n$  – отсутствует).

---

\*Соотношение (7.14) записывается в соответствии с методом межузлового напряжения.

В соответствии с классификацией электроприемников, приведенной в § 7.4, режимы работы трехфазной цепи делятся на симметричные и несимметричные.

Симметричный режим трехфазной цепи – это режим работы, при котором трехфазные системы напряжений и токов симметричные.

Во всех случаях, когда к трехфазной симметричной системе ЭДС присоединена несимметричная нагрузка, а также в случае симметричной нагрузки, но при обрыве проводов или при коротком замыкании хотя бы одной из фаз имеет место несимметричный режим работы трехфазной цепи.

## 7.8. Расчет трехфазных цепей

При *соединении звезда-звезда с нулевым проводом* (рис. 7.7, а) режим каждой фазы не зависит от режима двух других фаз. Токи в фазах и линейных проводах рассчитываются по закону Ома в комплексной форме:

$$\underline{I}_a = \frac{\underline{U}_a}{\underline{Z}_a}; \quad \underline{I}_b = \frac{\underline{U}_b}{\underline{Z}_b}; \quad \underline{I}_c = \frac{\underline{U}_c}{\underline{Z}_c}. \quad (7.16)$$

$$\underline{U}_a = U_\phi; \quad \underline{U}_b = U_\phi e^{-j120^\circ}; \quad \underline{U}_c = U_\phi e^{j120^\circ};$$

$$\underline{Z}_a = R_a + jX_a; \quad \underline{Z}_b = R_b + jX_b; \quad \underline{Z}_c = R_c + jX_c.$$

Ток в нейтральном проводе  $\underline{I}_n$  определяется в соответствии с первым законом Кирхгофа для узла  $n$ :

$$\underline{I}_n = -(\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c). \quad (7.17)$$

При симметричной нагрузке, когда  $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c = Z_\phi e^{j\varphi}$ , токи в фазах имеют одинаковое значение и сдвинуты по фазе относительно соответствующих фазных напряжений на один и тот же угол  $\varphi$ , и следовательно,

$$\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = \underline{I}_n = 0. \quad (7.18)$$

Нейтральный провод в этой схеме обеспечивает сохранение симметрии фазных напряжений (так как  $\varphi_n = \varphi_N$  и  $U_{nN} = 0$ ).

При *соединении звезда-звезда без нулевого провода* (рис. 7.7, б) и симметричной нагрузке расчет токов не отличается от расчета в предыдущей схеме.

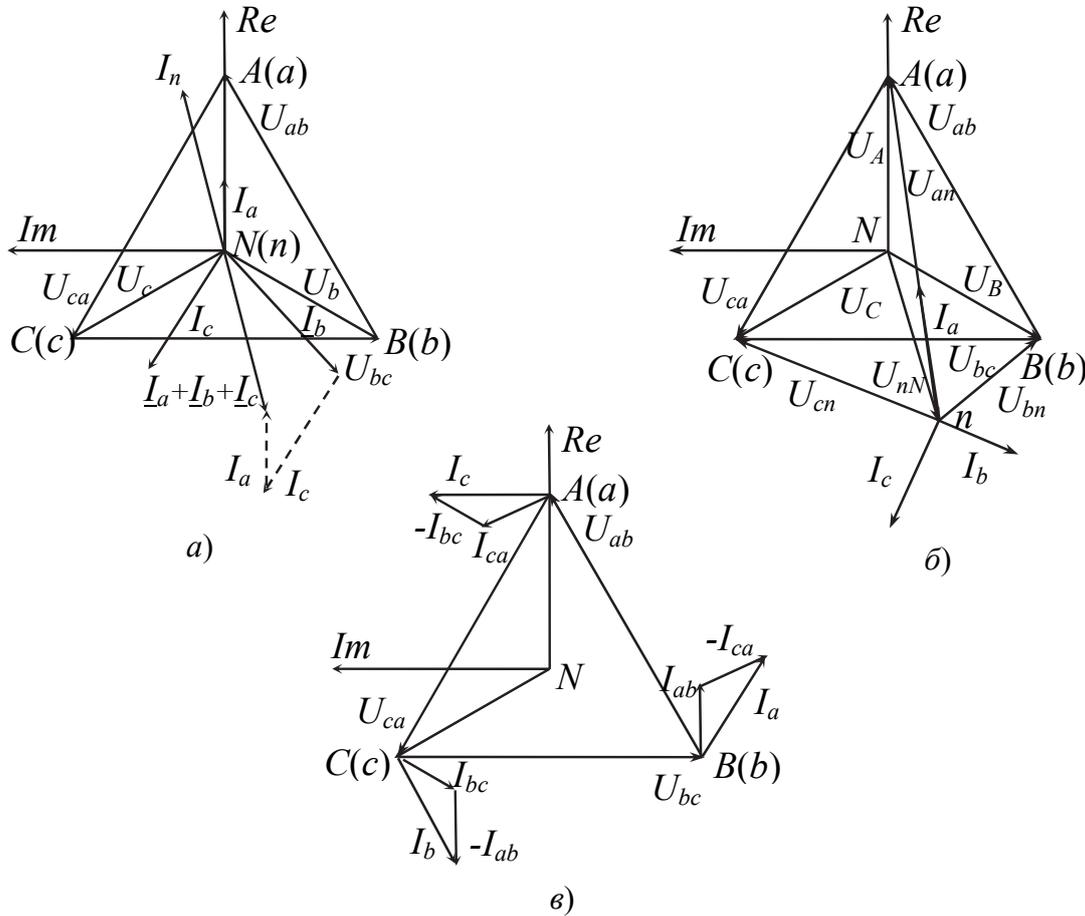


Рис. 7.9. Топографические диаграммы напряжений, совмещенные с диаграммой токов:

- a* – при соединении звезда-звезда с нулевым проводом и несимметричной нагрузке;
- б* – при соединении звезда-звезда без нейтрального провода и несимметричной нагрузке;
- в* – при соединении звезда-треугольник и симметричной нагрузке

Если нагрузка несимметричная, то в случае генератора большой мощности линейные напряжения не изменяются ( $\underline{U}_{ab} = \underline{U}_{AB}$ ,  $\underline{U}_{bc} = \underline{U}_{BC}$ ,  $\underline{U}_{ca} = \underline{U}_{CA}$ ), но потенциал нейтральной точки приемника уже не будет равен нулю и определяется методом двух узлов по (7.14), и потому фазные напряжения приемника не равны фазным напряжениям генератора и определяются по второму закону Кирхгофа выражениями (7.13), а токи в фазах равны:

$$\underline{I}_a = \underline{U}_a \underline{Y}_a; \quad \underline{I}_b = \underline{U}_b \underline{Y}_b; \quad \underline{I}_c = \underline{U}_c \underline{Y}_c. \quad (7.19)$$

Топографическая диаграмма напряжений, совмещенная с диаграммой токов для этого соединения, приведена на рис. 7.9, б и соответствует следующим исходным данным:

$$U_{\text{л}} = 220 \text{ В}, R_a = 10 \text{ Ом}, X_a = 0, R_b = 5 \text{ Ом},$$

$$X_b = 8,66 \text{ Ом}, R_c = 0, X_c = -10 \text{ Ом}.$$

При *соединении звезда-треугольник* (рис. 7.7, в) каждая фаза приемника включена на линейное напряжение (7.9), а токи в фазах рассчитываются по закону Ома:

$$\underline{I}_{ab} = \frac{\underline{U}_{ab}}{\underline{Z}_{ab}}; \quad \underline{I}_{bc} = \frac{\underline{U}_{bc}}{\underline{Z}_{bc}}; \quad \underline{I}_{ca} = \frac{\underline{U}_{ca}}{\underline{Z}_{ca}}. \quad (7.20)$$

Токи в линейных проводах определяются по выражениям (7.10) из первого закона Кирхгофа для узлов  $a, b, c$ .

Векторную диаграмму токов, совмещенную с топографической диаграммой напряжений (рис. 7.9, в) строят на комплексной плоскости, начиная с построения равностороннего треугольника напряжений  $\underline{U}_{ab}, \underline{U}_{bc}, \underline{U}_{ca}$ . Затем строятся векторы фазных токов  $\underline{I}_{ab}, \underline{I}_{bc}, \underline{I}_{ca}$  из точек  $b, c$  и  $a$  (из начала  $\underline{U}_{ab}, \underline{U}_{bc}$  и  $\underline{U}_{ca}$  соответственно), а векторы линейных токов строятся в соответствии с выражениями (7.10).

## 7.9. Мощность в трехфазной цепи

Трехфазная цепь представляет собой совокупность трех однофазных цепей, поэтому активная и реактивная мощность такой цепи равна сумме мощностей отдельных фаз.

Активная мощность в трехфазной цепи:

$$P = \begin{cases} P_a + P_b + P_c & \text{— при соединении фаз приемника звездой;} \\ P_{ab} + P_{bc} + P_{ca} & \text{— при соединении фаз приемника треугольником.} \end{cases}$$

Активная мощность каждой фазы рассчитывается так же, как и для однофазного приемника:

$$P_{\phi} = U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi_{\phi} = R_{\phi} I_{\phi}^2.$$

Реактивная мощность в трехфазной цепи:

$$Q = \begin{cases} Q_a + Q_b + Q_c & \text{— для звезды;} \\ Q_{ab} + Q_{bc} + Q_{ca} & \text{— для треугольника.} \end{cases}$$

Реактивная мощность каждой фазы рассчитывается так же, как и для однофазного приемника:

$$Q_{\phi} = U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi_{\phi} = X_{\phi} I_{\phi}^2.$$

Полная мощность в трехфазной цепи  $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ .

Мощность, потребляемая трехфазным приемником, может быть определена в комплексной форме:

$$\underline{S} = P + jQ = \begin{cases} \underline{S}_a + \underline{S}_b + \underline{S}_c = \underline{U}_a \underline{I}_a^* + \underline{U}_b \underline{I}_b^* + \underline{U}_c \underline{I}_c^* = \\ = (P_a + P_b + P_c) + j(Q_a + Q_b + Q_c) & \text{— для звезды;} \\ \underline{S}_{ab} + \underline{S}_{bc} + \underline{S}_{ca} = \underline{U}_{ab} \underline{I}_{ab}^* + \underline{U}_{bc} \underline{I}_{bc}^* + \underline{U}_{ca} \underline{I}_{ca}^* = \\ = (P_{ab} + P_{bc} + P_{ca}) + j(Q_{ab} + Q_{bc} + Q_{ca}) & \text{— для треугольника.} \end{cases}$$

При симметричной нагрузке мощность всех фаз одинакова, поэтому:

$$P = 3P_{\phi} = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi_{\phi}; \quad Q = 3Q_{\phi} = 3U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi_{\phi}; \quad S = 3S_{\phi} = 3U_{\phi} I_{\phi}.$$

Мощности при симметричной нагрузке могут быть выражены и через линейные напряжения. При соединении фаз приемника звездой

$$U_{\phi} = \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}}, \quad I_{\phi} = I_{\text{л}},$$

поэтому

$$P = 3 \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}} I_{\text{л}} \cos \varphi_{\phi} = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi_{\phi}; \quad Q = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi_{\phi}, \quad S = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}}.$$

При соединении фаз приемника треугольником:

$$U_{\phi} = U_{\text{л}}; \quad I_{\phi} = \frac{I_{\text{л}}}{\sqrt{3}},$$

поэтому

$$P = 3 \frac{I_{\text{л}}}{\sqrt{3}} U_{\text{л}} \cos \varphi_{\phi} = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi_{\phi}; \quad Q = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi_{\phi}, \quad S = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}}.$$

Таким образом, при симметричной нагрузке формулы мощности, независимо от схемы соединения приемников, одинаковы.

Правильность расчета токов в трехфазной цепи можно проверить, как и в однофазной цепи, составлением баланса мощностей:

$$\underline{S}_{\text{ист}} = \underline{S}_{\text{пр}}.$$

Комплексную мощность трехфазного генератора для принятой нами схемы соединения звездой можно рассчитать по соотношению

$$\underline{S}_{\text{ист}} = \underline{U}_A \underline{I}_a^* + \underline{U}_B \underline{I}_b^* + \underline{U}_C \underline{I}_c^*,$$

где  $\underline{U}_A$ ,  $\underline{U}_B$  и  $\underline{U}_C$  определяются по соотношениям (7.3).

Комплексную мощность трехфазного приемника определяют по соотношениям:

$$\underline{S}_{\text{пр}} = \begin{cases} \underline{Z}_a I_a^2 + \underline{Z}_b I_b^2 + \underline{Z}_c I_c^2 - & \text{для звезды;} \\ \underline{Z}_{ab} I_{ab}^2 + \underline{Z}_{bc} I_{bc}^2 + \underline{Z}_{ca} I_{ca}^2 - & \text{для треугольника.} \end{cases}$$

## 7.10. Техника безопасности при эксплуатации трехфазных установок

Трехфазные цепи являются основными цепями в системе электроснабжения, поэтому при их эксплуатации должны обеспечиваться и соблюдаться соответствующие меры безопасности, исключающие возможность поражения человека электрическим током. Для этого токоведущие части электроустановок и отдельных электрических аппаратов должны быть надежно изолированы и снабжены специальными защитными устройствами, а персонал должен быть обучен безопасным методам работы.

подавляющее большинство электротравм происходит в случае прикосновения к токоведущим частям, находящимся под напряжением, либо к нетоковедущим частям электрических установок при пробое их изоляции.

Для исключения возможности поражения применяется защитное заземление и зануление.

*Защитным заземлением* называется преднамеренное соединение с землей металлических нетоковедущих частей электроустановок, которые могут оказаться под напряжением вследствие замыкания фазы на корпус или по другим причинам. В большинстве случаев для защитного заземления все металлические части электрических установок (корпуса электродвигателей, станки, кожухи электрических аппаратов и др.) надежно, при помощи труб, стальных уголков, полос заземляются. В этом случае человек при прикосновении к нетоковедущим металлическим частям оказывается включенным параллельно защитному заземлению, сопротивление которого мало (менее 4-х Ом) и напряжение, приложенное к человеку, становится безопасным.

*Защитным занулением* называется преднамеренное электрическое соединение с нулевым защитным проводником металлических нетоковедущих частей, которые могут оказаться под напряжением. Защитное зануление применяется в четырехпроводных трехфазных сетях с заземленной нейтральной точкой источника питания, при напряжениях до 1000 В.

В качестве нулевого защитного проводника часто применяется нулевой провод сети. В случае пробоя на корпус фазный и нейтральный провода оказываются замкнутыми накоротко, возникающий при этом ток короткого замыкания вызывает перегорание плавких предохранителей или срабатывание автоматических выключателей, а поврежденная установка отключается от сети.

Согласно правилам устройства электроустановок (ПУЭ) в сетях с напряжением 380/220 В рекомендуется использовать также устройства защитного отключения электроустановок (независимо от того заземлены они или нет), оказавшихся в результате аварии под напряжением.

### **Вопросы для самоконтроля**

1. Запишите выражения для комплексных фазных и линейных напряжений генератора при соединении обмоток генератора звездой.

2. Начертите схему трехфазной цепи (звезда-звезда с нулевым проводом) и запишите формулы для расчета токов в этой цепи.

3. Объясните назначение нейтрального провода.

4. К симметричной трехфазной линии с линейным напряжением  $U_{\text{л}} = 380$  В подключены три одинаковых приемника, соединенных звездой с нейтральным проводом. Активное и реактивное сопротивления каждого приемника равны  $R_{\phi} = 3$  Ом;  $X_{\phi} = -4$  Ом. Определите токи в фазных и нейтральном проводах. Постройте топографическую диаграмму напряжений, совмещенную с диаграммой токов.

5. Решите пример по п. 4, если  $R_a = 3$  Ом,  $X_a = 4$  Ом,  $R_b = 3$  Ом,  $X_b = 0$ ,  $R_c = 3$  Ом,  $X_c = -4$  Ом.

6. В задаче по п. 4 в фазе  $a$  сгорел предохранитель. Определить токи в двух других фазах и нейтральном проводе. Построить диаграмму.

7. Начертите схему звезда-звезда без нейтрального провода и запишите формулы для расчетов токов для:

а) симметричной нагрузки;

б) несимметричной нагрузки.

8. К трехфазной трехпроводной линии (без нейтрального провода) с напряжением  $U_{\text{л}} = 660$  В подключен звездой трехфазный приемник с параметрами  $R_{\phi} = 4$  Ом,  $X_a = 4$  Ом,  $X_b = 0$ ,  $X_c = -4$  Ом. Определите токи и начертите в масштабах  $m_U$ ,  $m_I$  диаграмму напряжений и токов.

9. Запишите формулы, связывающие фазные и линейные токи и напряжения для трехфазной цепи звезда-треугольник.

10. К трехпроводной трехфазной цепи с линейным напряжением  $U_{\text{л}} = 380$  В подключен треугольником приемник с параметрами  $R_{ab} = X_{Lbc} = |X_{Cca}| = 10$  Ом. Рассчитайте токи в фазах и линейных проводах. Постройте диаграмму напряжений и токов.

11. Проверьте правильность расчета токов в примерах по пунктам 4, 5, 8, 10 составлением баланса мощностей в комплексной форме.

## Глава 8. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

### 8.1. Преимущества электрических методов измерения

В современных условиях контроль за технологическими процессами, за потреблением электрической энергии, измерение неэлектрических величин осуществляется электрическими методами.

В промышленности применение электрических методов измерения является важнейшим фактором выпуска качественной продукции.

Электрические методы измерений, благодаря их преимуществам, в значительной степени предпочтительнее других методов измерений. Преимущества эти следующие:

- незначительное потребление энергии;
- возможность дистанционной передачи измерительной информации;
- большая скорость измерений;
- высокая точность и чувствительность.

### 8.2. Основные понятия и определения

В теории и технике электрических методов измерений пользуются системой понятий и определений, которые рекомендованы к применению в промышленности, в учебных заведениях и в научно-исследовательских институтах.

Под *измерением* понимается определение значения физической величины опытным путем с применением технических средств (средств измерения). Это процесс физического сравнения данной величины с некоторым ее значением, принятым за единицу измерения.

Измерения подразделяют на прямые, косвенные, совокупные и совместные.

*Прямое измерение* – измерение, при котором числовое значение физической величины находят путем сравнения со значением величины того же рода (измерение длины метром или рулеткой, тока – амперметром).

*Косвенное измерение* – это измерение, при котором искомое значение физической величины вычисляют по формуле по результатам измерения значений величин другого рода, полученных прямым методом.

Измерения подразделяют также по применяемым методам измерений. При этом под методом измерений понимается совокупность используемых при измерении физических явлений и средств измерений.

При проведении измерений применяются такие понятия, как измеряемая величина, измеряемое значение, показания средства измерения, результат измерения.

*Изменяемая величина* – это величина, значение которой должно быть определено измерением.

*Изменяемое значение* – это значение, определяемое по показанию средств измерения.

*Показание средств измерения* – это показание измерительного прибора, либо номинальное значение меры.

*Результат измерения* – это измеренное значение величины, подлежащей измерению.

*Средство измерения* – это техническое средство, используемое при измерении и имеющее нормированные метрологические характеристики или свойства.

По назначению средства измерений подразделяются на меры, измерительные приборы, измерительные преобразователи, вспомогательные устройства, измерительные установки и измерительные системы.

*Мера* – средство измерения, воспроизводящее одно или несколько значений физической величины. В качестве меры может служить измерительный резистор (как мера электрического сопротивления), измерительный конденсатор (как мера электрической емкости),

кварцевый генератор (как мера частоты электрических колебаний). Параметры мер и их класс точности нормируются стандартами.

*Измерительный прибор* – средство измерения, предназначенное для выработки сигналов измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем.

Приборы делятся на аналоговые и цифровые. В аналоговом приборе показания являются непрерывной функцией изменения измеряемой величины. Цифровой измерительный прибор вырабатывает дискретные сигналы измерительной информации в цифровой форме.

*Измерительный преобразователь* – это средство измерения, предназначенное для выработки измерительной информации в форме, удобной для дальнейшего преобразования, передачи, обработки и хранения, не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

*Измерительная установка* – это совокупность функционально объединенных средств измерения, предназначенных для проведения измерений выбранным методом и расположенных в одном месте.

### **8.3. Метрологические характеристики средств измерения. Классификация погрешностей измерений**

Важнейшей характеристикой средств измерения, отличающих их от других технических средств, является метрологическая характеристика, с помощью которой определяют значение измеряемой величины и аппаратную составляющую погрешности результата измерений.

К метрологическим характеристикам относятся погрешности средств измерения, чувствительность, цена деления и т. д.

*Погрешность средства измерения* – метрологическая характеристика, количественно выражающая отклонение номинального значения физической величины, измеряемое данным средством, от истинного значения.

Погрешности измерений можно подразделить на три группы: грубые (промахи), систематические и случайные.

*Грубые погрешности* иногда называют субъективными, так как они чаще всего возникают вследствие невнимательности человека или недостаточной его квалификации и опыта.

*Случайными погрешностями* называют погрешности, значение и знак которых не могут быть заранее указаны. Такие погрешности определяют путем многократного повторения измерений и применением статистических методов обработки результатов этих измерений.

*Систематические погрешности* – это погрешности, абсолютное значение и знак которых либо известны, либо могут быть определены. К ним относятся: погрешности измерительного прибора, погрешности метода измерения и измерительного устройства, погрешности от пренебрежения малыми величинами, погрешности от влияния внешних факторов.

В зависимости от условий применения средств измерения различают также основную и дополнительную погрешности.

*Основная погрешность* – погрешность средств измерения, используемых в нормальных условиях (при нормальном рабочем положении прибора, нормальной температуре окружающей среды, влажности, давлении, отсутствии внешних электрических и магнитных полей кроме земного магнетизма и т. п.).

*Дополнительная погрешность* – это погрешность средств измерения, возникающая в результате отклонения одной из влияющих величин от нормального значения.

*Систематические погрешности измерительного прибора* подразделяются на аддитивные, пропорциональные и погрешности делений шкалы.

Типичная аддитивная погрешность возникает, когда стрелка измерительного прибора не находится, в отсутствие измерительного сигнала, на нулевой отметке.

Пропорциональные погрешности возникают, в частности, из-за отклонения от номинальных значений сопротивлений добавочных резисторов и шунтов показывающих приборов.

Погрешности делений шкалы устанавливаются и определяются путем поверки приборов с применением более точных образцовых приборов.

*Систематические погрешности метода измерения и измерительного устройства* возникают, например, когда ЭДС источника напряжения измеряют вольтметром с конечным внутренним сопротивлением.

*Чувствительность прибора  $S$*  к измеряемой величине – это отношение изменения сигнала  $\Delta\alpha$  на выходе измерительного прибора к вызывающему его изменению измеряемой величины  $\Delta x$ :

$$S = \frac{d\alpha}{dx} \approx \frac{\Delta\alpha}{\Delta x}.$$

Цена деления шкалы измерительного прибора – это величина, обратная чувствительности:

$$C = \frac{1}{S}.$$

На практике цена деления определяется делением установленного предела на число делений в шкале.

## 8.4. Систематические погрешности измерительных приборов

Различают абсолютную, относительную и приведенную погрешности измерительных приборов.

*Абсолютная погрешность*  $\Delta x$  есть разность между измеренным значением  $x$  и истинным значением  $x_0$  измеряемой величины:

$$\Delta x = x - x_0.$$

*Относительная погрешность*  $\delta x$  – отношение абсолютной погрешности  $\Delta x$  к истинному значению  $x_0$  :

$$\delta x = \frac{x - x_0}{x_0} \approx \frac{\Delta x}{x}.$$

Относительная погрешность часто выражается в процентах:

$$\delta x \% = \frac{\Delta x}{x} 100 \%.$$

*Относительная приведенная погрешность* – отношение максимально допускаемого значения абсолютной погрешности измерения  $\Delta x_{\max}$  к нормирующему значению  $x_N$  измеряемой величины:

$$\gamma = \Delta x_{\max} / x_N,$$

где  $x_N$  определяется видом шкалы (рис. 8.1).

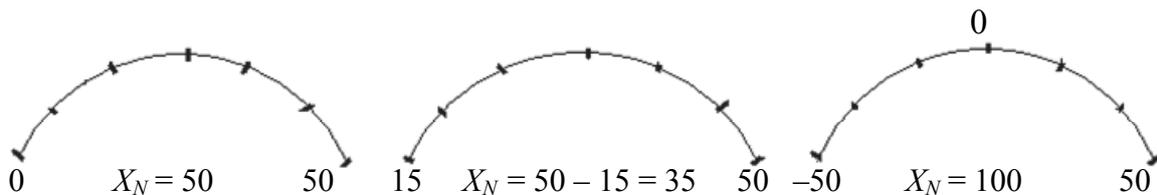


Рис. 8.1. Виды шкал измерительных приборов

Кроме рассмотренных выше погрешностей точностные параметры измерительных приборов характеризуют классом точности.

*Класс точности  $K$*  – это обобщенная характеристика прибора, определяемая модулем относительной приведенной погрешности, выраженной в процентах:

$$K = 100|\gamma|.$$

Выпускаемые промышленностью электроизмерительные приборы имеют установленные классы точности:  $K = 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 5,0$ . Зная указанный на шкале прибора класс точности

$$K = 100 \left| \frac{\Delta x_{\max}}{x_N} \right|$$

и используя формулу для относительной погрешности  $\delta x\% = \frac{\Delta x}{x} 100\%$ , можно определить максимальную погрешность измерения:

$$\delta X = K X_N / X.$$

Результат измерения выражается формулой

$$X = x(1 \pm \delta X).$$

## 8.5. Классификация измерительных приборов

Основными техническими средствами, применяемыми при проведении электрических измерений, являются электроизмерительные приборы. Электроизмерительные приборы классифицируют по назначению, конструктивному исполнению, роду измеряемой величины, принципу действия и условиям эксплуатации, классу точности и другим критериям.

В зависимости от условий эксплуатации измерительные приборы по своему исполнению делятся на три группы: *A* – для работы в сухих отапливаемых помещениях; *B* – в закрытых неотапливаемых помещениях; *B* – в полевых (B1) или морских (B2) условиях.

По защищенности от внешних полей приборы делятся на две категории с допускаемыми изменениями в показаниях по табл. 8.1.

**Допускаемые изменения в показаниях измерительных приборов  
в зависимости от класса точности и категории**

| Класс точности      | Допускаемые изменения показаний, % |             |
|---------------------|------------------------------------|-------------|
|                     | Категория 1                        | Категория 2 |
| 0,05; 0,1; 0,2; 0,5 | ±0,5                               | ±1,0        |
| 1,0; 1,5            | ±1,0                               | ±2,5        |
| 2,5; 4,0            | ±2,5                               | ±5,0        |

Устойчивость к механическим воздействиям определяется следующими категориями: обыкновенные, с повышенной прочностью и устойчивые к механическим воздействиям, не чувствительные к тряске (ТП), вибропрочные (ВП), тряскоустойчивые (ТН), нечувствительные к вибрациям (ВН) и ударопрочные (УП).

В зависимости от рода измеряемой величины приборы подразделяются на амперметры, вольтметры, ваттметры и т. п. и комбинированные, измеряющие две и более величин (например, ампервольтметры).

По способу преобразования энергии измеряемой величины во вращающий момент, действующий на подвижную часть, и по конструктивным особенностям измерительного механизма приборы разделяют на:

- магнитоэлектрические, основанные на взаимодействии рамки, обтекаемой током, с полем постоянного магнита;
- электромагнитные, основанные на взаимодействии ферромагнитного сердечника с неподвижной катушкой, обтекаемой током;
- электродинамические, использующие силы взаимодействия между подвижной и неподвижной катушками, обтекаемыми токами;
- ферродинамические, электростатические, индукционные, вибрационные, тепловые и др.

Электроизмерительные приборы, показания которых являются непрерывными функциями измеряемых величин, называются аналоговыми приборами.

Электроизмерительные приборы, автоматически вырабатывающие дискретные сигналы измерительной информации, показания которых представлены в цифровой форме, называются цифровыми приборами. По методам измерения различают приборы непосредственной оценки и приборы сравнения. В первых измеренную величину опреде-

ляют по показанию прибора, шкала которого проградуирована в соответствующих единицах. Во вторых измеряемая величина сравнивается с известной величиной (компенсаторы, мосты).

## 8.6. Измерительные механизмы аналоговых приборов

Аналоговые приборы отличаются относительной простотой, высокой надежностью. Выпускаются с классом точности до 0,05 включительно.

По конструктивному исполнению их можно разделить на электромеханические и электронные.

Механизмы электроизмерительных приборов отличаются большим разнообразием конструкций, однако в них можно выделить ряд узлов и деталей, характерных для большинства из них. К таким узлам относятся устройства для установки подвижной части измерительного механизма и создания противодействующего момента, успокоители, отсчетные устройства, корпуса и т. д.

Магнитоэлектрический измерительный механизм основан на силовом взаимодействии магнитного поля постоянного магнита и подвижной (имеющей ось вращения) рамки из медного проводника с постоянным током.

В результате взаимодействия магнитного поля в зазоре магнитной системы с током в катушке создается вращающий момент, под действием которого катушка поворачивается до тех пор, пока вращающий момент  $M_{вр}$  не уравновесится с противодействующим моментом  $M_{пр}$ .

При этом зависимость угла поворота стрелки  $\alpha$  от величины тока  $I$  в рамке имеет вид:

$$\alpha(I) = SI,$$

где  $S = \partial\alpha / \partial I$  – величина постоянная вдоль всей шкалы.

Другим магнитоэлектрическим механизмом является *логометр*, у которого противодействующий момент создается электрическим способом. Подвижная часть логометра состоит из двух жестко скрепленных между собой катушек, имеющих общую ось вращения и помещенных в зазоре постоянного магнита. Направления токов выбирают так, чтобы их вращающие моменты противодействовали друг другу.

Угол отклонения стрелки логометра пропорционален отношению токов в катушках:

$$\alpha = f(I_1 / I_2).$$

Магнитоэлектрические механизмы относятся к числу наиболее точных (классы точности до 0,001 включительно). Благодаря сильному собственному магнитному полю влияние посторонних полей на показания прибора весьма незначительно. Чувствительность этих приборов не имеет себе равных.

Магнитоэлектрические приборы непосредственно могут применяться только в цепях постоянного тока. При подаче на эти приборы изменяющегося во времени тока или напряжения измеряется постоянная составляющая. Для измерения в цепях переменного тока используют выпрямительные и другие преобразователи.

Принцип действия электромагнитных измерительных механизмов основан на действии магнитного поля неподвижной катушки с током  $I$  на сердечник из магнитомягкого материала. Сердечник эксцентрично закреплен на оси, намагничивается и втягивается в щель катушки, создавая вращающий момент  $M_{вр}$ . Противодействующий момент  $M_{пр}$  создается спиральной пружиной.

Угол отклонения стрелки пропорционален току. При обратном направлении тока в катушке меняются местами магнитные полюса сердечника и он по-прежнему втягивается. Следовательно, *этот механизм пригоден в цепях постоянного и переменного тока.*

Шкала прибора с электромагнитным измерительным механизмом нелинейная.

К достоинствам механизмов этого типа измерительного механизма следует отнести простоту конструкции, способность выдерживать большие перегрузки, пригодность для применения в цепи постоянного и переменного токов без дополнительных преобразователей. Основные недостатки – малая точность и чувствительность.

Принцип действия электродинамических измерительных механизмов основан на действии магнитного поля, создаваемого током в неподвижной катушке, на проводник с током (или катушку с током) и наоборот. Подвижная катушка, закрепленная на оси, стремится занять такое положение, при котором направление ее магнитного потока  $\phi_1$  совпадает с направлением потока  $\phi_2$  неподвижной катушки. Вращающий момент пропорционален произведению токов в катуш-

ках и скорости изменения взаимной индуктивности  $M$  при повороте подвижной катушки, поэтому шкала прибора нелинейная.

Логометр электродинамической системы имеет одну неподвижную катушку и две жестко скрепленных между собой подвижные катушки. При этом при неизменном отношении действующих значений токов подвижных катушек угол отклонения стрелки электродинамического логометра пропорционален сдвигу фаз между этими токами, поэтому приборы с таким механизмом применяют в качестве фазометров.

Достоинством этого типа приборов является высокая точность, а недостатком – относительно большое потребление мощности и чувствительность к тряске и вибрациям.

Принцип работы измерительных механизмов других типов подробно описан в литературе по электротехнике и электрическим измерениям [6].

### **8.7. Условные обозначения на лицевых панелях приборов и выбор приборов для измерений**

Во всем многообразии электроизмерительных приборов помогает разобраться специальная система условных обозначений, наносимых на лицевые панели приборов (см. приложение 2).

При решении вопроса о пригодности того или иного прибора для практического применения необходимо учитывать совокупность характеристик прибора: пределы измерения, назначение, класс точности и т. д. Кроме того, следует знать, на какие величины реагирует прибор той или иной системы.

Приборы электромагнитной, электродинамической и тепловой систем реагируют на действующее значение, магнитоэлектрические – на постоянную составляющую, а с выпрямителем – на среднее по модулю значение измеряемой величины тока или напряжения, амплитудные электронные вольтметры – на максимальное значение.

Кроме того, правильный выбор прибора по значению его внутреннего сопротивления позволяет минимизировать его влияние на режим работы электрической цепи.

## 8.8. Измерение силы тока

Для измерения силы тока в электрических цепях служат амперметры, миллиамперметры и микроамперметры различных систем, а также электронные амперметры. Амперметры подключают в цепь последовательно в ту ветвь, в которой измеряется ток. Для минимизации влияния этих приборов на электрический режим цепи внутреннее сопротивление их должно быть значительно меньше, чем сопротивление ветви. Для расширения пределов измерения тока параллельно измерительному механизму амперметра присоединяют шунт, изготовленный из металла с низким температурным коэффициентом сопротивления.

Схема амперметра с шунтом приведена на рис. 8.2.

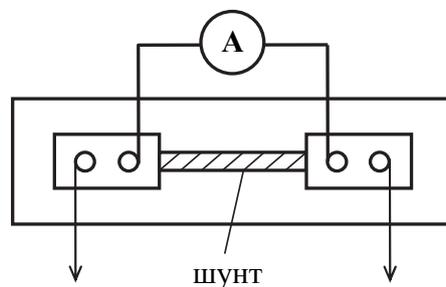


Рис. 8.2. Схема подключения шунта к амперметру

Если, например, амперметр с сопротивлением  $R_A = 0,15$  Ом и пределом измерения  $I_A = 5$  А требуется приспособить для измерения тока  $I = 30$  А, то через шунт должен прийти ток  $I_{\text{ш}} = I - I_A = 25$  А. При этом из соотношения  $R_A / R_{\text{ш}} = I_{\text{ш}} / I_A$  следует, что  $R_{\text{ш}} = I_A R_A / I_{\text{ш}} = 5 \cdot 0,15 / 25 = 0,03$  Ом.

В общем случае, если требуется увеличить предел измерения в  $N$  раз, то необходим шунт с сопротивлением  $R_{\text{ш}} = R_A / (N - 1)$ .

При измерении малых постоянных токов (менее 1 мА) используют прямые и косвенные методы измерений. В первом случае ток измеряют стрелочными магнитоэлектрическими приборами, для увеличения чувствительности которых применяют усилители постоянного тока.

Более точным является косвенное измерение тока, при котором в измеряемую цепь включается образцовый резистор  $R_0$  и на нем измеряют падение напряжения  $U_x$  компенсационным методом (рис. 8.3) и далее определяют ток по закону Ома  $I_x = U_x / R_0$ .

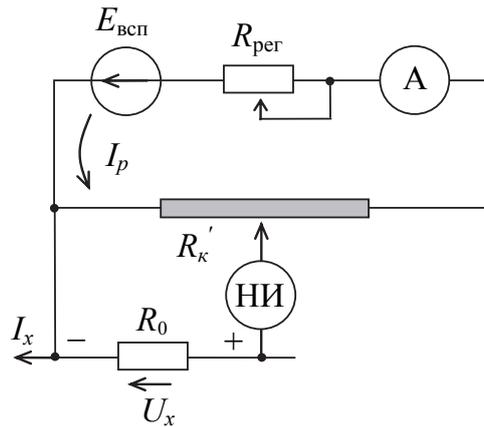


Рис. 8.3. Схема компенсационного метода измерения тока

Значение  $I_p$  в верхнем контуре регулируется  $R_{\text{рег}}$  и контролируется амперметром  $A$ . В нижнем контуре  $U_x$  уравнивается падением напряжения  $R'_k I_p$  путем перемещения движка потенциометра до достижения нулевого показания нуль-индикатора (НИ).

При компенсации  $U_x = I_x R_0 = I_p R'_k$  и, следовательно,  $I_x = R'_k I_p / R_0$ . При этом  $R'_k$  определяется, например, по шкале потенциометра.

Устройства, реализующие компенсационные методы измерения, называются потенциометрами.

Переменные токи до  $100 \mu\text{A}$  обычно измеряют цифровыми микроамперметрами. Токи свыше  $100 \mu\text{A}$  – выпрямительными микроамперметрами. Для измерения переменных токов в диапазоне  $10 \text{ мА} - 100 \text{ А}$  используют электромагнитные, электродинамические и выпрямительные приборы, работающие в диапазоне частот до десятков кГц.

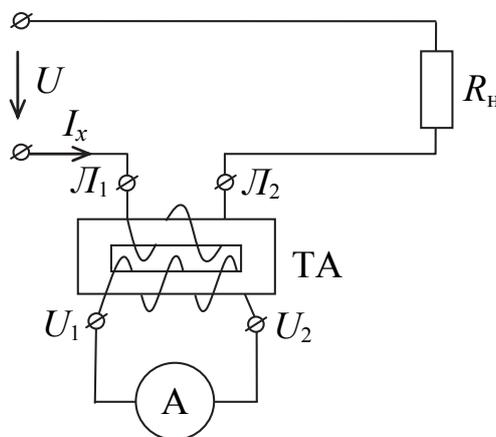


Рис. 8.4. Схема подключения измерительного токового трансформатора

Измерение больших переменных токов осуществляется теми же приборами, но с использованием измерительных токовых трансформаторов (рис. 8.4).

## 8.9. Измерение напряжения

Для измерения напряжения служат вольтметры, милливольтметры, микровольтметры и киловольтметры различных систем. Эти приборы включаются параллельно участку цепи, напряжение на котором измеряется. Для минимизации влияния вольтметра на режим цепи их внутреннее сопротивление должно быть большим. Для расширения пределов измерения последовательно измерительному механизму вольтметра подсоединяется внешнее добавочное сопротивление  $R_d$ .

Если  $N$  – число раз, в которое нужно увеличить предел измерения вольтметра, то величина  $R_d$  находится из соотношения

$$R_d = R_v(N - 1),$$

где  $R_v$  – внутреннее сопротивление вольтметра.

После присоединения  $R_d$  цена деления шкалы вольтметра увеличивается в  $N$  раз.

При измерении малых постоянных напряжений ( $10^{-7} \div 10^{-8}$ ) В используют магнитоэлектрические гальванометры. Более точные результаты получают при измерении напряжений в диапазоне ( $1 \div 1000$ ) мВ с помощью потенциометров постоянного тока и цифровых микровольтметров.

Значения постоянных напряжений от десятков милливольт до сотен вольт измеряют приборами магнитоэлектрической, электродинамической систем, электронными аналоговыми и цифровыми вольтметрами, потенциометрами постоянного тока с использованием добавочных резисторов и делителей напряжения.

Для измерения напряжений до нескольких киловольт применяют в основном электростатические вольтметры и приборы других систем с делителями напряжения.

Малые переменные напряжения (до единиц вольт) измеряют приборами выпрямительной системы, аналоговыми электронными вольтметрами. Более точные результаты получают при применении потенциометров переменного тока и цифровых вольтметров.

Для измерения переменных напряжений от единиц до сотен вольт в диапазоне частот до десятков килогерц используют приборы электромагнитной, электродинамической и выпрямительной систем, потенциометры переменного тока.

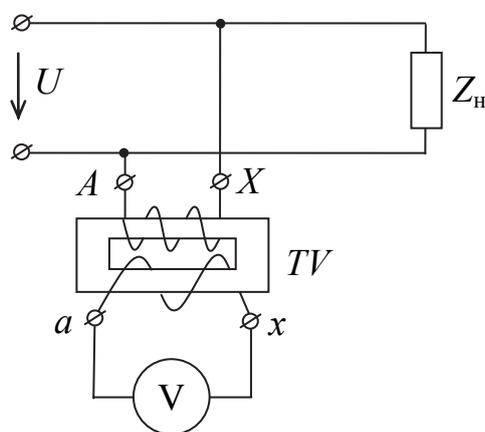


Рис. 8.5. Схема подключения измерительного трансформатора напряжений

Для измерения больших переменных напряжений используют те же приборы, но с применением измерительных трансформаторов напряжения (рис. 8.5). Кроме трансформации напряжения трансформаторы напряжения TV изолируют вторичную цепь от первичного высокого напряжения.

## 8.10. Измерение сопротивления

Электрическое сопротивление электротехнических устройств (катушек индуктивности, резисторов, обмоток реле, пускателей, электродвигателей и др.) постоянному току можно условно разделить на малые (до 1 Ом), средние (до 100 кОм) и большие (свыше 100 кОм). Для измерения малых сопротивлений применяют метод амперметра – вольтметра и двойные мосты постоянного тока. Наиболее часто на практике встречаются устройства, имеющие средние значения сопротивлений, для измерения которых применяется метод амперметра – вольтметра, омметры, одинарные мосты и различные компенсационные методы. Для измерения больших сопротивлений используют мегаомметры и тераомметры.

*Метод амперметра – вольтметра* является наиболее простым косвенным методом измерения малых и средних значений сопротив-

лений. Схему (рис. 8.6, а) применяют при измерении малых сопротивлений, так как в этом случае  $I_A \approx I_R$ , ввиду того, что  $I_V \ll I_R$ .

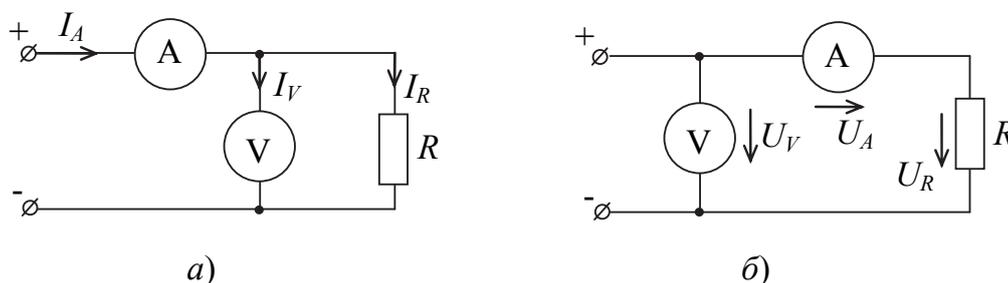


Рис. 8.6. Схема измерения малых (а) и средних (б) значений сопротивлений методом амперметра-вольтметра

Схему (рис. 8.6, б) применяют при средних значениях сопротивления  $R$ , так как в этом случае  $U_V \approx U_R$ , ввиду того, что  $U_A \ll U_R$ .

Измеряемое сопротивление определяется по показаниям приборов по закону Ома:

$$R = \frac{U_V}{I_A}.$$

При точных измерениях необходимо знать и учитывать внутреннее сопротивление приборов.

*Измерение омметром.* Омметр представляет собой прибор, предназначенный для прямого измерения сопротивлений. На рис. 8.7, а приведена упрощенная схема одного из типов омметров.

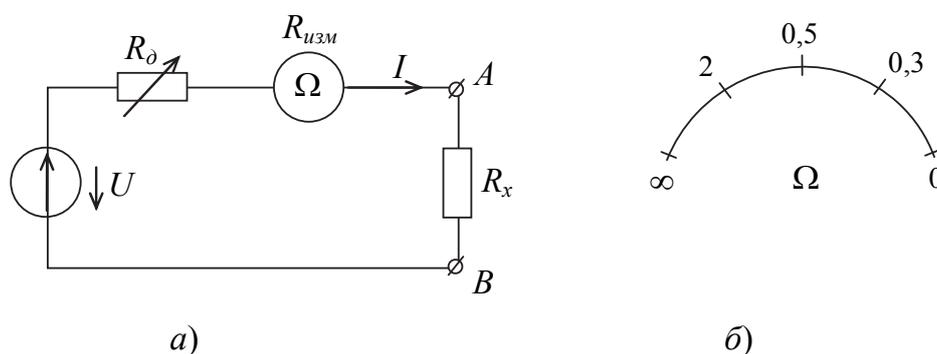


Рис. 8.7. Упрощенная схема омметра (а) и шкала этого прибора (б) с магнитоэлектрическим измерительным механизмом

Он состоит из прибора с магнитоэлектрическим измерительным механизмом (шкала этого прибора проградуирована в Омах), источ-

ника питания  $U$ , добавочного резистора  $R_d$  и имеет выходные зажимы  $A$  и  $B$ , к которым присоединяется объект с сопротивлением  $R_x$ . Ток в цепи измерителя  $I = U / (R_d + R_{изм} + R_x)$ . Угол отклонения стрелки  $\alpha = S_{изм} I$ , где  $S_{изм}$  – чувствительность измерителя по току.

При разомкнутых зажимах  $AB$  ( $R_x = \infty$ ) угол  $\alpha = 0$ , а при замкнутых зажимах  $AB$  ( $R_x = 0$ ), угол  $\alpha$  максимален, поэтому шкала у этого омметра обратная (нулевая отметка не слева, как обычно, а справа (рис. 8.7, б)).

При калибровке зажимы  $A$  и  $B$  закорачивают, а стрелку устанавливают на нуль регулировкой  $R_d$ .

*Измерение мегаомметром.* По правилам эксплуатации электроустановок низкого напряжения (до 1000 В) сопротивление изоляции участка цепи должно быть не ниже 1000 Ом на каждый вольт рабочего напряжения. Например, при  $U = 220$  В, сопротивление изоляции должно быть не менее чем 220 кОм.

Для измерения сопротивления изоляции электрических цепей, обмоток электрических машин и электроустановок служат мегаомметры – переносные приборы магнитоэлектрической системы.

Мегаомметр состоит из двух основных частей: измерительного устройства и генератора постоянного тока с ручным приводом. Измерительное устройство представляет собой магнитоэлектрический гальванометр, на подвижной оси которого имеется две рамки под углом друг к другу. По одной рамке протекает ток, пропорциональный силе тока в измеряемой цепи, а по второй рамке ток, пропорциональный напряжению. Угол поворота стрелки мегаомметра пропорционален токам обоих обмоток и зависит от измеряемого сопротивления.

Для проверки мегаомметра перед измерением его зажимы (линия и земля) соединяют между собой и, вращая рукоятку генератора с частотой 2 об./с, проверяют установку стрелки прибора на нуль шкалы. Затем повторяют опыт с разомкнутыми зажимами на установку стрелки прибора на отметку  $\infty$ .

Для измерения сопротивления изоляции между двумя обмотками двигателя присоединяют клемму первой обмотки к зажиму «Линия», а клемму второй – к зажиму «Земля».

*Измерение мостовым методом.* Для измерения сопротивления  $R$  резисторов широко применяются измерительные мосты (рис. 8.8) постоянного тока.

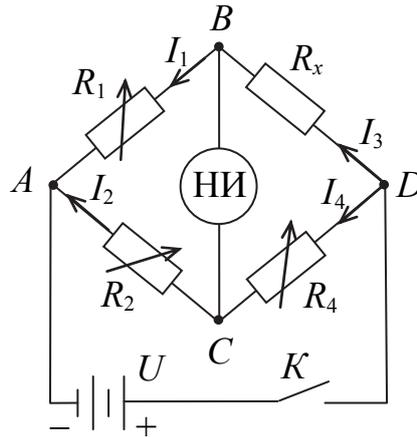


Рис. 8.8. Схема измерительного моста постоянного тока для измерения электрического сопротивления резисторов

Переменные сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_4$  образуют плечи моста.

Плечо  $R_x$  является измеряемым сопротивлением. Плечи моста образуют две параллельные ветви. В диагональ  $BC$  моста включен гальванометр магнитоэлектрической системы в качестве нуль-индикатора, а в диагональ  $AD$  – источник постоянного напряжения  $U$ .

Подбором  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_4$  можно добиться равенства нулю тока в диагонали  $BC$ . В этом случае  $\varphi_B - \varphi_C = 0$  (мост уравновешен). При этом падения напряжения на участках  $AB$  и  $AC$  равны, т. е.  $I_1 R_1 = I_2 R_2$ . Равны также падения напряжения на участках  $BD$  и  $CD$   $I_3 R_x = I_4 R_4$ .

Разделив первое уравнение на второе и учитывая, что при балансе моста  $I_1 = I_3$  и  $I_2 = I_4$ , получим  $\frac{R_1}{R_x} = \frac{R_2}{R_4}$ , или  $R_x = \frac{R_1 R_4}{R_2}$ . Если  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_4$  известны, то легко найти  $R_x$ .

### 8.11. Измерение индуктивности и емкости

Для измерения индуктивности  $L$ , взаимной индуктивности  $M$  и емкости  $C$  применяют приборы непосредственной оценки и приборы сравнения.

Индуктивность  $L$  катушки определяют косвенным методом с помощью амперметра, вольтметра и ваттметра (рис. 8.9).

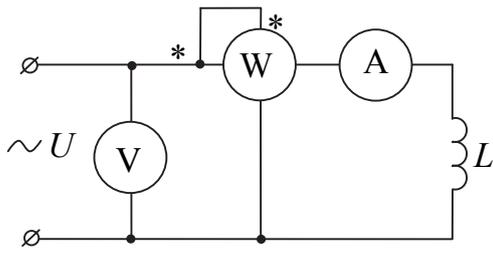


Рис. 8.9. Схема косвенного метода измерения индуктивности

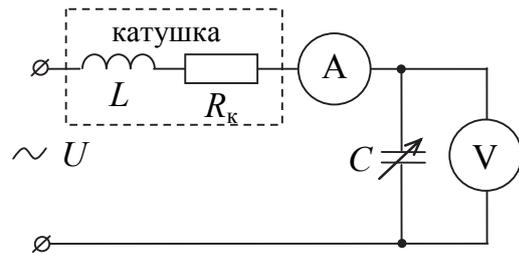


Рис. 8.10. Схема резонансного метода измерения индуктивности

По результатам измерения действующих значений тока  $I$ , напряжения  $U$  и активной мощности  $P$  вычисляют  $Z_k = U/I$ ,  $R_k = P/I^2$ ,  $X_L = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}$  и затем  $L = X_L / \omega$ .

Более точным является резонансный метод измерения (рис. 8.10). Изменяя емкость конденсатора, добиваются максимального значения тока в цепи, что соответствует режиму резонанса напряжений. Тогда искомая индуктивность  $L = 1/\omega^2 C$ . Частота источника напряжений должна быть известна.

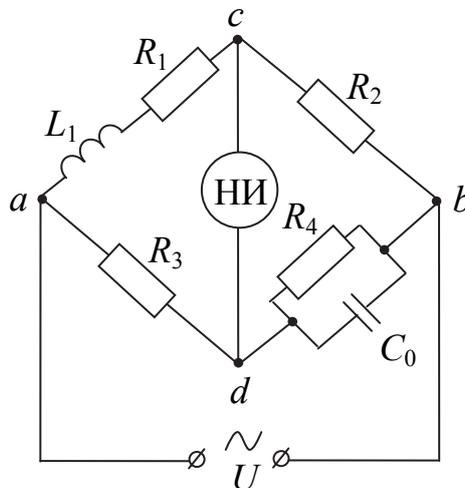


Рис. 8.11. Схема моста для определения параметров  $R_1$  и  $L_1$  катушки

Величину емкости конденсатора  $C$  можно измерить по схеме (рис. 8.9), заменив катушку индуктивности  $L$  конденсатором  $C$ .

Если конденсатор имеет большие потери, то по данным измерения  $I$ ,  $U$  и  $P$  определяются:

$$R_c = \frac{P}{I^2}; \quad Z_c = \frac{U}{I}; \quad X_c = \sqrt{Z_c^2 - R_c^2}; \quad C = \frac{1}{\omega X_c}.$$

Если потери конденсатора пренебреженно малы, то емкость  $C$  можно измерить по схеме рис. 5.6, б, где вместо  $R$  подключают конденсатор  $C$ , а цепь запитывают от источника синусоидального тока.

Тогда  $X_c = \frac{U}{I}$  и  $C = \frac{1}{\omega X_c}$ .

Частота источника питания  $\omega$  должна быть известна.

Мостовой метод измерения как метод сравнения широко применяют в цепях переменного тока для точных измерений емкости  $C$  и индуктивности  $L$ .

На рис. 8.11 приведена схема моста для определения параметров  $R_1$ ,  $L_1$  индуктивной катушки. Здесь комплексное сопротивление плеч моста равно:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1; \quad \underline{Z}_2 = R_2; \quad \underline{Z}_3 = R_3; \quad \underline{Z}_4 = 1 / \left( \frac{1}{R_4} + j\omega C_0 \right).$$

Подставляя эти выражения в общее условие равновесия  $\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$ , и приравнявая далее вещественные и мнимые составляющие, получим:

$$R_1 = R_2 R_3 / R_4 \quad \text{и} \quad L_1 = C_0 R_2 R_3.$$

## 8.12. Измерение электрической мощности и энергии

Мощность в электрических цепях измеряют прямым и косвенным способами. При прямом измерении используют ваттметры, при косвенном – амперметры и вольтметры.

### 8.12.1. Измерение мощности в цепях постоянного тока

В цепях постоянного тока для измерения мощности ваттметр применяют относительно редко, в основном используется метод амперметра-вольтметра (рис. 8.6). Определив амперметром значение тока  $I$  и вольтметром напряжение  $U$ , вычисляют мощность по формуле  $P = UI$ .

Для уменьшения погрешности из-за влияния внутренних сопротивлений приборов, схему рис. 8.6, а следует использовать при малом сопротивлении  $R$ , а схему рис. 8.6, б – при большом сопротивлении  $R$  нагрузки.

### 8.12.2. Измерение мощности в однофазных цепях переменного тока

Полную мощность  $S$  приемника измеряют, как правило, методом амперметра-вольтметра  $S = UI$ , где  $U$  и  $I$  – действующие значения напряжения и тока.

Активную  $P = UI \cos \varphi$  и реактивную  $Q = UI \sin \varphi$  мощности приемников измеряют с помощью ваттметров.

Измерение активной мощности ваттметром в однофазных цепях производят по схеме рис. 8.12. При этом  $P = \operatorname{Re}[\underline{U}\underline{I}^*] = UI \cos \varphi$ .

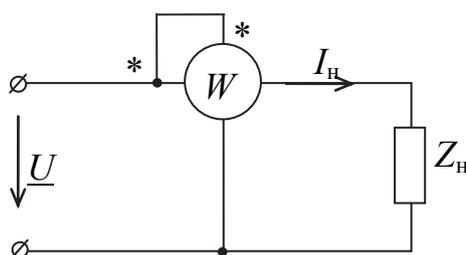


Рис. 8.12. Схема включения ваттметра для измерения активной мощности, потребляемой комплексной нагрузкой  $\underline{Z}_H$

Токовую обмотку включают в цепь последовательно с приемником, а обмотку напряжения – параллельно приемнику.

Реактивную мощность в однофазных цепях измеряют редко, при проведении каких-либо исследований, включением обычных ваттметров по специальным схемам.

### 8.12.3. Измерение мощности в трехфазных цепях

Полная мощность приемника при симметричной нагрузке может быть измерена методом амперметра-вольтметра и вычислена по формуле

$$S = \sqrt{3}U_{л}I_{л},$$

где  $U_{л}$  и  $I_{л}$  – действующие значения линейных напряжения и тока.

Полная мощность приемника при несимметричной нагрузке определяется по выражению

$$|S| = |S_1 + S_2 + S_3|,$$

где  $S_1, S_2, S_3$  – полные мощности фаз приемника.

Активную мощность в трехфазных цепях можно измерить при помощи одного, двух или трех ваттметров, в зависимости от схемы соединения фаз приемника и симметрии нагрузки.

При соединении фаз приемника звездой и отсутствии симметрии, как известно

$$P = P_A + P_B + P_C = U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C.$$

Схема метода трех ваттметров приведена на рис. 8.13.

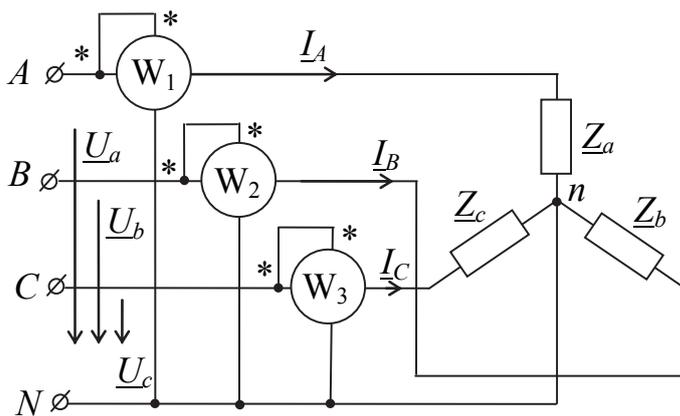


Рис. 8.13. Схема включения ваттметров для измерения активной мощности в трехфазной четырехпроводной цепи

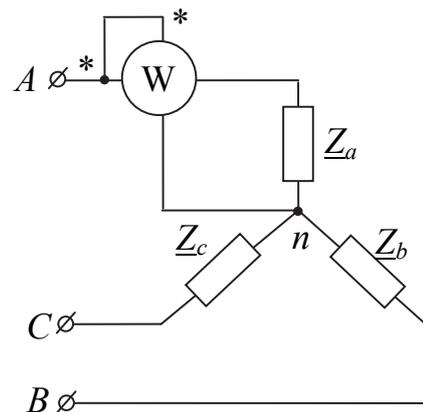


Рис. 8.14. Схема измерения активной мощности, потребляемой симметричным трехфазным приемником

В частном случае симметричного трехфазного приемника

$$P_A = P_B = P_C \text{ и } P = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi_{\phi}.$$

Поэтому в симметричной трехфазной цепи измерение активной мощности может быть выполнено одним ваттметром (рис. 8.14).

При соединении фаз симметричного приемника треугольником также достаточно измерить мощность в одной фазе (рис. 8.15).

При этом общая мощность равна утроенному показанию ваттметра.

Мощность любой трехфазной системы (вне зависимости от схемы соединения приемников) равна сумме мощности отдельных фаз или мощности источника питания (генератора, трансформатора).

Из рис. 8.16 следует, что активная мощность трехфазной системы равна алгебраической сумме показаний двух ваттметров  $P = P_{w1} + P_{w2}$ .

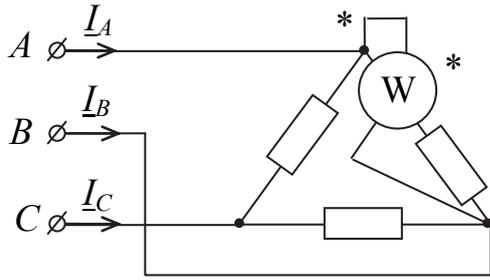


Рис. 8.15. Измерение активной мощности при соединении фаз симметричного приемника треугольником

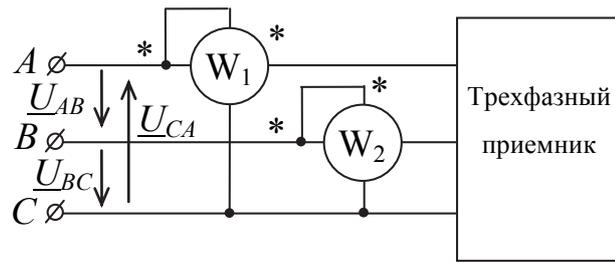


Рис. 8.16. Измерение активной мощности в трехфазной трехпроводной цепи методом двух ваттметров

$$\begin{aligned} \text{Действительно, } P &= \operatorname{Re}[\underline{U}_{AC} \underline{I}_A^*] + \operatorname{Re}[\underline{U}_{BC} \underline{I}_B^*] = \\ &= \operatorname{Re}[(\underline{U}_A - \underline{U}_C) \underline{I}_A^* + (\underline{U}_B - \underline{U}_C) \underline{I}_B^*] = \operatorname{Re}[\underline{U}_A \underline{I}_A^* + \underline{U}_B \underline{I}_B^* - \underline{U}_C (\underline{I}_A^* + \underline{I}_B^*)]. \end{aligned}$$

Считая, что фазы генератора соединены звездой и применяя первый закон Кирхгофа для нейтральной точки генератора  $N$ , получим, что  $\underline{I}_C^* = -(\underline{I}_A^* + \underline{I}_B^*)$ . Следовательно,  $-\underline{U}_C (\underline{I}_A^* + \underline{I}_B^*) = \underline{U}_C \underline{I}_C^*$ . Таким образом,  $P = \operatorname{Re}[\underline{U}_A \underline{I}_A^*] + \operatorname{Re}[\underline{U}_B \underline{I}_B^*] + \operatorname{Re}[\underline{U}_C \underline{I}_C^*] = U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C$ .

#### 8.12.4. Измерение электрической энергии

Активную энергию в цепях однофазного переменного тока измеряют индукционными счетчиками, включаемыми в цепь по тем же схемам, что и ваттметры. Активная энергия, получаемая от электросети за промежуток времени  $\Delta t = t_2 - t_1$ , равна

$$W = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt,$$

где  $p(t) = u(t)i(t)$  – мгновенная мощность.

Активная энергия выражается в киловатт-часах  $1 \text{ кВт} \cdot \text{час} = 3,6 \cdot 10^5$  ватт-секунд (т. е. джоулей).

В трехфазных цепях чаще всего применяются трехфазные счетчики, у которых имеются три одинаковых измерительных механизма в общем корпусе, действующие на общую подвижную часть.

В однофазных цепях учет реактивной энергии не производится. В трехфазных цепях реактивная энергия учитывается с помощью трехфазных трехэлементных счетчиков. Счетчик активной энергии обозначают буквами СА, а счетчик реактивной энергии – СР.

### 8.13. Измерение неэлектрических величин электроизмерительными приборами

В инженерной практике при контроле различных производственных процессов и автоматизации управления часто приходится иметь дело с измерением неэлектрических величин: механических (сила, давление, скорость, момент силы и др.), тепловых (температура, теплоемкость и др.), световых (освещенность, световой поток и др.).

Преимущества электрических методов измерения неэлектрических величин состоят в возможности получать данные с высокой степенью точности и в широком диапазоне изменения значений величин, в возможности определять характеристики объектов, находящихся на больших расстояниях и в труднодоступных местах, в возможности изучать быстропротекающие процессы, запоминать результаты измерений и обрабатывать их с помощью ЭВМ и т. д.

Для того чтобы ту или иную неэлектрическую величину измерить, ее нужно предварительно преобразовать в электрический сигнал. Такое преобразование осуществляют с помощью датчиков или первичных преобразователей.

На рис. 8.17 показана структурная схема устройства для измерения неэлектрической величины электрическим методом.

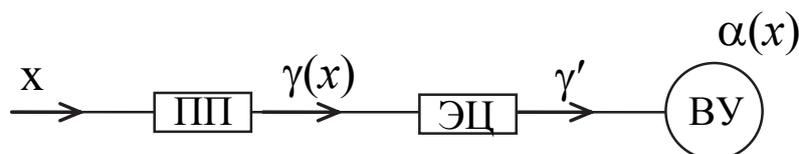


Рис. 8.17. Структурная схема устройства для измерения неэлектрических величин электрическим методом  
Здесь ПП – первичный преобразователь; ЭЦ – электрическая измерительная цепь; ВУ – выходное устройство

Измеряемая неэлектрическая величина воздействует на первичный преобразователь ПП, на выходе которого появляется электрический сигнал  $\gamma(x)$ . Далее этот сигнал преобразуется в ЭЦ в другой элек-

трический сигнал  $\gamma'$ , который воспроизводится выходным устройством ВУ, например, в виде отклонения стрелочного указателя  $\alpha(x)$ .

Шкала выходного устройства градуирована непосредственно в значениях неэлектрической величины  $x$ .

Первичные преобразователи (ПП), используемые в измерениях, чрезвычайно разнообразны по устройству и принципу действия. Они делятся на *генераторные* и *параметрические*.

Генераторные ПП вырабатывают ЭДС, и для их работы не требуется дополнительный источник питания. К генераторным ПП относятся: термоэлектрические преобразователи (термопары), индукционные, пьезоэлектрические, гальванические и ряд других.

Параметрические ПП преобразуют изменение измеряемой неэлектрической величины в изменение того или иного параметра электрической цепи ( $R$ ,  $L$ ,  $M$ ,  $C$ ), и для их работы требуется дополнительный источник питания. К параметрическим ПП относятся: терморезисторы, реостатные, индуктивные и емкостные преобразователи и др. Одну и ту же величину (неэлектрическую) часто можно измерить с помощью различных ПП.

Электрические измерительные цепи обычно состоят из мостов или измерительных потенциометров. В простейшем случае ЭЦ может и вовсе отсутствовать, и сигнал  $\gamma = E(\theta)$  поступает непосредственно на выходной прибор (рис. 8.18), где показана схема измерения температуры термоэлектрическим преобразователем и милливольтметром.

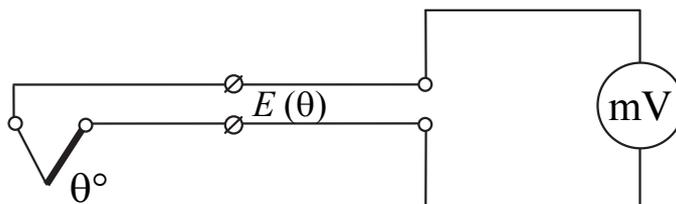


Рис. 8.18. Схема электрического метода измерения температуры с применением термопары

Выходные устройства, используемые при измерениях неэлектрических величин, также весьма разнообразны – от стрелочных магнитоэлектрических милливольтметров до самопишущих приборов с записью на диаграммной ленте или ЭВМ.

## Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение методической, инструментальной, абсолютной, относительной и приведенной погрешностей.
2. Поясните принцип действия магнитоэлектрического измерительного механизма.
3. Поясните принцип действия электромагнитного измерительного механизма.
4. Поясните принцип действия электродинамического измерительного механизма.
5. Объясните принцип работы логометров.
6. Изобразите электрические схемы включения амперметра с шунтом и вольтметра с добавочным сопротивлением.
7. Нарисуйте электрическую схему включения электродинамического ваттметра в цепи однофазного тока.
8. Поясните, как определить предел измерения и цену деления ваттметра.
9. Объясните, в каких случаях измеряют активную мощность трехфазного потребителя одним, двумя и тремя ваттметрами.
10. Начертите мостовую схему измерения сопротивлений и запишите условие равновесия моста.
11. Чем отличаются аналоговые приборы от цифровых по принципу работы?
12. Какие критерии лежат в основе классификации аналоговых приборов?
13. Изобразите условные обозначения, приводимые на шкалах аналоговых приборов различных систем.
14. По каким параметрам производится подбор измерительных приборов для измерений?
15. Как осуществляется измерение индуктивности  $L$ , взаимной индуктивности  $M$  и коэффициента связи с применением амперметра, вольтметра и ваттметра?
16. Как измерить емкость при заданной частоте источника питания синусоидального тока?
17. Какие методы измерения электрического сопротивления  $R$  вам известны?
18. Приведите структурную схему устройства для измерения неэлектрических величин электрическим методом.
19. Чем отличается принцип действия генераторных и параметрических первичных преобразователей (датчиков)?

20. На рис. 8.19 приведена схема для измерения тока амперметром  $I_x$  и напряжения вольтметром  $U_x$ ; внутренние сопротивления приборов  $R_A$  и  $R_V$ . Внутреннее сопротивление генератора  $R_0$ , а его ЭДС  $E_0$ . Определите относительную погрешность измерения тока амперметром при отключении вольтметра ( $S_1$  – замкнут, а  $S_2$  – разомкнут).

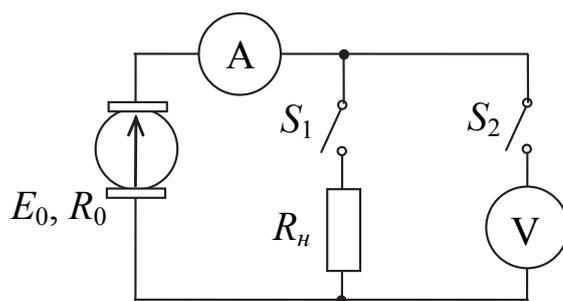


Рис. 8.19

Определите относительную погрешность измерения напряжения вольтметром: а) при отключенном электроприемнике ( $P_1$  – разомкнут, а  $P_2$  – замкнут); б) при включенном электроприемнике ( $P_1$  и  $P_2$  – замкнуты).

## Глава 9. ТРАНСФОРМАТОРЫ

### 9.1. Назначение, устройство, конструктивные разновидности силовых трансформаторов, их условное обозначение на схемах и маркировка

*Трансформатором* называется статическое электромагнитное устройство, состоящее из двух или большего числа индуктивно связанных обмоток и магнитопровода и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции переменного тока одного напряжения в переменные токи других напряжений при неизменной частоте.

Область применения трансформаторов очень широка, чем объясняется их конструктивное разнообразие и большой диапазон мощностей (от долей вольт-ампер до сотен мегавольт-ампер).

Трансформаторы применяются в системе электроснабжения и во вторичных блоках питания (силовые), в радиотехнике (согласующие), в импульсной технике и телевидении (импульсные), для расширения пределов измерения напряжений и токов (измерительные) и т. д.

Первые трансформаторы с разомкнутым магнитопроводом предложил в 1876 г. П. Н. Яблочков, который применил их для питания электрической «свечи». В 1885 г. венгерские ученые Н. Дерн, О. Блати и К. Циперновский разработали однофазные трансформаторы с замкнутым магнитопроводом. Трехфазные трансформаторы появились в 1887–1891 гг. Их разработали М. О. Доливо-Добровольский и Н. Тесла.

Простейший однофазный двухобмоточный трансформатор (рис. 9.1) состоит из стального магнитопровода  $1$  и двух обмоток  $2$ . К одной из обмоток подводят синусоидальное напряжение с действующим значением  $U_1$  от источника питания. Эта обмотка называется первичной и имеет  $w_1$  витков. Другая обмотка, имеющая  $w_2$  витков, называется вторичной. Начало обмоток обозначают буквами  $A$  и  $a$ , либо цифрами  $1$  и  $2$ , а концы – буквами  $X$  и  $x$ , либо цифрами  $1'$  и  $2'$ .

Сердечник трансформатора, выполняющий роль магнитопровода, изготавливается из листовой трансформаторной (холоднокатаной или горячекатаной) электротехнической стали с высоким содержанием кремния. Стальные пластины толщиной  $0,3 \div 0,5$  мм изолированы друг от друга лаковой или оксидной пленкой, что снижает потери мощности от вихревых токов, замыкающихся в плоскости поперечного сечения каждого листа и вызывающих разогрев сердечника.

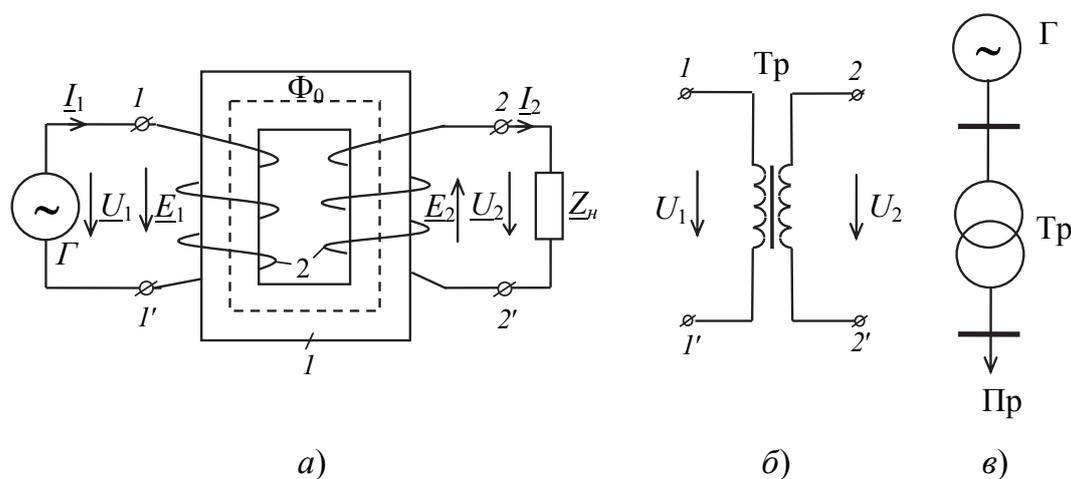


Рис. 9.1. Электромагнитная схема двухобмоточного однофазного трансформатора (а) и его условное изображение на электрических схемах (б, в); 1 – стальной сердечник; 2 – обмотки

По типу и конфигурации магнитопровода трансформаторы подразделяются на стержневые и броневые. В стержневых трансформаторах обмотки насажены на стержень магнитопровода и обхватывают его (рис. 9.2, а). В броневых трансформаторах магнитопровод частично охватывает обмотки (рис. 9.2, б) и как бы «бронирует» их.

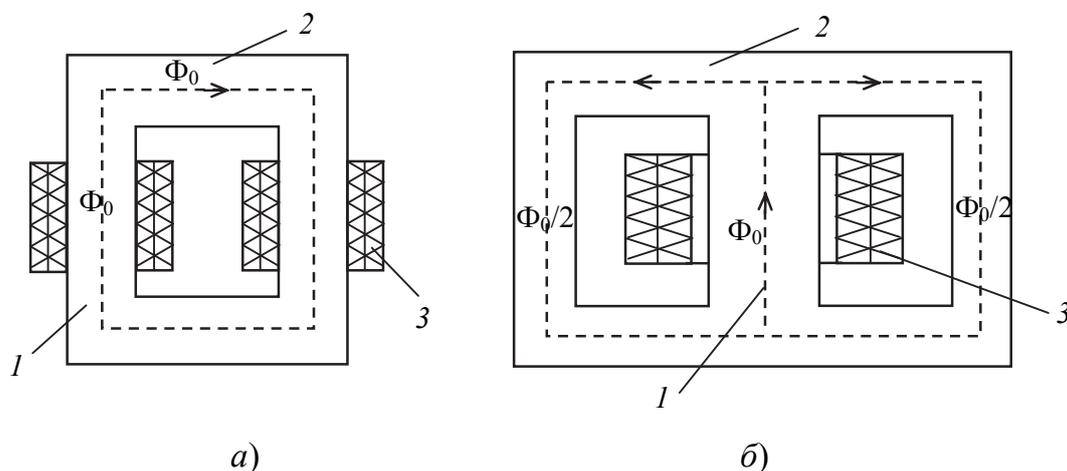


Рис. 9.2. Типы однофазных трансформаторов:  
 а – стержневой; б – броневой; 1 – стержень, 2 – ярмо; 3 – обмотки

Горизонтальные части сердечника называют нижним и верхним ярмом, а вертикальные – *стержнями*.

Трансформаторы большой и средней мощности обычно изготавливают стержневыми, так как они проще по конструкции и имеют лучшие условия для охлаждения.

Обмотки трансформатора чаще всего выполняют из медного провода круглого или прямоугольного сечения. Провод, как правило, покрыт эмалью для обеспечения межвитковой изоляции, либо витки укладывают на некотором расстоянии друг от друга. Обмотки также изолируют друг от друга и от сердечника.

В качестве изоляции применяют специальную бумагу, электрокартон или ткань, пропитанную лаком.

По *способу охлаждения* силовые трансформаторы делятся на сухие и масляные. Сухие имеют естественное воздушное охлаждение, которое применяется для трансформаторов малой мощности. При увеличении мощности для обеспечения интенсивного отвода тепла магнитопровод с обмотками помещают в специальный бак (кожух), заполненный трансформаторным маслом. Масло является одновременно и изолирующей, и охлаждающей средой.

Силовые трансформаторы, установленные около электростанций, называют повышающими ( $U_2 > U_1$ ), а установленные вблизи потребителей электроэнергии – понижающими ( $U_2 < U_1$ ). Увеличение напряжения для передачи электроэнергии на большие расстояния обеспечивает значительное снижение потерь электроэнергии в проводах линий электропередачи и экономит цветной металл (алюминий) для изготовления линий.

Силовые трансформаторы маркируются буквенно-цифровым кодом:

– первый элемент (буква) обозначает фазность (О – однофазный; Т – трехфазный);

– второй элемент (буква или две буквы) обозначает вид охлаждения (М – масляное естественное; Д – дутьевое обдувание масляных радиаторов; Ц – циркуляция масла принудительная; ДЦ – принудительная циркуляция масла через охладитель, обдуваемый воздухом; С – сухой, с воздушным охлаждением);

– третий элемент (буква или две буквы) указывает: (А – алюминиевые обмотки; Н – с регулятором напряжения под нагрузкой; АН – со стабилизирующим устройством для регулировки напряжения под нагрузкой);

– четвертый элемент (цифра в числителе после букв) – полная мощность в киловольт-амперах, а в знаменателе – высшее напряжение в киловольтах.

Например, ТМН 560/10 – трехфазный трансформатор с масляным естественным охлаждением, с регулятором напряжения под нагрузкой, мощностью  $S = 560$  кВА и  $U_1 = 10$  кВ.

На каждом силовом трансформаторе имеется щиток, на котором указан тип трансформатора, линейные токи при номинальной мощности, частота, число фаз, схема и группа соединения обмоток, а также номинальное первичное и вторичное напряжения.

## **9.2. Режимы работа и основные параметры трансформатора. Понятие идеального трансформатора**

Принцип действия трансформатора основан на явлении электромагнитной индукции. Под действием переменного напряжения  $u_1(t)$  в витках первичной обмотки протекает переменный ток  $i_1(t)$ , создающий переменную магнитодвижущую силу  $i_1 w_1$ , которая созда-

ет переменный магнитный поток  $\Phi_0$ , замыкающийся по стальному магнитопроводу. При синусоидальном первичном напряжении магнитный поток тоже будет синусоидальным:

$$\Phi_0(t) = \Phi_m \sin(\omega t). \quad (9.1)$$

Магнитный поток наводит в первичной обмотке ЭДС самоиндукции, пропорциональную числу витков обмотки и скорости изменения магнитного потока:

$$e_1(t) = -w_1 \frac{d}{dt} \Phi_0(t) = -\omega w_1 \Phi_m \cos(\omega t) = E_{1m} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (9.2)$$

где  $E_{1m} = \omega w_1 \Phi_m$  – амплитуда первичной ЭДС. Как следует из (9.2), ЭДС первичной обмотки отстает от магнитного потока на угол  $\frac{\pi}{2}$ .

Синусоидальный магнитный поток, сцепленный с вторичной обмоткой через магнитопровод, наводит во вторичной обмотке ЭДС взаимной индукции:

$$e_2(t) = -w_2 \frac{d}{dt} \Phi_0(t) = -\omega w_2 \Phi_m \cos(\omega t) = E_{2m} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (9.3)$$

где  $E_{2m} = \omega w_2 \Phi_m$  – амплитуда вторичной ЭДС.

Из (9.3) следует, что вторичная ЭДС совпадает по фазе с первичной ЭДС, т. е. также отстает по фазе от магнитного потока на угол  $\frac{\pi}{2}$ .

Действующие значения первичной и вторичной ЭДС равны:

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega w_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 2 \frac{\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_m = 4,44 f w_1 \Phi_m; \\ E_2 &= \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega w_2 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 2 \frac{\pi}{\sqrt{2}} f w_2 \Phi_m = 4,44 f w_2 \Phi_m. \end{aligned} \right\} \quad (9.4)$$

Отношение первичной ЭДС к вторичной называется коэффициентом трансформации трансформатора:

$$K = E_1 / E_2 = w_1 / w_2. \quad (9.5)$$

Из (9.5) следует, что коэффициент трансформации равен отношению числа витков обмоток и может быть как больше, так и меньше единицы.

Таким образом, если в трансформаторе первичная и вторичная обмотки имеют различное число витков, то при включении первичной обмотки в сеть переменного тока с напряжением  $U_1$  на зажимах вторичной обмотки возникает напряжение  $U_2$ , не равное  $U_1$  (трансформация напряжения).

У повышающего трансформатора  $w_2 > w_1$  ( $K = w_1 / w_2 < 1$ ), а у понижающего  $w_2 < w_1$  ( $K > 1$ ).

В зависимости от величины, снимаемой со вторичной обмотки мощности различают три основных режима работы трансформатора.

*Режим холостого хода* имеет место, когда вторичная обмотка трансформатора разомкнута, т. е. когда  $Z_H = \infty$  (к зажимам 2–2' ничего не присоединено).

В режиме холостого хода к первичной обмотке подведено номинальное напряжение  $U_1$ , по ней протекает ток холостого хода  $I_0$ , а по магнитопроводу замыкается магнитный поток  $\Phi_0$ , наводящий в первичной обмотке ЭДС  $e_1$ , а во вторичной –  $e_2$ . Ток во вторичной обмотке  $I_2 = 0$ .

Силовые трансформаторы конструируют так, чтобы ток холостого хода  $I_0$  был небольшим и составлял 2,5–10 % от первичного тока  $I_{1н}$  при работе трансформатора с полной (номинальной) нагрузкой.

Поскольку при холостом ходе напряжение  $U_{20}$  на зажимах вторичной обмотки равно наведенной в ней вторичной ЭДС  $E_2$ , а ЭДС  $E_1$  ничтожно мало отличается по величине от приложенного напряжения  $U_1$ , то коэффициент трансформации определяют как отношение напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора при холостом ходе:

$$K_u = U_1 / U_2. \quad (9.6)$$

Ток  $I_0$  по форме – несинусоидальный вследствие влияния гистерезиса и опережает по фазе основной магнитный поток  $\Phi_0$  (замыкающийся по магнитопроводу) на угол  $\delta$ , зависящий от соотношения тока намагничивания  $I_{1м}$  (совпадающего по фазе с основным потоком) и активной составляющей тока  $I_{1а}$  (зависящей от потерь в магнитопроводе на гистерезис и нагревание токами Фуко и опережающей по фазе на  $90^\circ$  поток  $\Phi_0$ ).

Таким образом, режим холостого хода может быть применен для экспериментального определения  $K_u$  путем измерения напряжения  $U_1$  и  $U_2$  с помощью вольтметра с большим значением внутреннего сопротивления.

Кроме того, включив дополнительно в цепь первичной обмотки амперметр и ваттметр, можно определять активное  $R_m$ , индуктивное  $X_m$  и полное  $Z_m$  сопротивления контура намагничивания:

$$R_m = \frac{P_0}{U_1 I_0}; \quad Z_m = \frac{U_1}{I_0}; \quad X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2}, \quad (9.7)$$

а также коэффициент мощности:

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{U_1 I_0}. \quad (9.8)$$

*Нагрузочный режим трансформатора.* Трансформатор находится в режиме нагрузки, когда его первичная обмотка включена на номинальное первичное напряжение  $U_{1н}$ , а ко вторичной обмотке подключен приемник  $Z_n = R_n + jX_n$ .

При этом ЭДС  $\underline{E}_2$  создает ток  $\underline{I}_2$  в цепи вторичной обмотки, а магнитный поток создается одновременным действием двух магнитодвижущих сил (МДС).

Каждая обмотка сцеплена с основным потоком  $\Phi_0(t)$  и имеет потокосцепление рассеяния  $\Psi_{s1}$  и  $\Psi_{s2}$ , которые частично или полностью замыкаются по воздуху.

Поскольку в трансформаторах при номинальных токах потокосцепление рассеяния обмоток составляет около 5 % от основного потокосцепления, то наводимые ими ЭДС  $E_{1s}$  и  $E_{2s}$  примерно в 20 раз меньше  $E_1$ . Падение напряжения на активном сопротивлении обмоток также намного меньше  $E_1$ . Поэтому и при номинальном токе ЭДС  $E_1 = U_1 = \text{const}$ .

Таким образом, амплитуда магнитного потока:

$$\Phi_m = \frac{E_1}{4,44 f w_1} \approx \text{const}, \quad (9.9)$$

т. е. почти постоянна при изменении токов в обмотках.

Так как при холостом ходе основной магнитный поток создается магнитодвижущей силой первичной обмотки  $i_1 w_1$ , а при работе под нагрузкой – совместным действием магнитодвижущих сил первичной и вторичной обмоток, то можно записать уравнение магнитодвижущих сил:

$$w_1 i_{1x} = w_1 i_1 + w_2 i_2. \quad (9.10)$$

Разделив это уравнение на  $w_1$ , получим:

$$i_1 = i_{1x} - i_2 \frac{w_2}{w_1}. \quad (9.11)$$

Если принять токи синусоидальными, то (9.11) можно записать в комплексной форме:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1} = \underline{I}_0 + \underline{I}'_2, \quad (9.12)$$

где

$$I'_2 = -I_2 \frac{w_2}{w_1}. \quad (9.13)$$

Таким образом, ток первичной обмотки при подключенной ко вторичной обмотке нагрузке имеет две составляющие: намагничивающую и нагрузочную. Первая равна току холостого хода  $I_0$ , а вторую –  $I'_2$  называют приведенным током нагрузки.

Поскольку ток холостого хода составляет единицы процентов от тока номинального, то при токах нагрузки, близких к номинальному, током  $I_0$  можно пренебречь. Тогда из (9.12) получим соотношение для действующих значений токов:

$$I_1 = I_2 \frac{w_2}{w_1}. \quad (9.14)$$

Из (9.14) следует, что трансформатор преобразует также уровни токов, при этом величина:

$$K_I = \frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{K_u} \quad (9.15)$$

называется коэффициентом трансформации по току.

Так как ток во вторичной обмотке в каждый полупериод направлен так, что создаваемый им поток встречен потоку от тока в первичной обмотке, т. е. магнитодвижущая сила  $I_2 w_2$  действует размагничивающе по отношению к МДС первичной обмотки, то, как следствие, растет ток  $I_1$  и потребляемая трансформатором от сети мощность, что обеспечивает неизменный магнитный поток в магнитопроводе.

*Режим короткого замыкания* имеет место, когда выводы вторичной обмотки замкнуты проводом с сопротивлением, равным нулю ( $Z_n = 0$ ). Если при этом к первичной обмотке трансформатора подведено номинальное напряжение, то токи в обмотках увеличиваются в несколько десятков раз по сравнению с номинальными. Большой ток вызывает сильный нагрев обмоток трансформатора и выход его из строя. Этот режим является аварийным, и по этой причине цепи, содержащие силовые трансформаторы, снабжают устройствами защиты, отключающими трансформатор от источника питания при возникновении режима короткого замыкания либо при длительных токовых перегрузках во вторичных обмотках.

*Идеальный трансформатор.* При рассмотрении действия трансформатора можно пренебречь полями рассеяния обмоток, тепловыми потерями в обмотках и сердечнике, обусловленными активным сопротивлением обмоток и вихревыми токами в сердечнике, а также потерями энергии на перемагничивание сердечника.

Трансформатор, для которого приняты эти условия, называют идеальным.

Понятие идеального трансформатора позволяет, в частности, просто определить действующее значение тока в первичной обмотке многообмоточного трансформатора из следующего условия:

$$S_1 = S'_2 + S''_2 + \dots + S_2^n, \quad (9.16)$$

где  $S_1 = U_1 I_1$  – полная мощность первичной обмотки;  $S'_2 = U'_2 I'_2$ ,  $S''_2 = U''_2 I''_2$ , ... – полная мощность каждой из вторичных обмоток. Следовательно, ток  $I_1$  в первичной обмотке:

$$I_1 = I'_2 \frac{U'_2}{U_1} + I''_2 \frac{U''_2}{U_1} + \dots + I_2^n \frac{U_2^n}{U_1}. \quad (9.17)$$

### 9.3. Паспортные данные трансформатора. Определение параметров трансформатора в опытах холостого хода и короткого замыкания. Рабочие характеристики трансформатора

К паспортным (номинальным) данным трансформатора относятся следующие величины:

- $U_{1н}$  – номинальное первичное напряжение;
- $U_{2хх}$  – напряжение холостого хода вторичной обмотки;
- $S_n$  – номинальная полная мощность;
- $U_{1к}$ , % – напряжение короткого замыкания, в процентах от  $U_{1н}$ ;
- $P_0$ ,  $P_k$  – мощность потерь в опытах холостого хода и короткого замыкания;
- $I_0$ , % – ток первичной обмотки при холостом ходе, в процентах от  $I_{1н}$ .

Исходя из паспортных данных, определяют значение номинальных токов в каждой из вторичных обмоток, выбирают необходимое сечение питающих и отводящих линий и аппараты защиты трансформатора.

Параметры трансформатора можно определить экспериментально, осуществив опыт холостого хода и короткого замыкания (рис. 9.3, а, б).

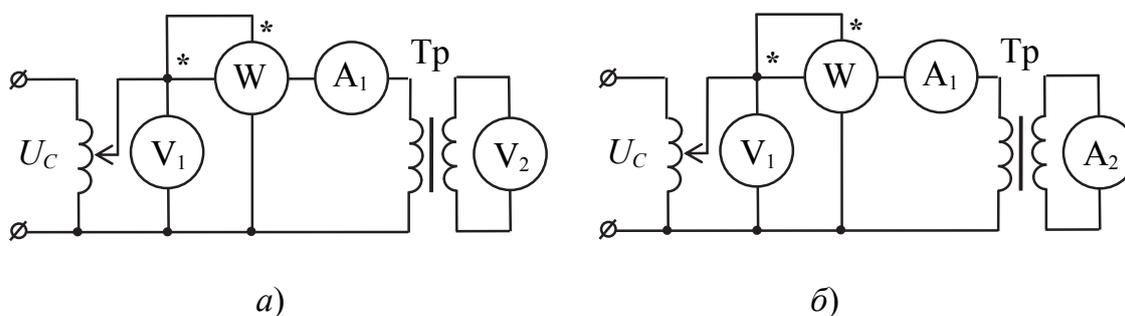


Рис. 9.3. Схема опытов холостого хода (а)  
и короткого замыкания (б)

В опыте холостого хода (рис. 9.3, а) подводимое к первичной обмотке напряжение  $U_1$  изменяют от 0 до  $1,1U_{1н}$  и по показаниям приборов строят зависимости  $I_0$  и  $P_0$  от  $U_1$  (рис. 9.4).

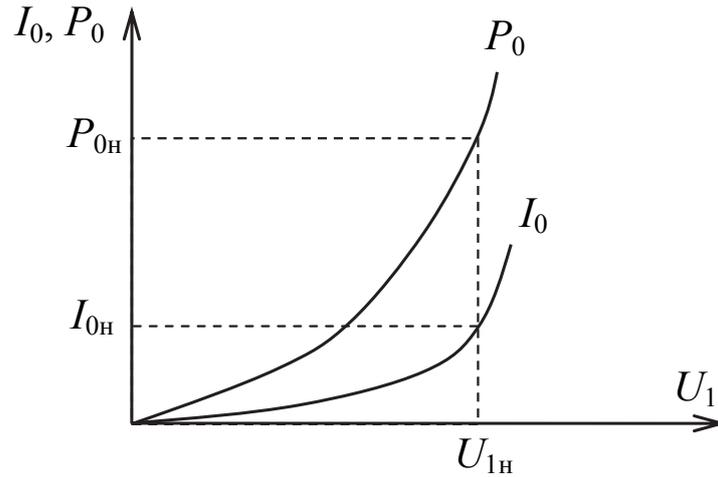


Рис. 9.4. Зависимость параметров в опыте холостого хода трансформатора от напряжения на первичной обмотке

Эти характеристики позволяют определить номинальное значение тока холостого хода  $I_{0н}$  и номинальные потери мощности холостого хода  $P_{0н}$ , соответствующие номинальному значению напряжения  $U_{1н}$ .

Поскольку при холостом ходе ( $I_2 = 0$ ) ток в первичной обмотке  $I_1 = I_0$  мал, то малы и потери мощности, затрачиваемые на нагрев обмоток. При этом измеренная ваттметром мощность есть не что иное, как потери мощности в магнитопроводе, пропорциональные квадрату магнитного потока  $\Phi_m$  или напряжения  $U_1$ , так как  $U_1 \approx E_1 = 4,44 f w_1 \Phi_m = C \Phi_m$ . Таким образом,  $P_0 = C U_1^2$ , зависимость  $P_0(U_1)$  имеет вид параболы, а зависимость  $I_0(U_1)$  – вид кривой намагничивания магнитопровода трансформатора. По (9.6) определяют  $K_u$ .

В опыте короткого замыкания к первичной обмотке подводят такое напряжение  $U_{1к}$ , при котором ток в ней равен номинальному значению  $I_{1н}$ . По данным измерений определяют следующие параметры трансформатора.

Напряжение короткого замыкания:

$$u_k = \frac{U_{1к}}{U_1} 100 \%, \quad (9.18)$$

где  $U_{1к}$  – измеренное вольтметром напряжение  $U_1$  при  $I_{1к} = I_{1н}$ .

В опыте короткого замыкания  $U_{1k}$  очень мало (4,5–5,5 % при  $U_{вн} = 6–10$  кВ), поэтому можно считать, что измеренная ваттметром мощность  $P_k$  – это потери, обусловленные активным сопротивлением обмоток трансформатора. При токе  $I_{1k} = I_{1н}$  получают номинальные потери мощности на нагрев обмоток  $P_{кн}$ , которые называются электрическими потерями короткого замыкания.

Измерив  $U_{1k}$  и  $I_{1k}$ , можно вычислить:

– полное сопротивление трансформатора:

$$Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1k}} = \sqrt{R_k^2 + X_k^2}; \quad (9.19)$$

– активное сопротивление обмоток трансформатора:

$$R_k = \frac{P_{кн}}{I_{1k}^2}; \quad (9.20)$$

– индуктивное сопротивление обмоток:

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}. \quad (9.21)$$

Зная  $Z_k$ ,  $R_k$ ,  $X_k$ , можно построить треугольник напряжений короткого замыкания (рис. 9.5), а также определить активную  $U_{1ка}$  и реактивную (индуктивную)  $U_{1кп}$  составляющие напряжения короткого замыкания:

$$U_{1ка} = U_{1k} \cos \varphi_k; \quad U_{1кп} = U_{1k} \sin \varphi_k, \quad (9.22)$$

где

$$\cos \varphi_k = \frac{P_k}{I_{1k} U_{1k}}. \quad (9.23)$$

Зная  $I_{1k}$  и  $I_{2k}$ , определяют коэффициент трансформации по току:

$$K_i = \frac{I_{1k}}{I_{2k}}, \quad (9.24)$$

где  $I_{2k}$  – ток во вторичной обмотке трансформатора в опыте короткого замыкания.

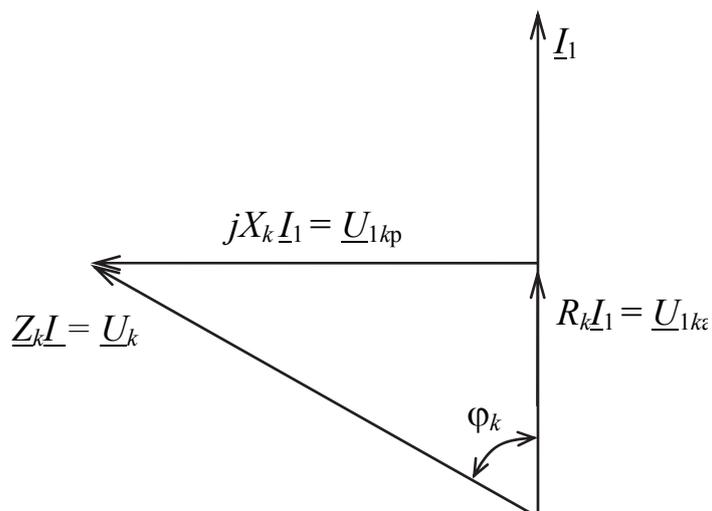


Рис. 9.5. Треугольник напряжений, построенный по данным опыта короткого замыкания

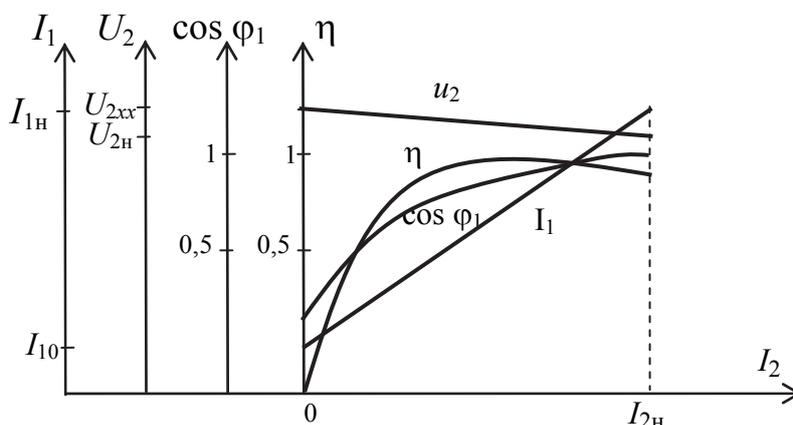


Рис. 9.6. Нагрузочные характеристики трансформатора

Если в схеме на рис. 9.3, б включить во вторичную обмотку последовательно с амперметром  $A_2$  регулируемую нагрузку, позволяющую изменять ток  $I_2$  от 0 до  $1,2 I_n$ , то можно экспериментально отснять и построить (рис. 9.6) нагрузочные характеристики трансформатора  $U_2 = F(I_2)$ ,  $I_1 = F_1(I_2)$ ,  $\cos \varphi_1 = F_2(I_2)$ ,  $\eta = F_3(I_2)$  при  $U_1 = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$ ,  $\cos \varphi_2 = 1$  (т. е. при активной нагрузке).

#### 9.4. Потери энергии и КПД трансформатора. Внешняя характеристика трансформатора

Подводимая к трансформатору мощность:

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1, \quad (9.25)$$

а отдаваемая трансформатором в нагрузку мощность:

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2. \quad (9.26)$$

Разность:

$$P_n = P_1 - P_2 \quad (9.27)$$

представляет собой потери мощности в трансформаторе.

Коэффициент полезного действия трансформатора:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (9.28)$$

Для увеличения точности выражение (9.28) представляют в виде

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_n}, \quad (9.29)$$

где  $P_n = P_0 + P_k$ .

Потери холостого хода  $P_0$  при  $U_1 = \text{const}$  постоянны и не зависят от тока нагрузки  $I_2$ . Эти потери определяются из опыта холостого хода, а в паспорте трансформатора указывают их номинальное значение  $P_0$  (при  $U_1 = U_{1н}$ ).

Потери мощности на нагрев обмоток:

$$P_k = I_{1k}^2 R_k. \quad (9.30)$$

Введя выражение для коэффициента нагрузки трансформатора:

$$\beta = \frac{I_1}{I_{1н}} = \frac{I_2}{I_{2н}} = \frac{P_2}{S_n \cos \varphi_2}, \quad (9.31)$$

откуда  $I_1 = \beta I_{1н}$ ,  $P_2 = \beta S_n \cos \varphi_2$ , получим выражение для потерь мощности в обмотках:

$$P_k = \beta^2 I_{1н}^2 R_k = \beta^2 P_{кн},$$

где  $P_{кн}$  – номинальные потери в обмотках, определяемые из опыта короткого замыкания и указываемые в паспорте трансформатора.

Таким образом, уравнение (9.29) можно представить в виде

$$\eta = \frac{\beta S_n \cos \varphi_2}{\beta S_n \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 P_k}. \quad (9.32)$$

Как следует из (9.32), КПД трансформатора достигает максимального значения (рис. 9.6)  $\eta_{\max}$  при некотором значении  $\beta$ , которое определяется из условия  $d\eta/d\beta = 0$ .

Продифференцировав (9.32), получим, что  $\eta$  максимален при:

$$\beta^2 P_k = P_0.$$

Оптимальный коэффициент загрузки  $\beta_{\text{опт}}$ , при котором  $\eta = \eta_{\max}$ , определяется из следующего равенства:

$$\beta_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{P_0}{P_k}}. \quad (9.33)$$

Чем меньше разница между  $P_0$  и  $P_k$ , тем ближе значение  $\beta_{\text{опт}}$  к единице.

Важнейшей характеристикой трансформатора является зависимость вторичного напряжения от тока нагрузки при постоянных значениях первичного напряжения и коэффициента мощности нагрузки  $U_2 = f(I_2)$  при  $U_1 = U_{1н} = \text{const}$  и  $\varphi_2 = \text{const}$ :  $\underline{U}_2 = \underline{E}_2 - \underline{I}_2 \underline{Z}_2 = \underline{U}_{2н} - \underline{I}_2 \underline{Z}_k$ , где  $\underline{Z}_2$  – комплексное сопротивление вторичной обмотки.

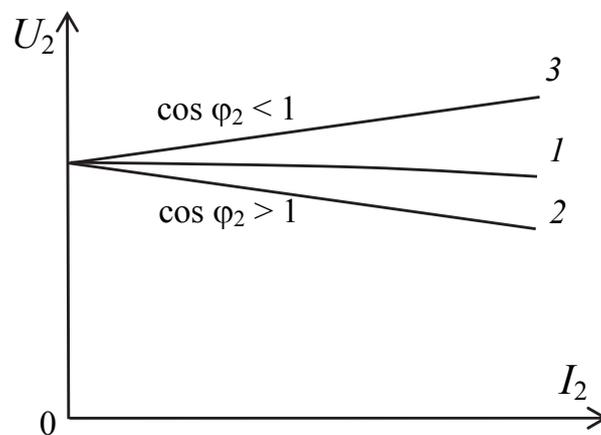


Рис. 9.7. Внешняя характеристика трансформатора для активной (1), активно-индуктивной (2) и активно-емкостной (3) нагрузок

У идеализированных трансформаторов  $U_2 = U_1 / k = \text{const}$ , т. е.  $U_2$  не зависит от нагрузки и поэтому его вольт-амперная характеристика проходит параллельно оси  $I_2$ . У реального трансформатора существует ЭДС от полей рассеяния и падение напряжения на вторичной обмотке,

поэтому при активно-индуктивных нагрузках напряжение  $U_2$  уменьшается при увеличении тока  $I_2$  (рис. 9.7, линии 1, 2). При емкостном характере нагрузки с ростом  $I_2$  происходит увеличение  $U_2$  (линия 3).

### 9.5. Назначение, устройство, схемы соединения обмоток и группы соединения трехфазных трансформаторов

Трехфазные трансформаторы преобразуют электрическую энергию в трехфазных цепях с одним соотношением линейных напряжений и токов в электрическую энергию с другим соотношением этих же величин при неизменной частоте.

В стержневых трехфазных трансформаторах с расположением трех стержней в одной плоскости, замкнутых сверху и снизу ярмами, имеется две трехфазные обмотки высшего напряжения (ВН) и низшего напряжения (НН), в каждую из которых входят по три фазные обмотки (или фазы). Следовательно, трехфазный трансформатор имеет шесть фазных обмоток и двенадцать выводов. Начальные выводы фазных обмоток высшего напряжения обозначают буквами  $A, B, C$ , а конечные –  $X, Y, Z$ . Для обмоток низшего напряжения применяются аналогичные обозначения – буквами  $a, b, c$  и  $x, y, z$ .

Фазные обмотки высшего и низшего напряжения соединяют звездой или треугольником. При этом при соединении звездой нейтральные точки обозначаются буквами  $0$  или  $N$  – для обмоток ВН и  $0$  или  $n$  – для обмоток НН.

Фазный коэффициент трансформации определяется отношением фазных напряжений при холостом ходе:

$$K_{\phi} = \frac{(U_{1\phi})^{xx}}{(U_{2\phi})^{xx}}. \quad (9.34)$$

Линейный коэффициент трансформации определяется аналогично:

$$K_{л} = \frac{(U_{1л})^{xx}}{(U_{2л})^{xx}}. \quad (9.35)$$

Для соединения  $Y/Y$  и  $\Delta/\Delta$  –  $K_{л} = K_{\phi}$ , для соединения  $Y/\Delta$  –  $K_{л} = \sqrt{3}K_{\phi}$ , а для соединения  $\Delta/Y$  –  $K_{л} = \frac{K_{\phi}}{\sqrt{3}}$ .

При параллельном включении силовых трансформаторов в энергосистему либо при использовании в энергосистеме нескольких ступеней трансформации напряжения применяются трехфазные трансформаторы с одинаковой группой соединения обмоток. При этом группа соединения указывает схему соединения обмоток и разность фаз между линейными напряжениями на высшей и низшей стороне.

Угол сдвига фаз между соответствующими линейными напряжениями отсчитывается в направлении вращения часовой стрелки от вектора  $U_{1л}$  к вектору  $U_{2л}$ . Величина этого угла зависит от направления навивки обмоток, маркировки их выводов и типа соединения обмоток.

При одинаковом направлении навивки, одинаковой маркировке выводов и соединении фазных обмоток по схеме  $Y-Y$  угол сдвига фаз между  $U_{AB}$  и  $U_{ab}$  равен нулю, и такой трансформатор относится к группе  $Y/Y-0$  (рис. 9.8, а).

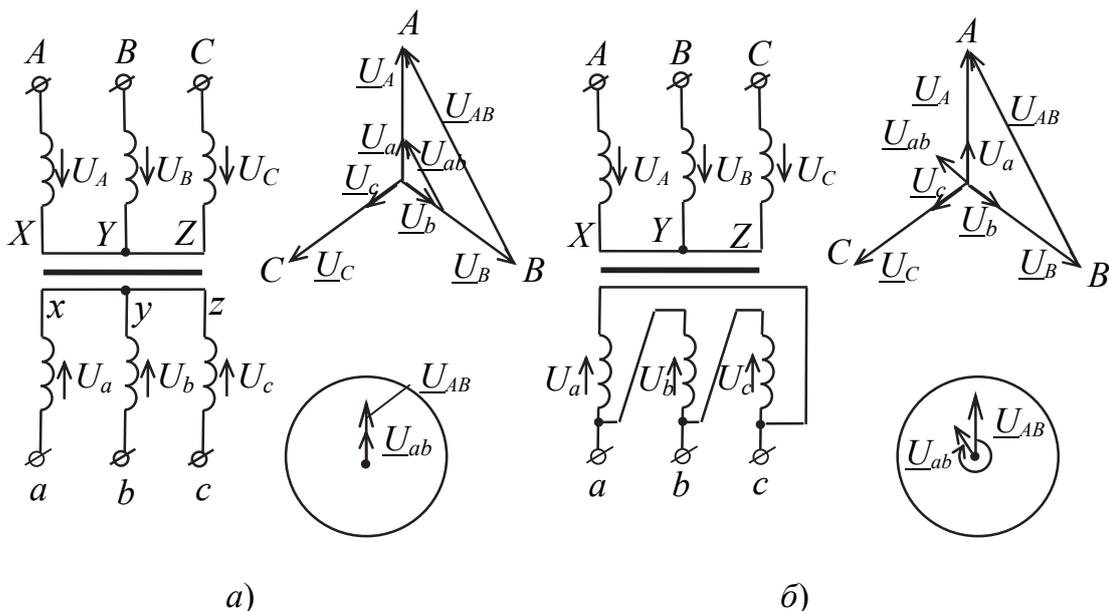


Рис. 9.8. Определение угла сдвига фаз между линейными напряжениями для соединений  $Y/Y$  (а) и  $Y/\Delta$  (б)

Для соединения  $Y/\Delta$  этот же угол равен  $330^\circ = 30 \cdot 11$ , и трансформатор относится к группе  $Y/\Delta-11$  (рис. 9.8, б).

Таким образом, группа соединений обозначается кодом, отображающим схему соединения обмоток, и цифрой после дефиса, указывающей фазовый сдвиг между линейными напряжениями, выраженный в часах.

Часовое обозначение угла сдвига фаз обусловлено тем, что векторы  $U_{1л}$  и  $U_{2л}$  могут иметь разность фаз, кратную  $30^\circ$ .

Свойства трехфазных трансформаторов, как и однофазных, определяются номинальными параметрами и характеристиками, которые приводятся в паспортных данных и могут быть определены экспериментально, как и для однофазных трансформаторов.

## 9.6. Устройство, принцип работы и применение автотрансформаторов

Автотрансформаторы находят широкое применение при пуске мощных синхронных и асинхронных электродвигателей, для регулировки напряжения. При экспериментальных работах применяются однофазные лабораторные автотрансформаторы (ЛАТР). Они имеют регулируемый коэффициент трансформации и позволяют плавно, в широких пределах изменять напряжение  $U_2$ .

Обмотки этих трансформаторов (рис. 9.9) имеют не только магнитную, но и электрическую связь. Если пренебречь падениями напряжений в обмотках и токами холостого хода, то коэффициент трансформации:

$$K = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}.$$

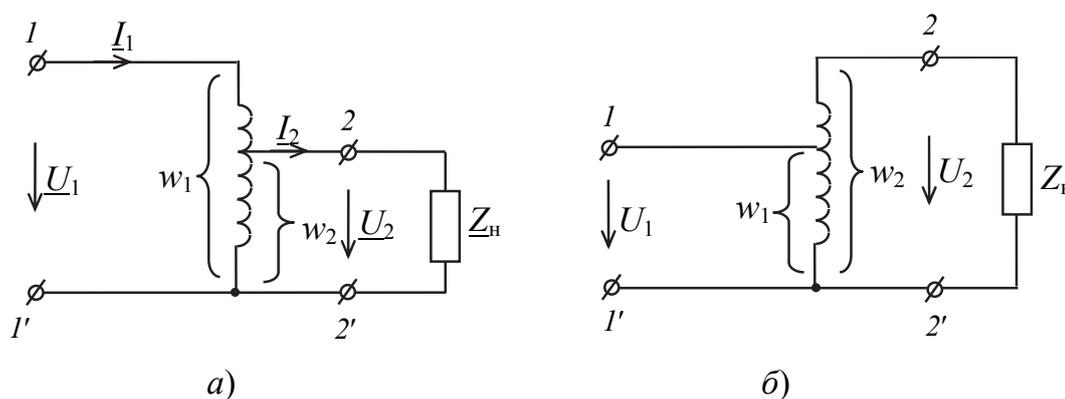


Рис. 9.9. Электрическая схема автотрансформатора:  
а – понижающего; б – повышающего

В общей части обмотки, входящей в первичную и вторичную цепи, протекают токи  $I_1$  и  $I_2$ , и так как они находятся в противофазе, то

$$I_{12} = |I_1 - I_2| = I_1 k - I_1 = I_1 (k - 1).$$

При близких значениях  $w_1$  и  $w_2$ , когда  $K = 1$ , ток  $I_{12}$  намного меньше тока  $I_1$ . По этой причине сечение провода и габариты автотрансформатора меньше, чем у обычного трансформатора той же мощности.

Недостатком автотрансформатора является наличие гальванической связи между обмотками высокого и низкого напряжения, что ухудшает условия электробезопасности.

### Вопросы для самоконтроля

1. Объяснить назначение и принцип действия трансформатора.
2. Как устроен однофазный двухобмоточный трансформатор?
3. Какие конструктивные разновидности однофазных трансформаторов вам известны?
4. Как маркируются силовые однофазные трансформаторы?
5. Дайте определение коэффициента трансформации.
6. Определите значение действующей ЭДС первичной обмотки трансформатора на частоте  $f = 50$  Гц, если число витков  $w_1 = 500$ , а амплитуда магнитного потока  $\Phi_m = 0,0005$  Вб.
7. Как проводятся опыты холостого хода и короткого замыкания трансформатора и какие параметры трансформатора определяются из этих опытов?
8. Объясните причины нагрева трансформатора и укажите способы его охлаждения.
9. Дайте определение КПД трансформатора. При какой нагрузке КПД имеет максимальное значение?
10. Что понимается под внешней характеристикой трансформатора? Приведите графики этой характеристики для активной, активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузок.
11. Почему при изменении тока  $I_2$  во вторичной обмотке изменяется также ток  $I_1$  в первичной обмотке?
12. Как устроен трехфазный трансформатор?
13. Для каких схем соединения линейный коэффициент трансформации  $K_L$  и фазный  $K_\phi$  равны между собой?
14. Чему равно отношение  $K_L / K_\phi$  для схем соединения  $Y / \Delta$ ?
15. Что понимается под группой соединения трехфазного трансформатора?
16. Какие разновидности трансформаторов специального назначения вам известны?

17. Каковы достоинства и недостатки автотрансформаторов по сравнению с обычными трансформаторами?

18. Перечислите номинальные параметры силовых трансформаторов.

19. Какой вид имеют рабочие характеристики трансформаторов и как они снимаются?

## **Глава 10. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ**

### **10.1. Классификация электрических машин. Свойство обратимости. Физические явления в электрических машинах. Преобразование энергии в генераторе и в двигателе**

Электрические машины широко применяются на электростанциях, в промышленности, на электротранспорте, в системах автоматического управления, в быту.

Электрические машины, преобразующие механическую энергию в электрическую, называются *генераторами*, а машины, преобразующие электрическую энергию в механическую, – *двигателями*.

Любая электрическая машина может быть использована как в качестве генератора, так и в качестве двигателя. Это свойство электрической машины изменять направление преобразуемой ею энергии называется *обратимостью*.

Электрические машины могут также использоваться для преобразования электрической энергии одного рода тока (частоты, числа фаз переменного тока, напряжения) в энергию другого рода тока. Такие электрические машины называются *преобразователями*.

В зависимости от рода тока электроустановки, в которой должна работать электрическая машина, они делятся на машины постоянного тока и машины переменного тока.

Машины переменного тока могут быть как однофазными, так и многофазными. Наиболее широкое распространение получили трехфазные синхронные и асинхронные машины.

Находят также применение коллекторные машины переменного тока, которые допускают регулирование в широких пределах скорости вращения.

Принцип действия электрических машин основан на использовании электромагнитной индукции и закона Ампера.

Если в магнитное поле полюсов постоянного магнита или электромагнита поместить проводник (рис. 10.1) и под действием какой-либо внешней силы  $F_1$  перемещать его со скоростью  $V$  перпендикулярно магнитному полю, то на концах этого проводника возникнет ЭДС:

$$E = BlV,$$

где  $B$  – индукция магнитного поля;  $l$  – активная длина проводника.

Направление ЭДС определяется по правилу правой руки.

Если этот проводник замкнуть на какой-либо приемник электрической энергии, то в замкнутой цепи под воздействием ЭДС будет протекать ток  $I$ , совпадающий по направлению с ЭДС в проводнике.

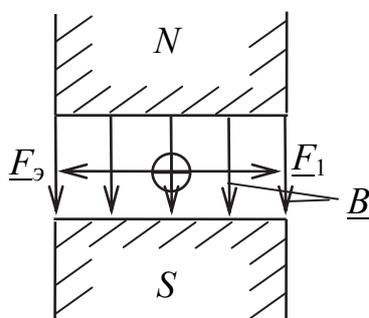


Рис. 10.1. Модель электрической машины

В результате взаимодействия тока  $I$  в проводнике (посредством созданного им магнитного поля) с магнитным полем магнита создается электромагнитная сила  $F_2$ , направление которой определяется по правилу левой руки. Эта сила будет направлена против силы  $F_1$ , перемещающей проводник в магнитном поле. При  $F_2 = F_1$  проводник будет перемещаться с постоянной скоростью.

В такой простейшей электрической машине механическая энергия, затрачиваемая на перемещение проводника, преобразуется в энергию электрическую, потребляемую электроприемником, т. е. машина работает генератором.

Если от постороннего источника электрической энергии пропустить через проводник ток, то в результате взаимодействия этого тока с магнитным полем магнита создается электромагнитная сила  $F_2$ , под действием которой проводник будет перемещаться в магнитном поле, преодолевая силу торможения какого-либо механизма, т. е. машина будет работать двигателем.

Таким образом, рассмотренная модель электрической машины, как и любая электрическая машина, обратима. Для увеличения ЭДС и величины электромеханических сил электрические машины снабжаются обмотками, состоящими из большого числа проводов, которые соединяются между собой так, чтобы ЭДС в них имели одинаковые направления и складывались.

ЭДС в проводнике, как известно, будет индуцироваться также и в том случае, когда проводник неподвижен, а перемещается магнитное поле.

## **10.2. Асинхронные электрические машины**

### ***10.2.1. Назначение, устройство, конструктивные разновидности трехфазных асинхронных двигателей, их маркировка и обозначение выводов обмоток***

Асинхронные электродвигатели предназначены для преобразования электрической энергии переменного тока в механическую энергию.

Асинхронные электродвигатели – самые распространенные из всех видов электрических машин из-за их простоты, надежности, меньшего веса, габаритов, стоимости и др.

Промышленностью выпускаются трехфазные, однофазные и универсальные асинхронные двигатели, способные работать как от однофазной, так и от трехфазной сети.

Наибольшее применение в качестве двигателей электрического привода получили трехфазные асинхронные электродвигатели (ТАД) с короткозамкнутым и фазным ротором. Такие двигатели выпускаются сериями:

- А – А0 (1949–1951 гг.);
- А2 – А02 – мощностью 0,6–100 кВт (1958–1960 гг.);
- А – АК – мощностью 100–1000 кВт (1964–1985 гг.);
- А3 – А03 – мощностью 132–500 кВт;
- ИА и АИ (А и Р) – мощностью 0,06–500 кВт (до настоящего времени);
- РА – мощностью 0,37–100 кВт;
- 5А(5АН), 6А – мощностью 0,37–400 кВт.

Асинхронные электродвигатели различаются по степени защиты (IP23, IP44 и др.); по способу охлаждения (IC01, IC014 и др.); способу монтажа (IM1001 и др.). IP означает International protection: 23 – защищенное, 44 – закрытое исполнение; IC – International cooling:

01 – машина с самовентиляцией; IM – International mounting; 1001 – машина на лапах с двумя подшипниковыми щитами, с горизонтальным расположением вала.

Машины также подразделяются по климатическим условиям эксплуатации:

- У – для районов с умеренным климатом;
- ХЛ – с холодным климатом;
- ТВ – с влажным климатом;
- О – общеклиматическое исполнение.

Сведения о маркировке, номинальных параметрах и областях применения асинхронных электродвигателей приводятся в справочниках [10], [11].

Приведем примеры условных обозначений асинхронных электродвигателей различных серий:

– 5A250M4 – асинхронный двигатель пятой серии: 250 – высота от оси вращения до опорной плоскости лап, мм; М – средняя длина корпуса; 4 – число полюсов ( $n = 1500$  об./мин);

– PA100M4 – асинхронный двигатель: 100 – высота от оси вращения до нижней плоскости лап, мм; М – средняя длина корпуса; 4 – число полюсов;

– AIP132S6 – асинхронный двигатель интерэлектро (Международная организация стран СЭВ); Р – вариант увязки мощностей и установочных размеров; 132 – высота от оси вращения до нижней плоскости лап, мм; S – малая длина корпуса; 6 – число полюсов ( $n_1 = 1000$  об./мин);

– МТКФ-311-6, МТКН-311-6 – асинхронные двигатели краново-металлургические, работающие при повышенных температурах; F, H – классы нагревостойкости; 3 – габарит; 1 – первая серия; 1 – первая длина; 6 – число полюсов ( $n_1 = 1000$  об./мин);

– УАД-72 – универсальный асинхронный двигатель, способный работать в однофазном (с конденсатором) или в трехфазном режимах.

Трехфазный асинхронный двигатель (ТАД) состоит из неподвижного статора и вращающегося ротора. Статор имеет цилиндрическую форму и состоит из корпуса, сердечника и обмоток. Корпус изготавливается из стали, чугуна или алюминиевого сплава. Сердечник набирается из тонких листов электротехнической стали. Листы изолируют друг от друга тонкой оксидной пленкой, набирают в пакет и запрессовывают в корпус статора. С внутренней стороны сердечника вырубается продольные пазы, в которые укладываются обмотки

статора, выполненные из медного изолированного эмалью провода и состоящие из трех отдельных обмоток, оси которых повернуты в пространстве относительно друг друга на  $120^\circ$ .

Обмотки называются фазами статора и соединяются между собой треугольником или звездой в зависимости от значения подводимого трехфазного напряжения.

Начало обмоток статора обозначают буквами  $C_1-C_3$  или  $A, B, C$ , а концы – буквами  $C_4-C_6$  или  $X, Y, Z$ . Для соединения обмоток статора звездой или треугольником (при стандартном монтаже выводов на клеммах монтажной коробки) необходимо выводы соединять по схеме на рис. 10.2.

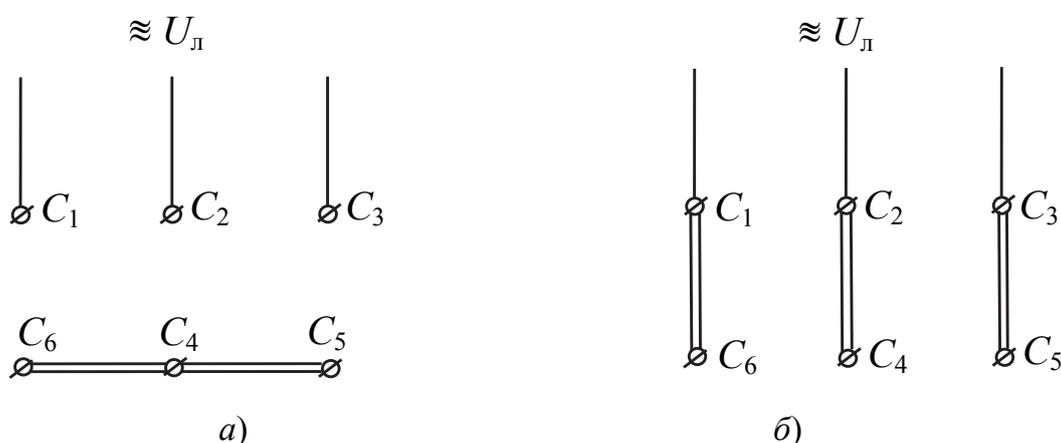


Рис. 10.2. Монтаж выводов обмоток статора при соединении звездой (а) и треугольником (б)

Ротор ТАД состоит из стального вала, на который напрессован сердечник в виде пакета тонких пластин электротехнической стали с продольными пазами. В пазы заливаются стержни из алюминия (в короткозамкнутом роторе), либо укладываются обмотки из медного провода (в роторе с контактными кольцами).

Стержни короткозамкнутого ротора замкнуты по торцам, образуя «беличью» клетку, а обмотки фазного ротора соединяют в звезду, с выводом свободных концов на контактные кольца и далее через щетки – к клеммам монтажной коробки. Выводы обмоток фазного ротора обозначают буквами  $P_1-P_3$

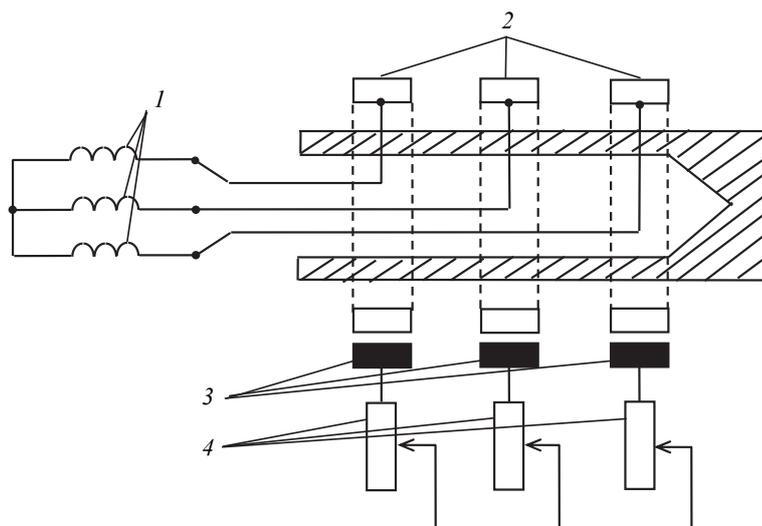


Рис. 10.3. Схема соединения обмоток фазного ротора ТАД:  
 1 – обмотки; 2 – контактные кольца; 3 – щетки;  
 4 – трехфазный пусковой реостат

В процессе работы контактные кольца скользят по неподвижным щеткам, обеспечивая электрическое соединение обмотки вращающегося ротора с трехфазным реостатом (рис. 10.3), используемым для уменьшения пусковых токов.

### **10.2.2. Принцип работы трехфазного асинхронного двигателя. Формирование двухполюсного вращающегося магнитного поля статора. Частота вращения ротора**

Работа асинхронного двигателя основана на явлении, названном «диск Араго–Ленца» (рис. 10.4). Это явление состоит в следующем.

Если перед полюсами постоянного магнита поместить медный диск 1 на оси 2 и начать вращать магнит вокруг его продольной оси при помощи рукоятки 3, то медный диск будет вращаться в том же направлении, что и магнит. Это объясняется тем, что при вращении магнита магнитные линии его поля, замыкаясь от северного полюса к южному, пронизывают диск и наводят в нем вихревые токи. В результате взаимодействия вихревых токов с магнитным полем магнита возникает сила, приводящая диск во вращательное движение. На основании закона Ленца направление индуцированного в диске тока таково, что он противодействует причине его возникновения. Поэтому вихревые токи в диске стремятся задержать вращение магнита, но, не имея возможности сделать это, приводят во вращение диск так, что он следует за магнитом. При этом скорость вращения диска всегда меньше, чем магнита.

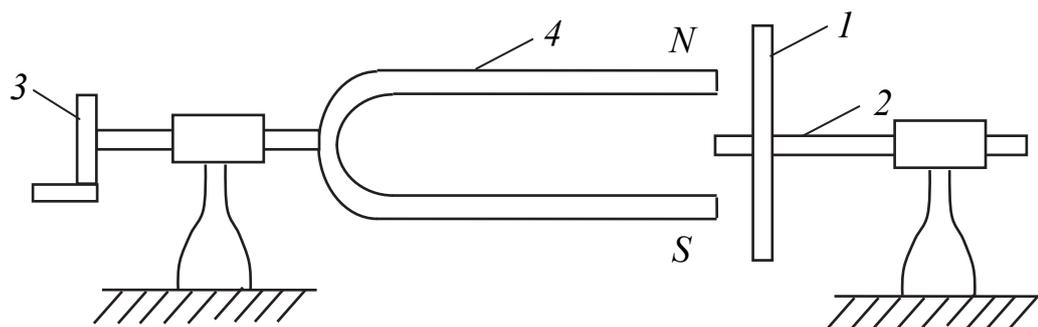


Рис. 10.4. «Диск Араго–Ленца»:  
 1 – медный диск; 2 – ось; 3 – рукоятка для вращения магнита;  
 4 – постоянный магнит

В асинхронном двигателе постоянный магнит заменен вращающимся магнитным полем статора, которое пересекает проводники обмоток ротора и индуцирует в них ЭДС. Если цепь обмоток ротора замкнута накоротко или на пусковой реостат, то по проводникам ротора потечет ток по направлению ЭДС. В результате взаимодействия тока в обмотках ротора с вращающимся магнитным полем статора создается вращающий момент, под действием которого ротор начинает вращаться вслед за полем статора. При этом под вращающим моментом понимается сумма произведений сил, действующих на каждый проводник ротора на расстояние от этих проводников до оси ротора. Направление этих сил определяется по правилу левой руки. Сила  $F$  и момент  $M$  направлены согласно с направлением вращения магнитного поля.

Частота вращения ротора  $n_2$  всегда меньше частоты вращения поля  $n_1$ , т. е. ротор «отстает» от вращающегося поля. Только при этом условии (асинхронности) в проводниках ротора наводится ЭДС, протекает ток и создается вращающий момент.

Вращающееся магнитное поле статора создается за счет пространственного сдвига плоскостей фазных обмоток статора на  $120^\circ$  и подключения этих обмоток к трехфазной симметричной системе напряжений. При этом поле может быть двухполюсным и многополюсным, что зависит от числа катушек в каждой фазной обмотке статора.

Рассмотрим формирование двухполюсного вращающегося магнитного поля на примере ТАД с тремя обмотками, соединенными звездой (рис. 10.5, а). Зависимость токов в обмотках статора от времени приведена на рис. 10.5, б.

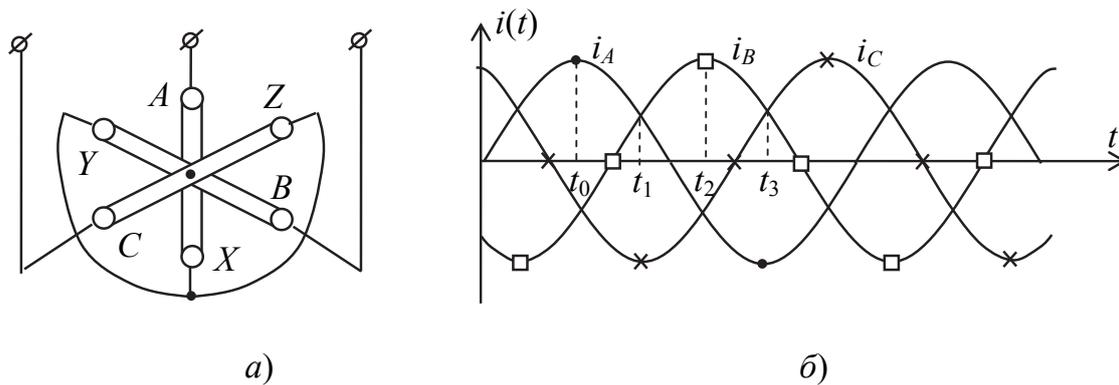


Рис. 10.5. Схема соединения обмоток статора ТАД звездой (а) и токи в обмотках (б) при питании ТАД трехфазной симметричной системой ЭДС

Пусть в каждой обмотке только по одному витку, уложенному в диаметрально-противоположных пазах статора. Из рис. 10.5, б следует, что для момента времени  $t_0$  ток  $i_A$  течет в фазе  $AХ$  от  $A$  к  $X$ , а в фазах  $ВУ$  и  $СЗ$  – от  $У$  к  $В$  и от  $З$  к  $С$ . На рис. 10.6 эти направления отмечены знаками «+» и «•» в каждом проводнике. Пользуясь правилом правого винта, находим картину распределения магнитного поля для момента времени  $t_0$ . При этом ось результирующего магнитного поля с индуктивностью  $B_{рез}$  расположена горизонтально.

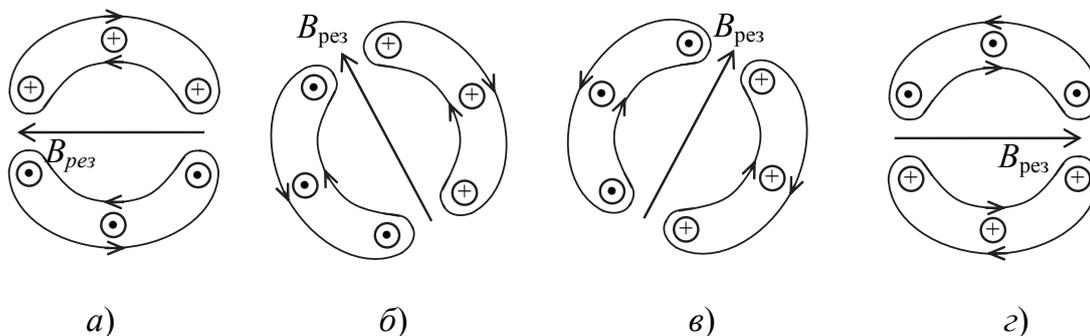


Рис. 10.6. Формирование двухполюсного вращающегося магнитного поля статора трехфазного АД

На рис. 10.6, б–г приведены картины магнитного поля для моментов времени  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ , построенные аналогично.

Если  $\omega$  – угловая частота вращения, то угол поворота вектора  $B_{рез}$ :

$$\alpha = \omega(t - t_0),$$

где  $\omega = 2\pi f$ .

За время  $t - t_0 = T$ , т. е. за период, ось вектора  $B_{\text{рез}}$  займет первоначальное положение, т. е. магнитное поле статора ТАД сделает один оборот  $\alpha = \omega T = 2\pi f \frac{1}{f} = 2\pi$ .

В рассмотренном примере число полюсов  $2p = 2$ , а магнитное поле вращается с частотой  $n_1 = 60 f_1 = 60 \cdot 50 = 3000$  об./мин. При этом направление вращения магнитного поля статора совпадает с порядком чередования фаз  $A-B-C$  в системе трехфазного питающего напряжения.

Если поменять местами выводы любых двух фаз, то направление вращения поля будет обратным.

Электрическое поле эквивалентно полю двухполюсного электромагнита, поэтому трехфазный двигатель, обмотки которого создают такое поле, называется *двухполюсным*.

Если число катушек в каждой фазе статора увеличить, а сдвиг фаз между токами в фазах сохранить в  $120^\circ$ , то частота вращения магнитного поля изменится и станет равной:

$$n_1 = 60 \frac{f_1}{p}, \quad (10.1)$$

где  $p$  – число пар полюсов.

В табл. 10.1 приведены значения  $n_1$  для различных  $p$ .

Таблица 10.1

**Зависимость частоты вращения  $n_1$  магнитного поля статора ТАД от числа пар полюсов  $p$**

| $p$             | 1    | 2    | 3    | 4   | 5   | 6   | 8   | 10  |
|-----------------|------|------|------|-----|-----|-----|-----|-----|
| $n_1$ , об./мин | 3000 | 1500 | 1000 | 750 | 600 | 500 | 375 | 300 |

### ***10.2.3. Работа трехфазного асинхронного двигателя под нагрузкой. Скольжение, номинальные параметры и рабочие характеристики***

В рабочем режиме ротор ТАД вращается с числом оборотов  $n_2 < n_1$ , поэтому магнитное поле статора скользит относительно ротора с числом оборотов  $n_s = n_1 - n_2$ . Относительное отставание ротора от вращающегося магнитного поля статора характеризуется скольжением  $s$ :

$$s = \frac{n_s}{n_1} = \frac{n_1 - n_2}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1}, \quad (10.2)$$

где  $\Omega_1 = 2\pi \frac{n_1}{60} = \frac{\omega_1}{p}$ ,  $\Omega_2 = 2\pi \frac{n_2}{60} = \frac{\omega_s}{p}$  – угловая частота вращения магнитного поля статора и угловая частота скольжения ротора;  $\omega_1 = 2\pi f_1$  – угловая частота тока;  $\omega_s = \omega_1(1-s)$ .

Для большинства современных ТАД скольжение ротора при номинальной нагрузке составляет (2–6) %, т. е.  $s = 0,02-0,06$ , а при работе на холостом ходе – доли процента. При заторможенном роторе ( $n_2 = 0$ ) скольжение максимально и равно единице ( $s = 1$ ).

От частоты скольжения и величины магнитного потока зависит значение ЭДС  $E_{2s}$ , наводимой в обмотке ротора:

$$E_{2s} = sE_2, \quad (10.3)$$

где

$$E_2 = 4,44k_2 f_1 w_2 \Phi_m \quad (10.4)$$

– ЭДС, наводимая в обмотке ротора в неподвижном его состоянии ( $s = 1$ ,  $n_2 = 0$ );  $k_2$  – обмоточный коэффициент, учитывающий то обстоятельство, что вследствие конструктивных особенностей асинхронного двигателя вращающийся магнитный поток сцеплен не со всеми витками обмотки ротора и статора ( $k_2 < 1$ );  $f_1 = pn_1 / 60$  – частота тока в статоре.

Ток  $I_{2s}$ , возникающий в обмотках ротора, можно определить по закону Ома:

$$I_{2s} = \frac{E_{2s}}{Z_{2s}} = \frac{E_{2s}}{\sqrt{R_2^2 + X_{2s}^2}}, \quad (10.5)$$

где  $Z_{2s}$  – полное сопротивление фазы ротора;  $R_2$  – активное сопротивление фазы ротора;  $X_{2s}$  – индуктивное сопротивление фазы ротора.

Так как  $X_{2s} = 2\pi f_1 s L_2 = s X_2$ ,  $X_2 = 2\pi f_1 L_2$ , то, с учетом (10.3), выражение для тока можно представить в виде

$$I_{2s} = \frac{E_2 s}{\sqrt{R_2^2 + (s X_2)^2}}. \quad (10.6)$$

При холостом ходе ток ротора близок к нулю.

Электромагнитный момент, развиваемый электродвигателем, можно определить исходя из электрических потерь мощности в обмотках ротора:

$$P_{\text{э2}} = m_2 I_{2s}^2 R_2 = M \frac{\omega_1 s}{p}, \quad (10.7)$$

откуда

$$M = \frac{pm_2 I_{2s}^2 R_2}{\omega_1 s} = \frac{pm_2 s^2 R_2 E_2^2}{\omega_1 s \sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}}. \quad (10.8)$$

Электрический момент, развиваемый асинхронным электродвигателем в момент пуска ( $s = 1$ ,  $n_2 = 0$ ):

$$M_{\text{н}} = \frac{pm_2 R_2 E_2^2}{\omega_1 \sqrt{R_2^2 + X_2^2}}, \quad (10.9)$$

где  $p$  – число пар полюсов в статоре;  $m_2$  – число фаз обмотки ротора.

График зависимости  $M(s)$  приведен на рис 10.7.

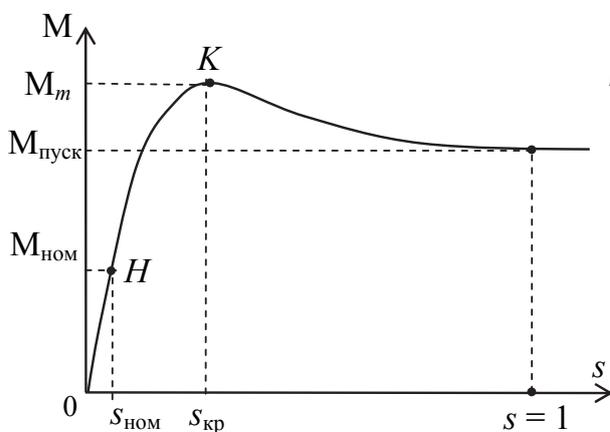


Рис. 10.7. Зависимость момента  $M$  от скольжения  $s$

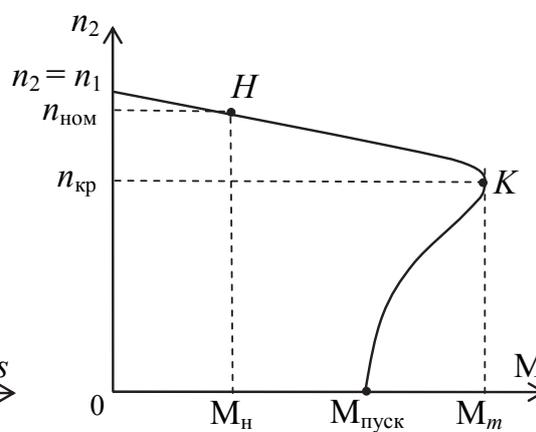


Рис. 10.8. Механическая (скоростная) характеристика

Точка  $M = 0$ ,  $s = 0$  соответствует идеальному холостому ходу двигателя, а точка  $M_{\text{н}}$ ,  $s_{\text{н}}$  – номинальному режиму.

Участок  $HK$  соответствует механической перегрузке двигателя. В точке  $K$  момент достигает максимального значения. Скольжение  $s_{\text{к}}$ , соответствующее максимальному моменту, называется критическим скольжением.

При практических расчетах момент, развиваемый асинхронным двигателем, для заданного скольжения  $s$  определяют по приближенной формуле Клосса:

$$M = \frac{2M_{\max}}{\frac{s_{\text{кр}}}{s} + \frac{s}{s_{\text{кр}}}}. \quad (10.10)$$

Зная  $P_{2\text{H}}$ ,  $n_{2\text{H}}$  и  $m = \frac{M_{\max}}{M_{\text{H}}}$  (определяемые из справочника) и учитывая связь частоты вращения ротора  $n_2$  со скольжением (10.2):

$$n_2 = n_1(1 - s), \quad (10.11)$$

определяют номинальный момент  $M_{\text{H}} = \frac{9,55P_{2\text{H}}}{n_{2\text{H}}}$ , максимальный момент  $M_{\max} = mM_{\text{H}}$ , критическое скольжение  $s_{\text{кр}} = s_{\text{H}}(m + \sqrt{m^2 - 1})$ , где  $s_{\text{H}} = \frac{n_1 - n_{2\text{H}}}{n_1}$ , и строят механическую (скоростную) характеристику

асинхронного двигателя, под которой понимается зависимость частоты вращения ротора  $n_2$  от момента  $M$  (рис. 10.8). От вида этой характеристики зависит пригодность асинхронного двигателя для привода различных рабочих механизмов. Для многих станков требуется, чтобы эта характеристика была жесткой, т. е. чтобы  $n_2$  изменялось незначительно при изменении нагрузки. В то же время рабочие механизмы, работающие при резко изменяющихся нагрузках (прессы, краны, ножницы), требуют быстрого изменения частоты вращения ротора двигателя.

Частота вращения вала двигателя остается неизменной, пока вращающий (электромагнитный) момент  $M$  равен моменту сопротивления:  $M = M_{\text{с}}$ .

При уменьшении  $M_{\text{с}}$  это равенство нарушается, что приводит к росту частоты вращения  $n_2$  ротора и к уменьшению скольжения. В результате уменьшается ток ротора  $I_2$  (10.6), уменьшается вращающий момент  $M$  и равновесие моментов восстанавливается.

Свойство автоматического установления равновесия между статическим моментом сопротивления  $M_{\text{с}}$  и преодолевающим его моментом двигателя называется саморегулированием.

Работа двигателя может быть устойчива только на участке ОК (рис. 10.7), когда увеличение нагрузки на вал двигателя, приводящее к увеличению скольжения, будет скомпенсировано ростом вращающего момента.

Если же  $M_c$  превысит  $M_m$ , то двигатель остановится, так как с ростом скольжения на этом участке вращающий момент снижается.

Отношение  $M_m / M_H$  называется перегрузочной способностью двигателя.

Отношение пускового момента к номинальному  $M_{п} / M_H$  называется кратностью пускового момента. Работа двигателя с  $M_c > M_H$  допустима лишь кратковременно из-за перегрева.

Зависимости развиваемого двигателем момента  $M$ , потребляемой мощности  $P_1$ , коэффициента мощности  $\cos \varphi_1$ , коэффициента полезного действия  $\eta$ , скольжения  $s$  и тока статора  $I_1$  от мощности  $P_2$  на валу являются рабочими характеристиками асинхронного двигателя (рис. 10.9).

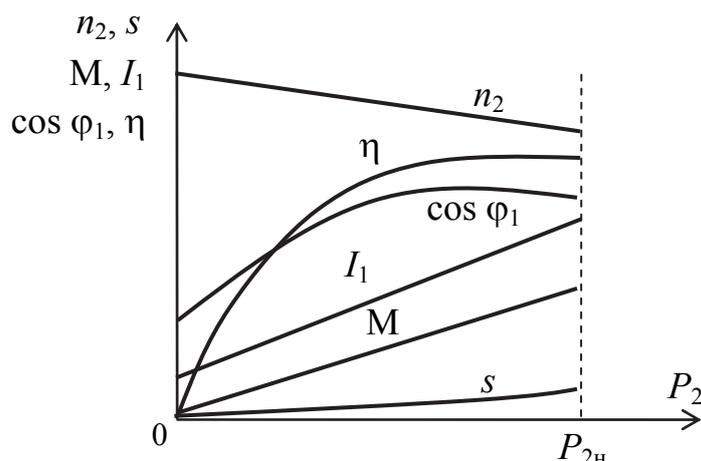


Рис. 10.9. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Коэффициент мощности ТАД определяют по формуле

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_\phi}{U_\phi I_\phi} = \frac{P_1}{\sqrt{3} U_\phi I_\phi}, \quad (10.12)$$

а коэффициент полезного действия:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\beta P_{2н}}{\beta P_{2н} + \Delta P_c + \beta^2 \Delta P_{эH}}, \quad (10.13)$$

где  $\beta = P_2 / P_{2н}$  – коэффициент загрузки электродвигателя;  $\Delta P_c = \Delta P_m + \Delta P_{мех}$  – постоянные потери (сумма потерь в магнитопроводе и механические потери);  $\Delta P_{эп}$  – переменные потери в двигателе (потери в обмотках, пропорциональные квадрату тока).

К паспортным (номинальным) параметрам ТАД относятся величины:

- номинальные линейные напряжения  $U_1^\Delta / U_1^Y$ ;
- номинальная механическая мощность на валу  $P_{2н}$ ;
- схема соединения  $\Delta/Y$ ;
- номинальная частота вращения  $n_{2н}$ , соответствующая  $P_{2н}$ ;
- номинальные КПД  $\eta_n$  и  $\cos \phi_{1н}$ .

Эти данные позволяют выбрать двигатель по заданной статической нагрузке, рассчитать линию его питания и выбрать пускозащитные аппараты.

#### 10.2.4. Схемы включения трехфазного асинхронного двигателя в электрическую сеть. Способы пуска, торможения и реверсирования. Регулирование частоты вращения ротора

Схема включения обмоток статора ТАД под напряжение (схема запуска) зависит от соотношения номинального напряжения двигателя и номинального напряжения в сети.

Например, в паспорте двигателя указано номинальное напряжение 220/380 В. В этой записи первое число соответствует схеме соединения статорных обмоток двигателя треугольником – при линейном напряжении сети 220 В (рис. 10.10, б), а второе – схеме соединения статорных обмоток двигателя звездой – при линейном напряжении сети 380 В (рис. 10.10, а). В обоих случаях напряжение на фазе обмотки будет 220 В.

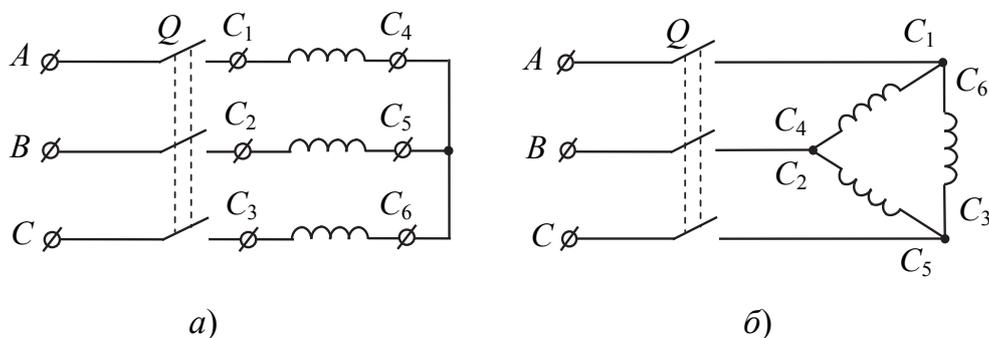


Рис. 10.10. Схемы подключения ТАД к трехфазной электрической сети:  
а – звездой; б – треугольником

Трехфазные АД иногда используются (эксплуатируются) в режиме однофазного питания. Известно много схем такого питания, две из них приведены на рис. 10.11.

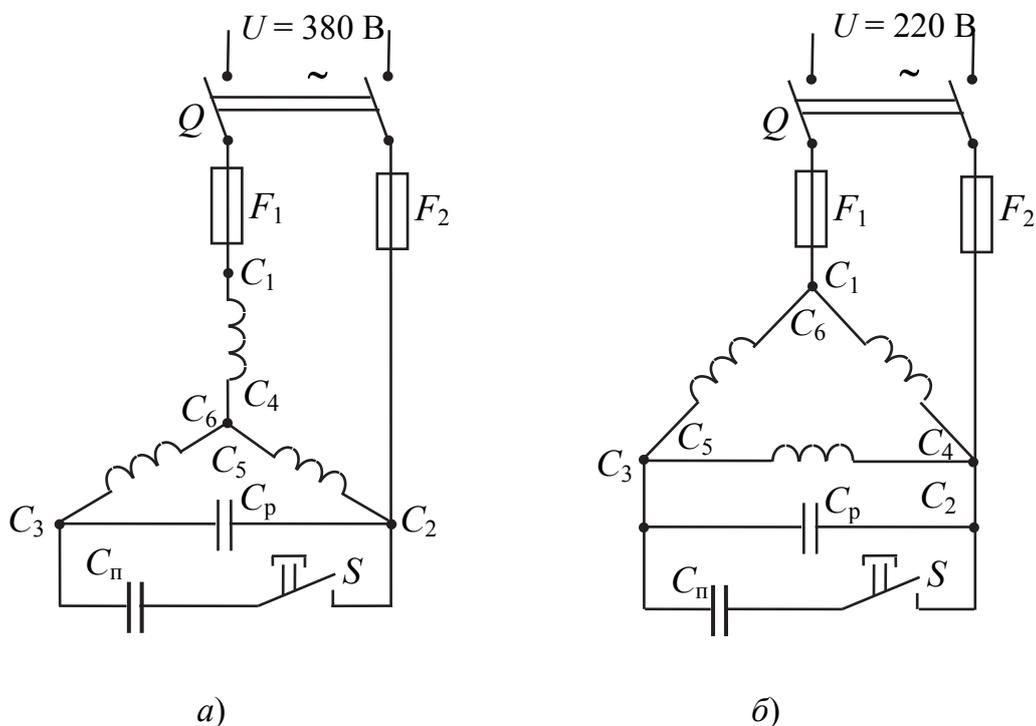


Рис. 10.11. Схема подключения ТАД с короткозамкнутым контуром к однофазной сети при соединении обмоток звездой (а) и треугольником (б)

Значение рабочей емкости можно определить расчетным путем по соотношению

$$C_p = K \frac{I_\phi}{U_{\text{сети}}}, \quad (10.14)$$

где  $I_\phi$  – номинальный фазный ток двигателя;  $U_{\text{сети}}$  – напряжение однофазной сети;  $K = 2800$  – для звезды;  $K = 4800$  – для треугольника.

Как правило, рабочей емкости достаточно для запуска ТАД без нагрузки. При запуске под нагрузкой для увеличения пускового момента с помощью кнопки  $S$  параллельно  $C_p$  подключают  $C_{\text{п}} = (2-3)C_p$ .

В зависимости от конструкции ротора (короткозамкнутый или фазный), мощности двигателя, характера нагрузки возможны различные способы пуска: прямой пуск, пуск с использованием дополни-

тельных сопротивлений, пуск на пониженном напряжении, пуск переключением обмоток и др.

Прямой пуск осуществляется непосредственно включением обмоток статора на напряжение сети. Ток, потребляемый двигателем в начальный момент пуска, называется пусковым. Пусковой ток при  $S = 1$  в 5–7 раз превышает номинальный и вызывает резкие колебания напряжения, что отражается на работе других приемников. Этот способ пуска применяют при относительно небольшой (15–20 кВт) мощности двигателя.

Для более мощных ТАД запуск осуществляют при пониженном напряжении, используя для регулировки величины питающего напряжения трехфазные автотрансформаторы.

Для увеличения пускового момента используют при прямом пуске двигатели с улучшенными пусковыми свойствами (со специальной конструкцией беличьей клетки, с двойной клеткой).

Если при нормальной работе фазы статора соединены треугольником, то при пуске их вначале соединяют звездой, а после разгона обмотки переключают треугольником (рис. 10.12).

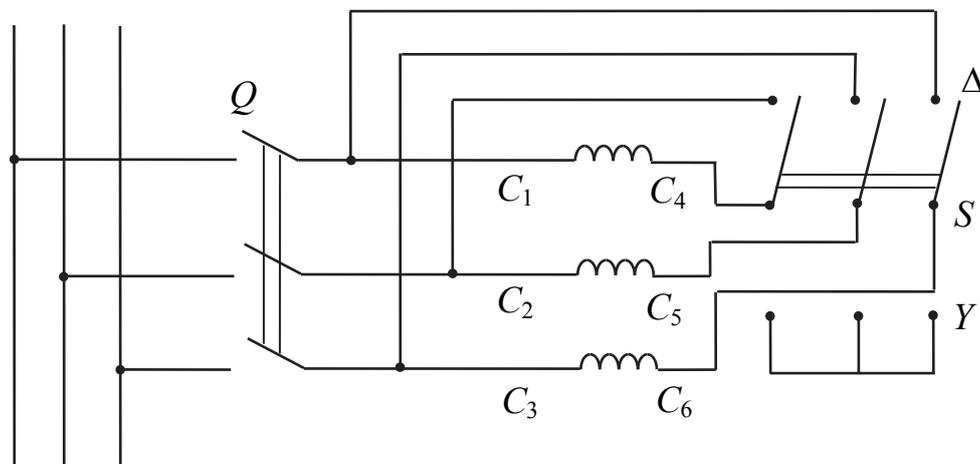


Рис. 10.12. Схема пуска переключением обмоток статора

В этом случае напряжение в фазе в схеме «звезда» (при пуске) в 1,732 раз меньше линейного, а линейный ток при пуске в 3 раза меньше, чем при соединении треугольником.

При разгоне ротора в конце пуска переключатель  $S$  переводится в верхнее положение (рис. 10.12). Недостатком этого метода пуска является то, что пусковой момент также уменьшается в 3 раза.

Пуск ТАД с фазным ротором осуществляется по схеме на рис. 10.3 с применением трехфазного пускового реостата, ограничивающего пусковые токи.

Тормозные режимы в асинхронных двигателях возникают при определенных условиях работы или создаются искусственно с целью ускорения процесса остановки двигателя.

Торможение может быть: генераторное (с отдачей энергии в сеть); противовключением и динамическое.

Если частота вращения ротора  $n_2$  больше, чем частота вращения магнитного поля  $n_1$ , то электромагнитный момент изменяет свой знак и становится тормозящим. Такой режим работы АД называется *генераторным*, а торможение – генераторным торможением.

Если в работающем ТАД изменить порядок чередования фаз (переключением любых двух фаз), то направление вращения поля изменится на противоположное, и, следовательно, изменится направление электромагнитного момента, который тормозит ротор. После остановки ротора двигатель быстро отключают от сети, иначе ротор начнет вращаться в противоположную сторону. Такой способ называется *торможением противовключением*.

*Динамическое* торможение осуществляется путем отключения статора от сети переменного тока и включения обмоток статора в сеть постоянного тока. В результате МДС статора создает неподвижное магнитное поле, которое при взаимодействии с током ротора создает на валу двигателя тормозной момент.

В ТАД частота вращения ротора определяется из равенства

$$n_2 = \frac{60 f_1 (1-s)}{p} = n_1 (1-s), \quad (10.15)$$

где  $n_1 = 60 f_1 / p$  – частота вращения магнитного поля статора.

Из этого равенства следует, что изменять  $n_2$  можно двумя способами: изменением частоты  $f_1$ , питающей сети, и числа пар полюсов  $p$ .

### **10.2.5. Однофазные асинхронные двигатели**

В схемах автоматического управления, в бытовой аппаратуре, в приводах механизмов малой мощности находят широкое применение однофазные асинхронные электродвигатели, которые питаются от сети однофазного тока. При этом обмотка статора может быть однофазной, двухфазной и даже трехфазной (см. рис. 10.11), а ротор однофазного двигателя такой же, как и у трехфазного, т. е. может быть как

короткозамкнутым, так и с контактными кольцами. Можно назвать следующие серии однофазных асинхронных электродвигателей, выпускаемых электротехнической промышленностью:

- серия АОЛБ – до 600 Вт;
- серия АВЕ – до 400 Вт;
- серия 5АЕУ – до 1500 Вт;
- серия УАД – единицы и десятки ватт.

Как правило, у однофазных АД отсутствует пусковой момент, и поэтому они снабжаются пусковым устройством (пусковой обмоткой, пусковым конденсатором). При наличии в статоре двух обмоток одну (рабочую) включают в сеть непосредственно или с пусковым реостатом, а вторую катушку (пусковую) – через реактивное сопротивление (рис. 10.13).

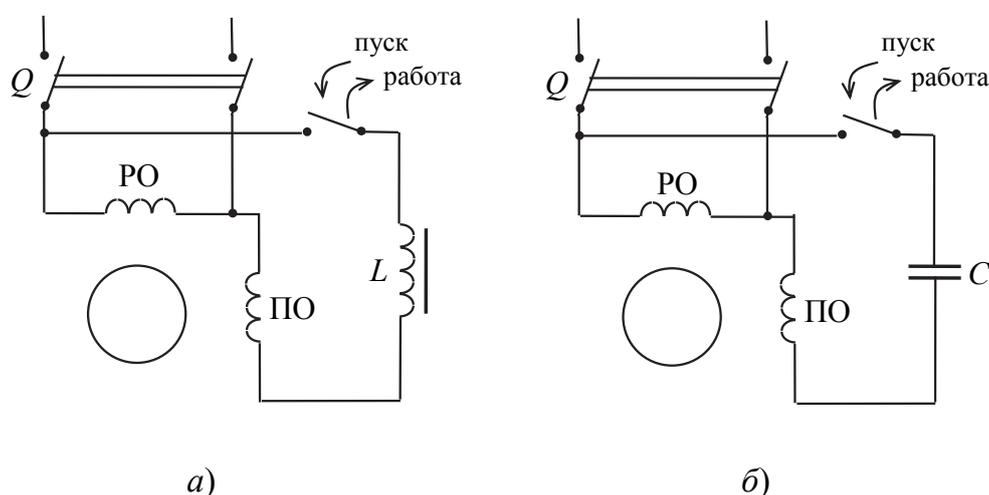


Рис. 10.13. Схемы запуска однофазных асинхронных электродвигателей

Пусковая обмотка у некоторых АД включается только на период пуска, а у других – рассчитана на длительную работу, т. е. не отключается после пуска.

Выводы обмоток однофазных АД обозначают буквами  $C_1$  – начало и  $C_2$  – конец рабочей обмотки;  $\Pi_1$  – начало и  $\Pi_2$  – конец пусковой обмотки.

### Вопросы для самоконтроля

1. Какие конструктивные разновидности асинхронных двигателей вам известны?
2. Как устроены ТАД с короткозамкнутым и фазным роторам?

3. Какие физические явления лежат в основе работы ТАД?
4. Какие данные приводятся на табличках, укрепленных на корпусе ТАД?
5. Как маркируются ТАД с короткозамкнутым ротором серии 4А?
6. Как обозначаются выводы статорных обмоток ТАД с короткозамкнутым ротором и выводы (зажимы) роторных обмоток ТАД с фазным ротором?
7. Каковы условия получения вращающегося магнитного поля статора ТАД и что понимается под явлением, называемым «диск Араго–Ленца»?
8. От чего зависит частота вращения ротора ТАД и какие способы ее регулировки вам известны?
9. Что такое скольжение, и в каких пределах эта величина изменяется?
10. Как зависит момент  $M$ , развиваемый ТАД, от величины подводимого напряжения?
11. Запишите формулу Клосса и определите по ней величину пускового момента  $M_{\text{п}}$ ?
12. Приведите графики  $M(s)$  и  $n_2(M)$  и укажите на них точки  $M_{\text{н}}$ ,  $M_{\text{п}}$ ,  $M_{\text{кр}}$ .
13. Что понимается под механической характеристикой ТАД?
14. Как изменить направление вращения ТАД?
15. Какой вид имеют рабочие характеристики ТАД, как они снимаются и как используются для выбора электродвигателя для электропривода?
16. Приведите схемы запуска ТАД от трехфазной и однофазной электрической сети.
17. Чем объяснить значительное превышение пусковых токов в сравнении с  $I_{\text{н}}$ , и какие способы снижения пусковых токов применяются?

### **10.3. Синхронные электрические машины переменного тока**

#### ***10.3.1. Устройство, принцип работы и применение синхронных машин***

*Синхронные машины* – это машины переменного тока, у которых в установившемся режиме магнитное поле статора и ротор имеют одинаковую частоту вращения  $n = 60 f / p$ .

Синхронные машины также обратимы. В современных электростанциях электроэнергия вырабатывается синхронными генераторами, которые приводятся во вращение паровыми или гидравлическими турбинами, а также двигателями внутреннего сгорания. Мощность современных синхронных генераторов достигает 1500 МВт. В большинстве случаев синхронные генераторы работают параллельно друг другу, вырабатывая электроэнергию в общую сеть. Кроме того, они служат источниками автономного электропитания на транспорте, в передвижных электростанциях.

Синхронные двигатели (СД) применяются там, где требуется постоянная частота вращения. Мощные синхронные двигатели применяются на металлургических заводах, холодильных станциях, на компрессорных станциях и нефтеперекачивающих станциях магистральных трубопроводов, для привода некоторых станков, насосов вентиляторов и т. д.

Весьма ценным свойством синхронных двигателей является их способность работать при токе, опережающем по фазе питающее напряжение (см. § 10.3). Это свойство используется для увеличения коэффициента мощности  $\cos \varphi$  в сети. Специальные синхронные двигатели, предназначенные для увеличения  $\cos \varphi$ , называются компенсаторами. Они устанавливаются на крупных промышленных предприятиях и на трансформаторных подстанциях.

Синхронные машины состоят из неподвижного статора, выполняющего функции якоря, и ротора, вращающегося внутри статора и служащего индуктором. Статор устроен так же как и у трехфазного асинхронного двигателя. Он состоит из корпуса, цилиндрического сердечника, набранного из пластин электротехнической стали, и трехфазной обмотки, уложенной в пазы статора.

Ротор представляет собой электромагнит постоянного тока, который создает магнитное поле, вращающееся вместе с ротором. Обмотка ротора, называемая обмоткой возбуждения, питается постоянным током через контактные кольца и щетки от выпрямителя или от генератора постоянного тока, называемого возбудителем.

В последние годы выпускаются синхронные машины с бесщеточным возбудителем. Обмотка ротора таких машин питается от выпрямителя, вращающегося вместе с ротором. Выпрямитель, в свою очередь, получает питание от возбудителя, имеющего вращающуюся вместе с ротором трехфазную обмотку, возбуждаемую неподвижным постоянным магнитом.

Роторы синхронных машин бывают двух типов: с явно выраженными полюсами (рис. 10.14, а) и неявно выраженными полюсами (рис. 10.14, б).

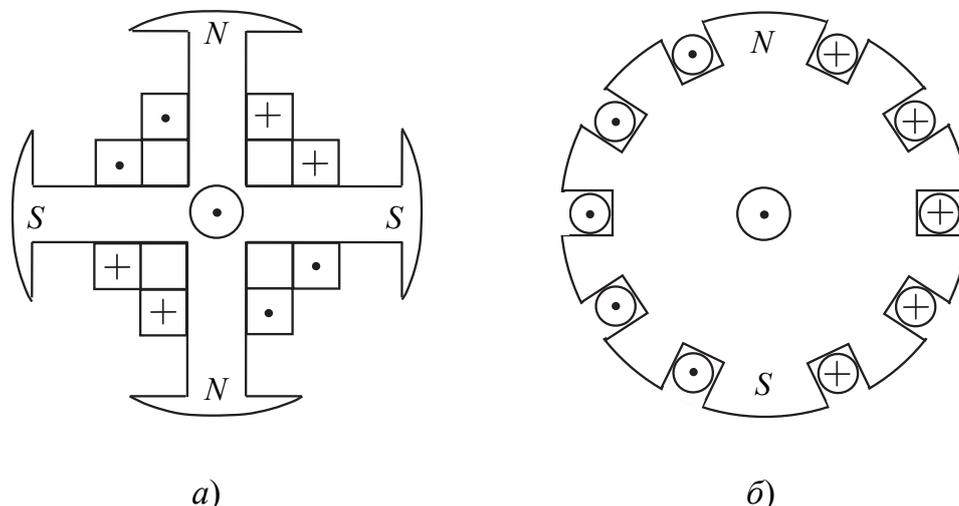


Рис. 10.14. Устройство ротора синхронной машины: с явно выраженными (а) и с неявно выраженными (б) полюсами

В тихоходных синхронных машинах с числом оборотов ротора  $80 \div 1000$  об./мин применяются роторы с явно выраженными полюсами. Роторы этого типа состоят из вала, ступицы, полюсов, укрепленных в шлицах ступицы, и полюсных катушек возбуждения, размещенных на полюсах. Синхронные машины с таким ротором используются в качестве гидрогенераторов, имеют большой диаметр ротора, большой вес и на больших оборотах их применение недопустимо из-за больших центробежных сил.

Большей механической прочностью обладают роторы с неявно выраженными полюсами (рис. 10.14, б). Обмотки закладываются в пазах сердечника этого ротора так, чтобы создаваемое магнитное поле было распределено в пространстве по закону, близкому к синусоидальному. Количество полюсов в этих роторах невелико (одна или две пары). Синхронные машины с таким ротором используются в турбогенераторах.

Синхронные машины проектируются так, чтобы количество полюсов магнитного поля ротора и статора было одинаковым.

Электрическая схема синхронной машины приведена на рис. 10.15.

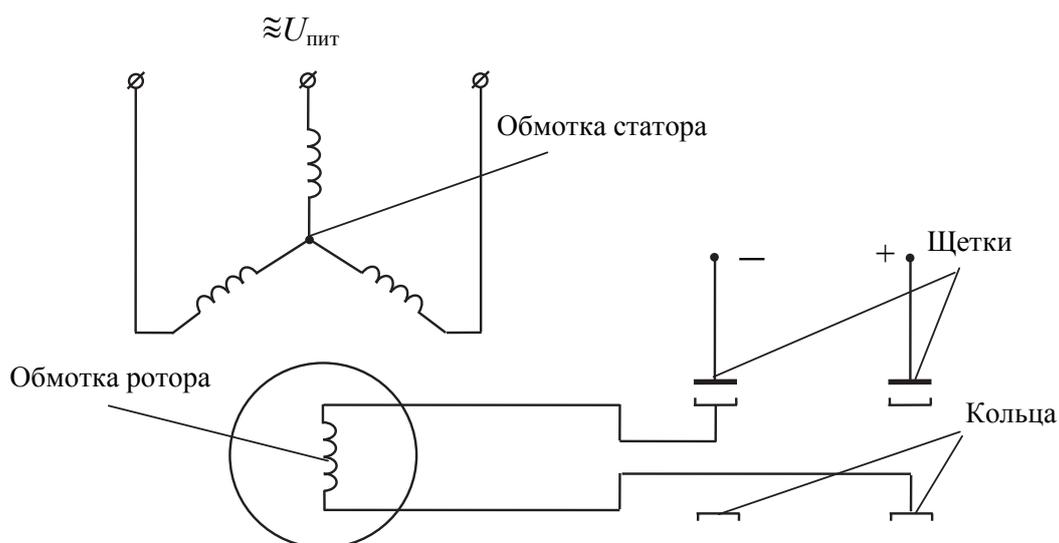


Рис. 10.15. Электрическая схема синхронной машины

### 10.3.2. Работа синхронной машины в режиме двигателя

Если обмотку возбуждения синхронной машины (обмотку ротора) подключить к источнику постоянного тока (через щетки), а обмотку статора подключить к трехфазной сети синусоидального тока, то магнитное поле статора начнет вращаться с синхронной скоростью  $n_0$  вокруг неподвижного ротора. Эта скорость устанавливается почти мгновенно. Если  $n_0 = 3000$  об./мин, то мимо каждого полюса ротора будет проходить по 50 раз в секунду то северный  $N'$ , то южный  $S'$  полюс вращающегося магнитного поля статора. Таким образом, на ротор будут действовать силы, направленные то в одну, то в другую сторону, а среднее значение момента сил будет равняться нулю. В результате ротор, обладающий определенным моментом инерции, не сдвинется с места.

Если каким-либо способом предварительно разогнать ротор до синхронной скорости  $n_0$ , то силы взаимодействия полюсов ротора  $N-S$  с полюсами статора  $N'-S'$  вращающегося магнитного поля статора обеспечат вращение ротора со скоростью  $n_0$  (рис. 10.17).

Использование синхронных двигателей в промышленности стало возможным только после создания простейшей схемы асинхронного запуска этих двигателей. Роторы современных синхронных двигателей кроме обмотки возбуждения имеют трехфазную обмотку типа беличьей клетки. Стержни этой пусковой обмотки расположены в пазах полюсных наконечников и соединены на торцах замыкающими пластинами. Схема пуска таких двигателей приведена на рис. 10.16.

В положении 1 переключателя П обмотка возбудителя замкнута на реостат  $R_p$ . После этого рубильником  $Q$  подключают трехфазное питающее напряжение на обмотку статора и двигатель разгоняется в асинхронном режиме.

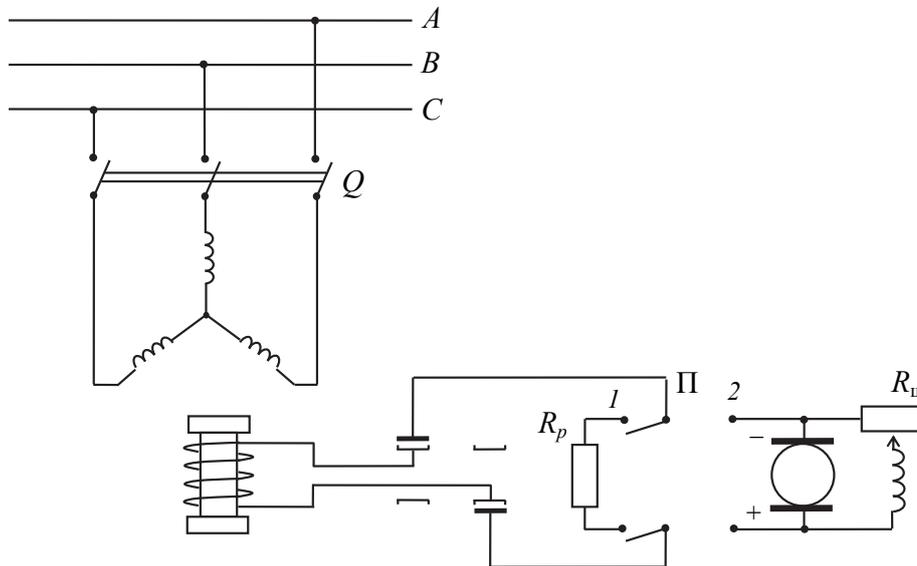


Рис. 10.16. Схема пуска синхронного двигателя

Когда частота вращения ротора устанавливается близкой к синхронной ( $n \geq 0,95n_0$ ), в обмотку возбуждения подают постоянный ток переводом переключателя П в положение 2, и двигатель входит в синхронизм. В режиме идеального холостого хода ( $M_c = 0$ ) оси магнитных систем ротора и статора практически совпадают (рис. 10.17, а).

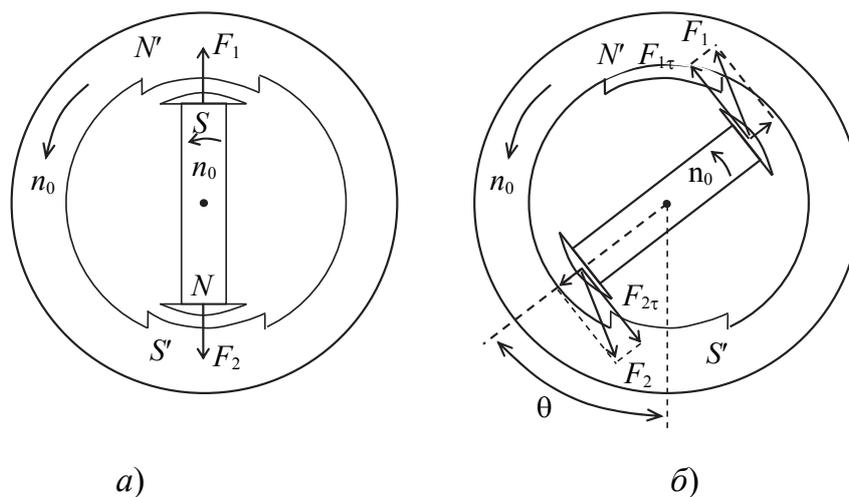


Рис. 10.17. Формирование вращающего момента в синхронном двигателе

Радиальные силы  $F_1$  и  $F_2$  не создают ни вращающего момента, ни момента сопротивления.

Если же к валу двигателя приложить механическую нагрузку, создающую момент сопротивления  $M_c$ , то ось ротора сместится назад относительно оси полюсов  $N'-S'$  вращающегося поля на угол  $\theta$ , зависящий от  $M_c$ . На полюса ротора теперь будут действовать силы  $F_1$ ,  $F_2$ , тангенсальные составляющие которых  $F_1\tau$ ,  $F_2\tau$  создают вращающий момент, преодолевающий момент нагрузки  $M = M_c$ .

### 10.3.3. Векторная диаграмма и угловая характеристика синхронного двигателя

В двигательном режиме синхронная машина потребляет из сети ток  $I$ , который направлен навстречу ЭДС  $E_0$  (рис. 10.18, а). По второму закону Кирхгофа для схемы замещения (рис. 10.18, а) можно записать выражение

$$\underline{U}_c = \underline{E}_0 + j\underline{I}X_{\text{син}}, \quad (10.16)$$

где  $X_{\text{син}}$  – синхронное сопротивление;  $U_c$  – напряжение сети.

Векторная диаграмма представлена на рис. 10.18, б.

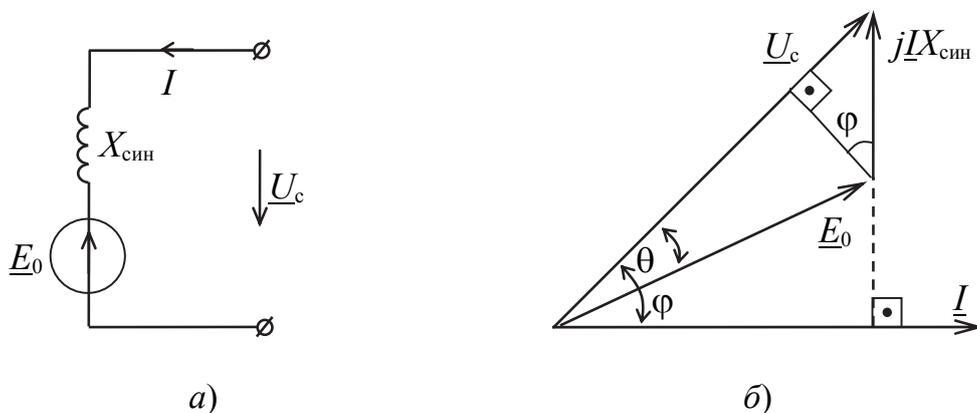


Рис. 10.18. Схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) синхронного двигателя

При построении этой диаграммы за исходный принимается вектор  $\underline{U}_c$  напряжения сети, а вектор противоЭДС  $\underline{E}_0$  отстает по фазе на угол  $\theta$  (угол нагрузки) от вектора  $\underline{U}_c$  (что является следствием действия на вал двигателя механической нагрузки  $M_c$ ). Вектор тока  $\underline{I}$  отстает на  $90^\circ$  от вектора  $jX_{\text{син}}\underline{I}$ .

Активная мощность, потребляемая трехфазным синхронным двигателем от сети:

$$P = 3U_c I \cos \varphi. \quad (10.17)$$

Это выражение можно преобразовать, учитывая, что  $I X_{\text{син}} \cos \varphi = E_0 \sin \theta$ , что следует из рис. 10.18, б, тогда  $I \cos \varphi = \frac{E_0 \sin \theta}{X_{\text{син}}}$ , а

$$P = \frac{3U_c E_0}{X_{\text{син}}} \sin \theta = P_{\text{max}} \sin \theta. \quad (10.18)$$

Электромагнитный вращающий момент, развиваемый двигателем:

$$M = \frac{9,55 \cdot P}{n_0} = \frac{9,55 \cdot 3E_0 U_c}{n_0 X_{\text{син}}} \sin \theta = M_{\text{max}} \sin \theta. \quad (10.19)$$

Зависимость  $M(\theta)$ , при  $E_0 = \text{const}$  (т. е. при неизменном токе возбуждения) называется угловой характеристикой синхронного двигателя (рис. 10.19).

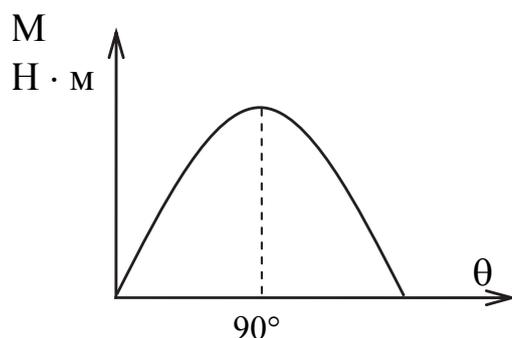


Рис. 10.19. Угловая характеристика синхронного двигателя

Устойчивая работа синхронного двигателя возможна, когда при увеличении момента сопротивления  $M_c$  и соответствующего увеличения угла  $\theta$  электромагнитный момент  $M_{\text{вр}}$  тоже увеличивается, т. е. когда  $\frac{dM}{d\theta} > 0$ . Следовательно, при изменении  $\theta$  от 0 до  $90^\circ$  работа двигателя будет устойчивой. При  $\theta \geq 90^\circ$  работа двигателя невозможна, так как при этом увеличение  $M_c$  сопровождается уменьшением  $M_{\text{вр}}$ .

В номинальном режиме величина угла нагрузки  $\theta$  обычно не превышает  $25\text{--}30^\circ$ . При этом значении угла:

$$\frac{M_{\max}}{M_{\text{н}}} = \frac{1}{\sin \theta} = 2,5 \div 2 = \lambda. \quad (10.20)$$

Величина  $\lambda$  определяет перегрузочную способность синхронного двигателя.

#### 10.3.4. Регулирование коэффициента мощности синхронного двигателя, U-образная характеристика

При заданной механической нагрузке  $M_{\text{с}} = \text{const}$  потребляемая двигателем активная мощность  $P$  практически не зависит от величины тока возбуждения  $I_{\text{в}}$ . Изменение  $I_{\text{в}}$  вызывает изменение противо-ЭДС  $E_0$  и при постоянном  $U_{\text{с}}$  влечет за собой изменение потребляемого тока  $I$ . При этом изменяется  $\cos \varphi$  и угол нагрузки  $\theta$ . Из (10.18) видно, что при  $P = \text{const}$  произведение  $E_0 \sin \theta = \frac{pX_{\text{син}}}{3U_{\text{с}}} = \text{const}$ . Это означает, что на векторной диаграмме (рис. 10.20) конец вектора  $E_0$  при изменении тока возбуждения перемещается по прямой  $AB$  параллельно вектору  $U_{\text{с}}$ . По векторам  $E_0$  и  $U_{\text{с}}$  определяется вектор  $jX_{\text{син}}I$ , а следовательно, величина и направление вектора  $I$  (10.16).

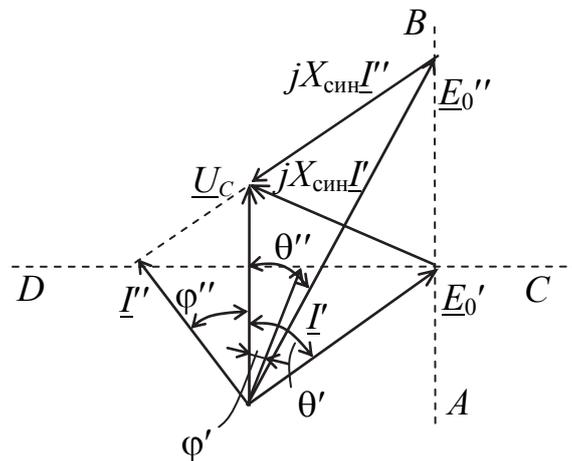


Рис. 10.20. Векторная диаграмма синхронного двигателя для двух значений  $I_{\text{в}}$

Конец вектора  $I$  перемещается по прямой  $CD$  перпендикулярно  $U_{\text{с}}$ . Из диаграммы видно, что ток, потребляемый двигателем, име-

ет минимальное значение при  $\cos \varphi = 1$  (реактивная мощность при этом равна нулю). При уменьшении тока возбуждения двигатель работает с индуктивным  $\cos \varphi$ , потребляя из сети не только активную, но и реактивную (индуктивную) мощность.

При увеличении тока возбуждения двигатель работает с емкостным  $\cos \varphi$  (отрицательным углом  $\varphi$ ), потребляя из сети активную мощность и отдавая в сеть реактивную мощность.

Для каждой нагрузки синхронного двигателя можно получить расчетным или опытным путем зависимость величины потребляемого тока  $I$  от тока возбуждения  $I_B$  (рис. 10.21). Эти зависимости принято называть  $U$ -образными характеристиками. Левые ветви характеристики соответствуют индуктивным  $\cos \varphi$ , а правые ветви – емкостным  $\cos \varphi$ .

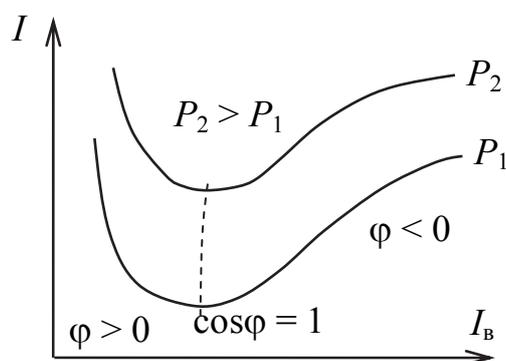


Рис. 10.21.  $U$ -образные характеристики синхронного двигателя

Ток  $I$ , потребляемый синхронным двигателем (СД) из сети, зависит от потребляемой мощности  $P$  (т. е. от  $M_c$ ) и от величины тока возбуждения. Изготавливаемые СД рассчитываются для работы с  $\cos \varphi_n = 0,8–0,9$  (емкостным) при номинальной нагрузке.

Работа СД с опережающим (емкостным)  $\cos \varphi$  является экономически целесообразной, так как более распространенные на промышленных предприятиях асинхронные двигатели работают с индуктивным  $\cos \varphi$ .

В этих условиях общий  $\cos \varphi$  нагрузки электрической сети повышается, а потребляемый из сети ток уменьшается, благодаря работе СД с емкостным  $\cos \varphi$ . Это обеспечивает снижение нагрузки всех звеньев системы электроснабжения (генераторов, трансформаторов, линии передачи) и уменьшение потерь в них.

### 10.3.5. Синхронные машины малой мощности

Синхронные микродвигатели не имеют обмоток возбуждения, питаемых постоянным током. При этом исключается необходимость в скользящих контактах и в источнике постоянного напряжения.

Постоянное магнитное поле ротора формируется постоянными магнитами. Ротор изготавливается из магнитотвердого материала (с большой коэрцитивной силой) и намагничивается только один раз на заводе в сильном импульсном поле. Свойства и характеристики этого двигателя практически не отличаются от двигателя с электромагнитным возбуждением. Но в таких двигателях нельзя регулировать ток возбуждения  $I_{\text{в}}$ , и противоЭДС  $E_0$ , и, следовательно, нельзя регулировать реактивную мощность  $Q$ , что, однако, не имеет существенного значения для двигателей малой мощности.

Для разгона (пуска) таких двигателей используют асинхронный момент, создаваемый индуктированными токами в стержнях пусковой короткозамкнутой обмотки, закрепленной в полюсах (рис. 10.22).

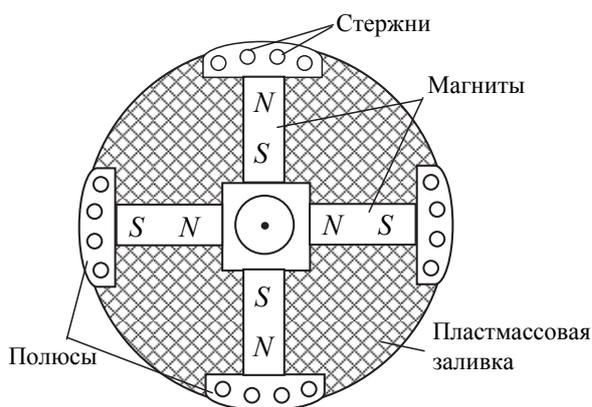


Рис. 10.22. Ротор СД с постоянными магнитами

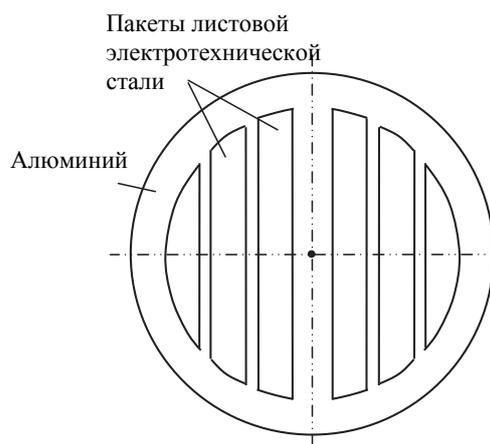


Рис. 10.23. Конструкция двухполюсного ротора реактивных СД

На рис. 10.23 представлено поперечное сечение ротора реактивного СД с одной парой полюсов. Он выполнен из нескольких пакетов листовой электротехнической стали, залитых алюминием. Стальные листы создают направление минимального магнитного сопротивления.

Под действием вращающегося магнитного поля в алюминиевой заливке индуктируются вихревые токи. Под действием асинхронного момента скорость ротора постепенно приближается к синхронной.

При синхронной скорости ротор становится неподвижным относительно магнитного поля статора.

Если теперь к ротору приложить момент сопротивления, то он затормозится, в результате чего появится угол  $\theta$  (угол нагрузки). Полюсы статора и ротора взаимно сместятся, и появится электромагнитный момент  $M_{э.м.}$ , который уравновесит момент сопротивления  $M_c$ . При равных габаритах номинальная мощность реактивного СД в 2–3 раза меньше мощности двигателя с постоянными магнитами, однако он проще по конструкции и гораздо дешевле.

В устройствах автоматики широко используются исполнительные двигатели. К исполнительным относятся микродвигатели, преобразующие электрическое напряжение в частоту вращения вала.

К исполнительным синхронным двигателям относятся шаговые двигатели, которые преобразуют электрические управляющие импульсы в дискретные (скачкообразные) угловые или линейные перемещения ротора с возможностью его фиксации в требуемых положениях. Управляющие импульсы прямоугольной формы формируются специальным коммутатором.

Схема включения и устройство синхронного шагового двигателя приведены на рис. 10.24.

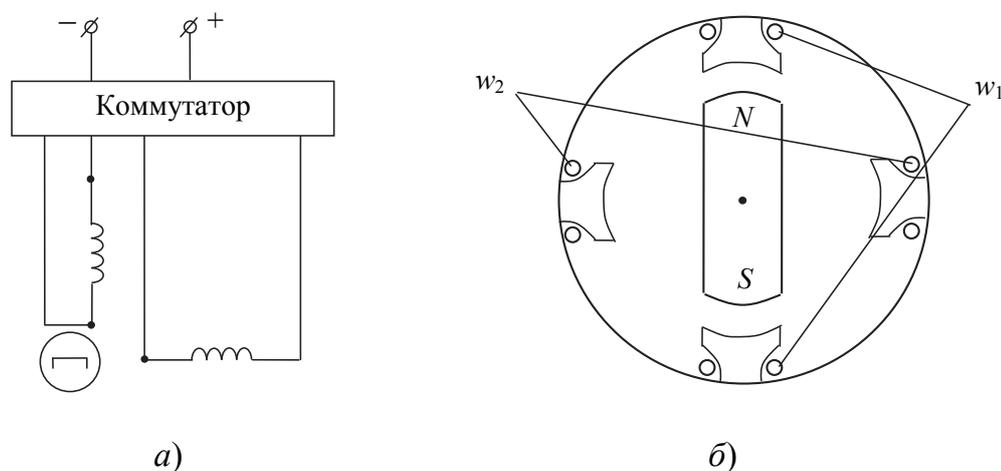


Рис. 10.24. Схема включения (а) и устройство (б) синхронного шагового двигателя

Статор имеет явно выраженные полюса с катушками возбуждением  $w_1$ ,  $w_2$ . Число полюсов в статоре и роторе одинаково. Положение ротора относительно полюсов статора зависит от токов в катушках возбуждения. Токи в этих обмотках и положение ротора для трех моментов времени  $t_3 > t_2 > t_1$  представлены на рис. 10.25.

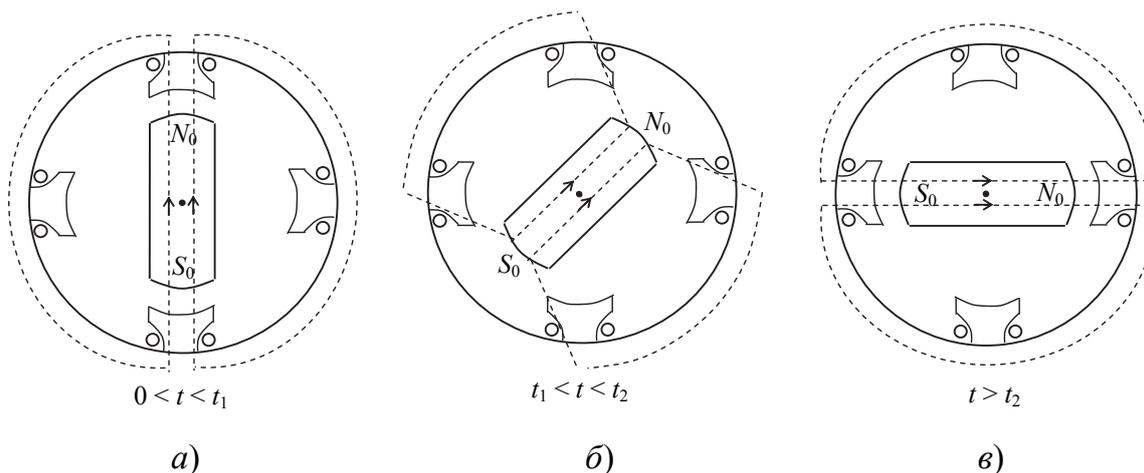


Рис. 10.25. Формирование вращающегося магнитного поля в шаговом двигателе

При наличии тока только в обмотке  $w_1$ , ротор займет положение как на рис. 10.25, а. При подключении катушки  $w_2$  ось симметрии поля ротора повернется на  $45^\circ$  по часовой стрелке как на рис. 10.25, б. После отключения катушки  $w_1$  ротор повернется в том же направлении еще на  $45^\circ$ .

Изменяя затем направление токов в обмотках, можно поворачивать ротор дальше в том же направлении с шагом  $45^\circ$ .

При увеличении количества полюсов  $p$  шаг  $\gamma$  угла поворота уменьшается в  $p$  раз:

$$\gamma = \frac{360}{4p}.$$

Шаговые двигатели могут быть и реактивными, что упрощает конструкцию.

### 10.3.6. Номинальные параметры, рабочие характеристики синхронных машин и обозначение выводов

К основным параметрам, характеризующим каждый синхронный генератор, относятся:

- номинальная полная мощность  $S_H$ , кВА;
- номинальное напряжение  $U_H$ , кВ;
- номинальный ток  $I_H$ , А;
- номинальный коэффициент мощности  $\cos \varphi_H$ ;
- номинальный ток возбуждения  $I_{в.н}$ , А.

Параметры  $U_H$ ,  $I_H$ ,  $\cos \varphi_H$  определяют номинальную активную мощность генератора:

$$P_H = \sqrt{3} \cdot U_H I_H \cos \varphi_H, \text{ кВт.}$$

Чаще всего применяются генераторы с одной парой полюсов  $p = 1$ . При этом номинальная частота вращения ротора  $n = 3000$  об./мин, а частота  $f$  тока, снимаемого со статорных обмоток, при этом равна:

$$f = \frac{nP}{60} = \frac{3000 \cdot 1}{60} = 50 \text{ Гц.}$$

Внешняя и регулировочная характеристики синхронного генератора даны на рис. 10.26, а, б.

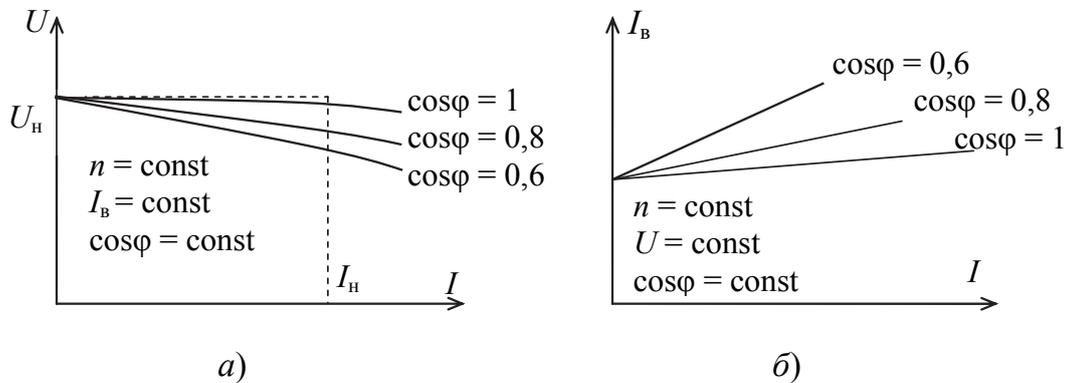


Рис. 10.26. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики синхронного генератора

К основным (номинальным) параметрам синхронного двигателя относятся:

- номинальная активная мощность  $P_H$ , кВт;
- номинальное напряжение  $U_H$ , кВ;
- номинальная частота вращения  $n_H$ , об./мин;
- номинальный момент  $M_H$ , Н · м;
- номинальный ток возбуждения  $I_{BH}$ , А.

Номинальному значению тока возбуждения отвечает работа СД с коэффициентом мощности  $\cos \varphi = 0,9$ .

Очень часто работа СД протекает с опережающим током  $I_B$  при  $\cos \varphi = 0,8$ . При этом  $I_B > I_{BH}$  (перевозбужденный режим работы).

Важным параметром СД является предельное значение кратковременной перегрузки:

$$\lambda_M = \frac{M_{\max}}{M_H}, \quad (10.21)$$

где  $M_{\max}$  – максимальный момент (отвечающий углу нагрузки  $\theta = 90^\circ$ ).

Рабочие характеристики синхронного двигателя представляют собой зависимости частоты вращения ротора  $n$ , вращающего момента  $M$ , тока статора  $I$ , коэффициента мощности  $\cos \varphi = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot U_1 I_1}$  и КПД  $\eta$  от мощности  $P_2$  на валу при  $U_1 = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$  и  $I_B = \text{const}$ .

Эти характеристики снимаются при значении  $I_B$ , отвечающем  $\cos \varphi = 1$ , при холостом ходе двигателя, и имеют вид, как на рис. 10.27.

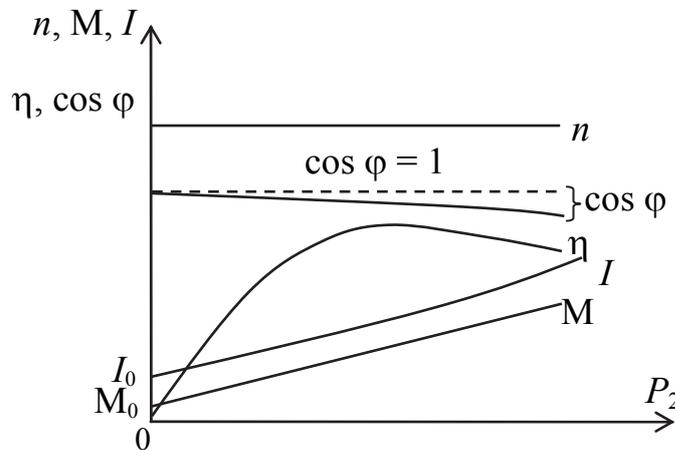


Рис. 10.27. Рабочие характеристики синхронного двигателя

При  $f = \text{const}$  частота вращения ротора постоянна, а вращающий момент  $M$  прямо пропорционален мощности  $P_2$ . Момент  $M_0$  отвечает холостому ходу двигателя и зависит от потерь в СД.

С ростом  $P_2$  увеличивается активная  $I_a$  и появляется индуктивная  $I_p$  составляющая тока  $I$  статора, угол  $\varphi$  увеличивается, а  $\cos \varphi$  уменьшается. Ток  $I_0$  холостого хода зависит от  $I_B$ , а при  $\cos \varphi_1 = 1$   $I_0 = I_a$ .

С увеличением  $P_2$  ток  $I$  растёт за счёт увеличения  $I_a$  и  $I_p$ .

КПД синхронных машин можно определить по соотношениям:

$$\text{– для генератора } \eta_r = \frac{\sqrt{3} UI \cos \varphi}{\sqrt{3} UI \cos \varphi + p_{\Pi}};$$

$$\text{– для двигателя } \eta = \frac{\sqrt{3}UI \cos \varphi - p_{\text{п}}}{\sqrt{3}UI \cos \varphi},$$

где  $U$  и  $I$  – действующие линейные значения напряжения и тока в статорной цепи;  $p_{\text{п}}$  – сумма всех видов потерь.

Зависимость  $\eta$  от  $P_2$  (рис. 10.27) типична для всех электрических машин.

Зажимы выводов отдельных фаз трехфазной обмотки статора синхронных машин обозначаются буквами  $C_1$ – $C_3$  – начало и  $C_4$ – $C_6$  – конец. Это позволяет соединять их как треугольником, так и звездой.

Выводы обмотки ротора обозначают буквами  $I_1$ ,  $I_2$ .

### Вопросы для самоконтроля

1. Начертите электромагнитную схему синхронной машины.
2. Какие типы роторов применяются в синхронных машинах?
3. Укажите области применения синхронных машин.
4. Приведите схему асинхронного пуска синхронного двигателя.
5. Изложите принцип работы синхронного двигателя. Поясните, как формируется вращающий момент в синхронном двигателе. Запишите формулу для вращающего момента, приведите угловую характеристику.
6. Как можно регулировать коэффициент мощности ( $\cos \varphi$ ) синхронного двигателя? Поясните это с помощью векторной диаграммы и  $U$ -образной характеристики.
7. Перечислите номинальные параметры и приведите графики рабочих характеристик синхронного двигателя.
8. Какими номинальными параметрами и характеристиками определяется работа синхронного двигателя?
9. С какой целью используют синхронные компенсаторы?
10. Как устроены и где применяются синхронные микродвигатели?

## 10.4. Электрические машины постоянного тока

### *10.4.1. Назначение, устройство, классификация и маркировка машин постоянного тока. Обозначение выводов*

Машины постоянного тока (МПТ), как и асинхронные, чаще используются в режиме двигателя. В режиме генератора МПТ применяются в качестве возбуждателей мощных синхронных генераторов, устанавливаемых на электростанциях, а также в качестве источников

цеховых сетей постоянного тока, для зарядки аккумуляторов, в мобильных маломощных электростанциях и т. д.

В режиме двигателя МПТ широко применяются в электротранспорте (электровозы, троллейбусы, трамваи, электрокары и т. д.), так как позволяют в широких пределах регулировать частоту вращения, развивают большие пусковые моменты. Кроме этого, двигатели постоянного тока (ДПТ) применяются в подъемно-транспортных устройствах, для привода строгальных станков и т. д.

МПТ состоит из статора и вращающейся части – ротора, называемого в МПТ якорем. Статор состоит из станины, служащей корпусом и магнитопроводом МПТ, главных и дополнительных полюсов электромагнитов с обмотками, через которые пропускают постоянный ток (ток возбуждения), подшипниковых щитов, закрывающих корпус с торцов и центрирующих на подшипниках якорь, и щеточной траверсы со щетками.

Дополнительные полюсы устанавливаются между основными и служат для улучшения условий коммутации. На траверсе закреплены пальцы, электрически изолированные от траверсы. На пальцах устанавливаются щеткодержатели со щетками из графита или смеси графита с медью.

Якорь состоит из сердечника, обмотки и коллектора. Магнитопровод сердечника якоря набирается из листов электротехнической стали. В продольные пазы магнитопровода укладываются секции обмоток, концы которых припаиваются к пластинам коллектора. Токпроводящие медные пластины коллектора располагают по цилиндрической поверхности и изолируют друг от друга и от вала якоря миканитовыми прокладками. К коллекторным пластинам прижимаются щетки, с помощью которых в режиме ДПТ подводится постоянное напряжение от источника постоянного тока, а в режиме генератора подключается внешняя нагрузка (приемник электрической энергии). Как и все электрические машины, МПТ обладают свойством обратимости.

Как и асинхронные двигатели, МПТ выпускаются сериями. Ранее выпускаемые ДПТ серии 2П заменяются двигателями новой серии 4П, которые по ряду конструктивных особенностей (сборочным единицам, способу охлаждения, защиты и т. д.) унифицированы с асинхронными машинами серии 4А и АИ. Приведем примеры маркировки ДПТ:

– 2ПН90МУХ4 (2П – серия; Н – с самовентиляцией; высота от оси вала до опорной плоскости 90 мм; М – длина сердечника якоря; УХ – климатическое исполнение; 4 – категория размещения).

– 2ПФ132ЛУХ4 (2П – серия; Ф – с независимой вентиляцией от постороннего вентилятора; 132 – расстояние от оси вала до опорной плоскости лап; L – вторая длина сердечника якоря; УХ – климатические условия; 4 – категория размещения).

– 4ПО80А1 (4П – серия; 0 (или Б) – закрытое исполнение; 80 – расстояние от оси вала до опорной плоскости лап, мм и т. д.).

Крановые и краново-металлургические двигатели постоянного тока серии Д предназначены для электроприводов крановых механизмов, экскаваторов, механизмов металлургического производства, работающих в условиях повышенной влажности, температуры и вибрации.

Аналогично маркируются и генераторы постоянного тока, например: 2ПН100МУХЛ4 (2ПН – серия; 100 – высота от оси вала до опорной поверхности лап; М – длина сердечника якоря; УХ – климатическое исполнение и т. д.).

Выводы обмоток статора и ротора МПТ маркируются по ГОСТ 187074 следующим образом:

- Я1, Я2 – выводы обмоток якоря;
- К1, К2 – выводы компенсационной обмотки;
- Д1, Д2 – выводы обмоток дополнительных полюсов;
- С1, С2 – выводы последовательной обмотки возбуждения (сериесной);
- Ш1, Ш2 – выводы параллельной обмотки возбуждения (шунтовой).

Свойства и характеристики МПТ зависят главным образом от схемы включения обмотки главных полюсов. По этому признаку МПТ делятся на машины с независимым возбуждением, с параллельным возбуждением, с последовательным и смешанным возбуждением.

В МПТ с независимым возбуждением обмотка возбуждения питается от отдельного источника постоянного напряжения. В машинах с параллельным возбуждением обмотка возбуждения и обмотка якоря включены параллельно и питаются от одного источника.

В МПТ с последовательным возбуждением ток возбуждения  $I_B$  равен току в обмотке якоря  $I_A$ , так как обмотка возбуждения и обмотка якоря соединены последовательно.

В МПТ со смешанным возбуждением содержатся две обмотки возбуждения, одна из которых соединена с якорем последовательно, а вторая – параллельно.

Для трех последних схем включения при работе в режиме генератора говорят о самовозбуждении, так как в этом случае обмотка возбуждения питается от зажимов якоря самого генератора.

### 10.4.2. Работа машин постоянного тока в режиме двигателя

#### 10.4.2.1. Принцип действия двигателя

Простейшая схема ДПТ приведена на рис. 10.28. Если к щеткам подвести постоянное напряжение, то через щетки, коллекторные пластины и виток потечет ток  $i$ . По закону Ампера в результате взаимодействия тока  $i$  и магнитного поля  $\vec{B}$  создается сила, которая направлена перпендикулярно  $\vec{B}$  и  $i$  (определяется правилом левой руки). На верхний проводник сила действует вправо, на нижний – влево. Эта пара сил создает вращающий момент  $M$ , поворачивающий виток по часовой стрелке.

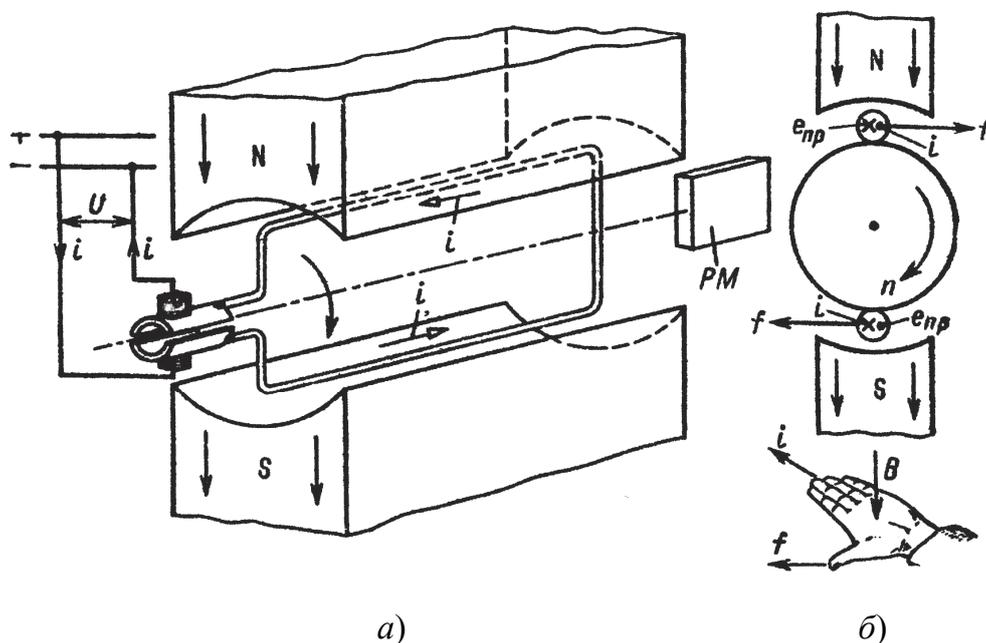


Рис. 10.28. Схема (а) и принцип действия (б) ДПТ

При переходе верхнего проводника в зону южного полюса, а нижнего – в зону северного полюса концы проводников и соединенные с ними коллекторные пластины вступают в контакт со щетками другой полярности. Направление тока в проводниках витка изменяется

на противоположное, а направление сил  $F$ , момента  $M$  и тока во внешней цепи не изменяется. Виток непрерывно будет вращаться в магнитном поле и может приводить во вращение вал рабочего механизма.

Таким образом, коллектор в режиме двигателя не только обеспечивает контакт внешней цепи с витком, но и выполняет функцию механического инвертора, т. е. преобразует постоянный ток во внешней цепи в переменный ток в витке.

При работе МПТ в режиме двигателя проводники якоря пересекают магнитное поле и в них наводится ЭДС (рис. 10.28, б). Ее направление определяется по правилу правой руки. Так как эта ЭДС направлена против тока и, следовательно, навстречу приложенному напряжению сети  $U$ , то ее называют противоЭДС ( $E_{пр}$ ). В установившемся режиме  $E_{пр} \approx U$ .

#### 10.4.2.2. Параметры и характеристики машин постоянного тока в режиме двигателя

Работа МПТ в режиме ДПТ характеризуется следующими параметрами и зависимостями:

- мощностью, потребляемой двигателем от источника питания  $P_1$ ;
- механической мощностью на валу  $P_2$ ;
- питающим напряжением  $U$ ;
- потребляемым током  $I$ ;
- током якоря  $I_я$ ;
- током возбуждения  $I_в$ ;
- частотой вращения  $n$ ;
- электромагнитным моментом  $M_{э.м}$ .

Зависимости между этими величинами описываются:

- уравнением развиваемого ДПТ электромагнитного момента:

$$M_{э.м} = C_M I_я \Phi; \quad (10.22)$$

- уравнением электрического состояния:

$$U = E_{пр} + R_я I_я; \quad (10.23)$$

- уравнением равновесия моментов в установившемся режиме работы двигателя:

$$M_{э.м} = M_c + M_{п}, \quad (10.24)$$

где  $M_c$  – момент сопротивления на валу, создаваемый нагрузкой;  $M_{п}$  – момент потерь, создаваемый всеми видами потерь в двигателе;

$C_M$  – конструктивный коэффициент момента, зависящий от конструкции обмотки якоря и числа полюсов ДПТ;  $I_я$  – ток якоря в двигателе;  $R_я$  – сопротивление обмотки якоря;  $\Phi$  – магнитный поток одной пары главных полюсов электродвигателя;

– противоЭДС, т. е. ЭДС, которая наводится в обмотке вращающегося якоря, и направлена против тока якоря:

$$E_{пр} = C_e \Phi n, \quad (10.25)$$

где  $C_e$  – конструктивный коэффициент ЭДС;  $\Phi$  – действующее значение магнитного потока;  $n$  – частота вращения якоря электродвигателя.

Важнейшими из характеристик ДПТ являются следующие зависимости:

– механическая характеристика  $n(M_c)$  – зависимость частоты вращения от момента на валу при  $U = \text{const}$  и  $I_B = \text{const}$ ;

– регулировочная  $n(I_B)$ ;

– скоростная  $n(I_я)$ ;

– рабочие характеристики – зависимости  $M_{э.м.}$ ,  $P_1$ ,  $n$ ,  $I$ ,  $\eta$  от  $P_2$  при  $U = \text{const}$  и при  $R_B = \text{const}$ .

Механическая характеристика может быть естественной и искусственной. Под естественной понимается характеристика, снятая при отсутствии в схеме каких-либо дополнительных сопротивлений (например, реостатов в цепи якоря или возбуждения).

Под искусственной понимается характеристика, снятая при наличии реостатов.

Уравнение механической характеристики может быть получено из выражения для ЭДС МПТ (10.25) с учетом (10.24).

Следовательно,

$$n = \frac{U - I_я R_я}{C_e \Phi}. \quad (10.26)$$

Заменив  $I_я$  из выражения для электромагнитного момента  $I_я = \frac{M_{э.м.}}{C_M \Phi}$ , получим уравнение механической характеристики:

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_я}{C_e C_M \Phi^2} M_{э.м.} \quad (10.27)$$

### 10.4.2.3. Двигатель постоянного тока с параллельным возбуждением

Электрическая схема этого ДПТ приведена на рис. 10.29. Обмотка якоря и обмотка возбуждения включены параллельно друг другу.

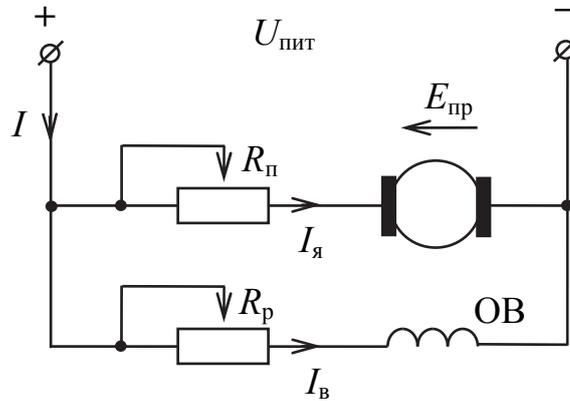


Рис. 10.29. Электрическая схема ДПТ с параллельным возбуждением

$$I = I_{\text{я}} + I_{\text{в}}. \quad (10.28)$$

Естественная механическая характеристика для этого типа ДПТ описывается уравнением (10.27).

Если  $\Phi = \text{const}$ , то

$$n = n_{\text{хх}} - bM_{\text{э.м}}, \quad (10.29)$$

где  $n_{\text{хх}} = \frac{U}{C_e \Phi}$  (при  $M_{\text{э.м}} = 0$ ) – частота вращения без нагрузки на валу

(в режиме холостого хода);  $b = \frac{R_{\text{я}}}{C_e C_M \Phi^2}$  – угловой коэффициент.

Поскольку  $R_{\text{я}}$  у ДПТ мало, то с увеличением нагрузки  $M = M_{\text{э.м}}$  на валу частота вращения  $n$  вала изменяется мало. Характеристики такого типа называются жесткими. Ток  $I$ , потребляемый ДПТ, растет пропорционально моменту на валу.

Частоту вращения якоря ДПТ параллельного возбуждения регулируют изменением магнитного потока главных полюсов ( $R_{\text{п}}$ ), изменением тока якоря  $I_{\text{я}}$  ( $R_{\text{п}}$ ), изменением  $U_{\text{пит}}$  (рис. 10.30).

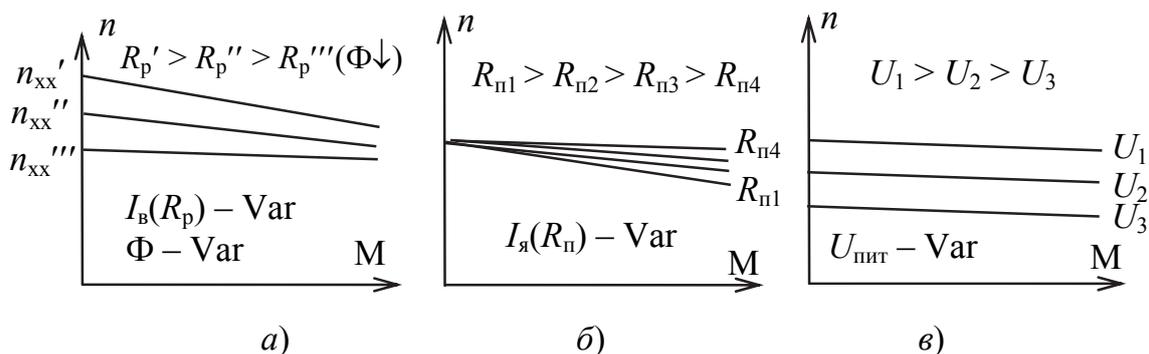


Рис. 10.30. Способы регулировки частоты вращения якоря ДПТ параллельного возбуждения

Регулировочная характеристика ДПТ параллельного возбуждения  $n = f(I_B) = \frac{U - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{C_e \Phi}$  приведена на рис. 10.31. При обрыве цепи возбуждения магнитный поток  $M$  минимален и равен остаточному потоку. При этом  $n$  настолько возрастает, что ротор может механически разрушиться за счет центробежных сил. Такое явление называется разносом двигателя.

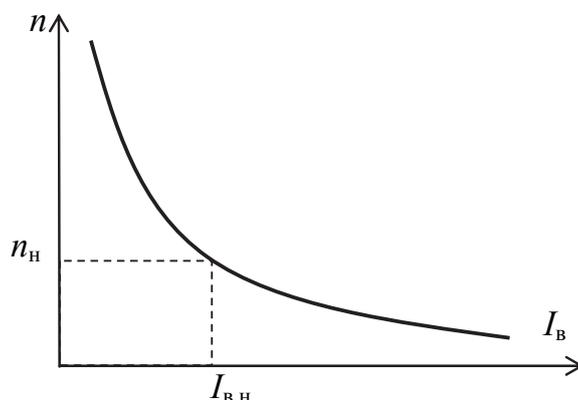


Рис. 10.31. Регулировочная характеристика ДПТ

У ДПТ параллельного возбуждения три режима торможения:  
 – генераторное (рекуперативное);  
 – торможение противовключением;  
 – динамическое торможение.

Пуск ДПТ возможен тремя способами:

- прямой пуск  $I_{\text{п}} = 5 \div 10 I_{\text{н}}$ ;
- пуск с реостатом в цепи якоря  $R_{\text{п}} + R_{\text{я}}$ ;
- пуск при пониженном питающем напряжении  $U_{\text{пит}}$  в цепи якоря.

Реверсирование (изменение направления вращения) осуществляется изменением направления тока либо в обмотке возбуждения, либо в обмотке якоря.

#### 10.4.2.4. Двигатель постоянного тока последовательного возбуждения

Электрическая схема этого типа двигателя приведена на рис. 10.32. Из рисунка следует, что  $I = I_{\text{я}} = I_{\text{в}}$ .

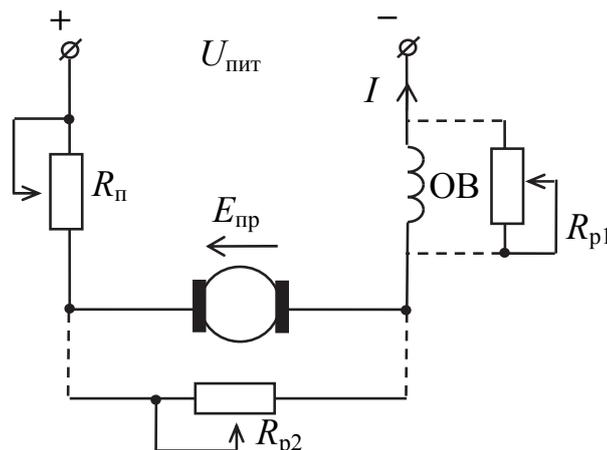


Рис. 10.32. Электрическая схема ДПТ с последовательным возбуждением

Из рис. 10.32 следует уравнение электрического равновесия:

$$U = E_{\text{пр}} + (R_{\text{я}} + R_{\text{в}})I_{\text{я}},$$

где  $R_{\text{в}}$  – сопротивление обмотки возбуждения.

С учетом того, что  $E_{\text{пр}} = C_e n \Phi$ , уравнение механической характеристики ДПТ с последовательным возбуждением приводится к виду

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_{\text{я}} + R_{\text{в}}}{C_e \Phi} I_{\text{я}}. \quad (10.30)$$

Это выражение, с учетом (10.22), можно представить в виде

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_{\text{я}} + R_{\text{в}}}{C_e C_{\text{м}} \Phi^2} M_{\text{э.м.}} \quad (10.31)$$

График этой зависимости приведен на рис. 10.33. При изменении  $M = M_{\text{э.м}}$  частота вращения резко изменяется. Такая характеристика называется мягкой. При  $M \rightarrow 0$   $n$  неограниченно растет, и двигатель идет вразнос.

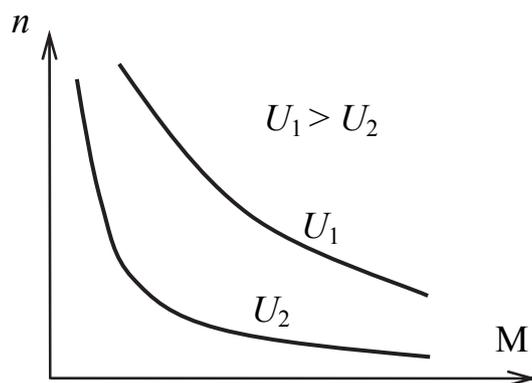


Рис. 10.33. Механическая характеристика ДПТ с последовательным возбуждением

Режим генераторного (рекуперативного) торможения невозможен, так как  $n_{\text{хх}} \rightarrow \infty$ . Частоту вращения можно регулировать изменением  $R_{\text{р1}}$ , либо  $R_{\text{р2}}$  реостатов, включаемых параллельно обмотке возбуждения, либо цепи якоря.

#### 10.4.2.5. Двигатель постоянного тока смешанного возбуждения

Электрическая схема этого типа ДПТ содержит две обмотки возбуждения (рис. 10.34) – последовательную ОВС и параллельную ОВШ. Эти обмотки намотаны на одни и те же главные полюсы. Обмотки ОВШ и ОВС могут быть включены согласно или встречно. Чаще МДС обмотки ОВШ больше, чем МДС обмотки ОВС, и обмотки включаются между собой согласно.

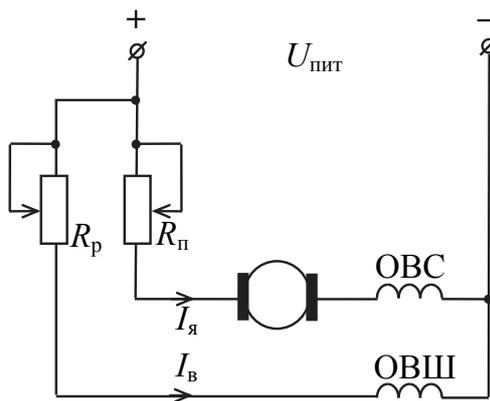


Рис. 10.34. Электрическая схема ДПТ со смешанным возбуждением

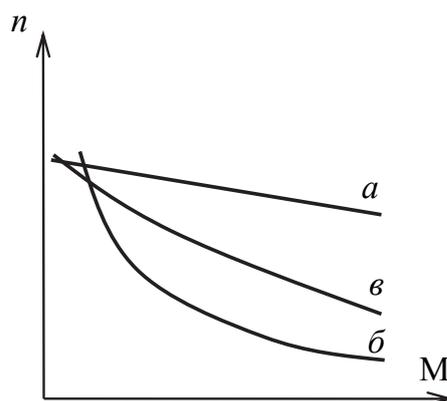


Рис. 10.35. Механическая характеристика ДПТ:

*а* – линия параллельного возбуждения;  
*б* – линия последовательного возбуждения;  
*в* – линия смешанного возбуждения

Механическая характеристика (рис. 10.35, линия *в*) расположена между характеристикой ДПТ параллельного возбуждения (рис. 10.35, линия *а*) и последовательного возбуждения (рис. 10.35, линия *б*). Такая характеристика позволяет получить значительный пусковой момент и исключает возможность «разноса» двигателя при холостом ходе (при  $M \rightarrow 0$ ). Варьируя МДС обмоток возбуждения, получают любую промежуточную механическую характеристику.

#### 10.4.2.6. Рабочие характеристики двигателя постоянного тока

Рабочие характеристики ДПТ с параллельным возбуждением приведены на рис. 10.36, *а*.

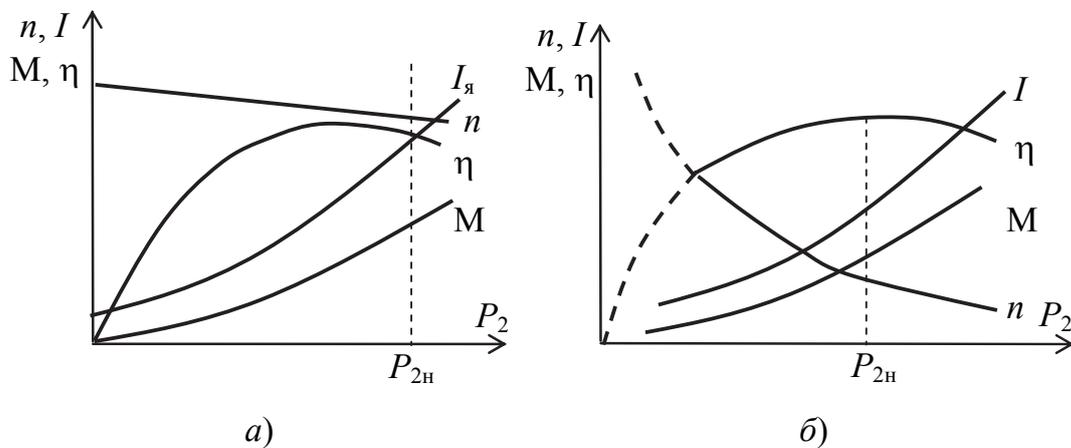


Рис. 10.36. Рабочие характеристики ДПТ с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) возбуждением

Из этого рисунка видно, что частота вращения с ростом  $P_2$  уменьшается незначительно. Зависимость момента, развиваемого двигателем, от  $P_2$  почти линейная, так как  $M = 9550P_2 / n$ . Искривление этой зависимости обусловлено снижением  $n$  с увеличением нагрузки  $P_2$ . При  $P_2 = 0$  ток, потребляемый ДПТ, равен току холостого хода, а при увеличении нагрузки на валу ток якоря увеличивается приблизительно как и  $M$ , поскольку при  $\Phi = \text{const}$   $I_я$  пропорционален  $M$ . КПД ДПТ с параллельным возбуждением:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_{э.я} + P_{э.в} + P_{мех} + P_м + P_{доб}}, \quad (10.32)$$

где  $P_2$  – полезная мощность на валу;  $P_1 = U_1 I_1$  – потребляемая ДПТ мощность от блока питания;  $P_{э.я} = I_я^2 R_я$  – электрические потери мощ-

ности в цепи якоря;  $P_{\text{э.в}} = UI_{\text{в}} = I_{\text{в}}^2 R_{\text{в}}$  – электрические потери мощности в цепи возбуждения;  $P_{\text{мех}}$  – механические потери мощности;  $P_{\text{доб}}$  – добавочные потери мощности;  $P_{\text{м}}$  – потери мощности в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи.

КПД достигает максимума при условии, что переменные потери мощности в ДПТ оказываются равными постоянным потерям мощности в нем, т. е.

$$P_{\text{м}} = P_{\text{э.в}} + P_{\text{э.я}} + P_{\text{мех}} + P_{\text{доб}}. \quad (10.33)$$

Рабочие характеристики для ДПТ с последовательным возбуждением приведены на рис. 10.36, б. Отличие этих характеристик объясняется тем, что с изменением нагрузки на валу ( $P_2$ ) происходит также изменение и магнитного потока.

Рабочие характеристики ДПТ со смешанным возбуждением занимают в системе координат  $P_2 I$  некоторое среднее положение между характеристиками ДПТ с параллельным и последовательным возбуждением.

### 10.4.3. Работа машин постоянного тока в режиме генератора

Простейший генератор постоянного тока (ГПТ) можно представить в виде витка, вращающегося в магнитном поле постоянного магнита (рис. 10.37).

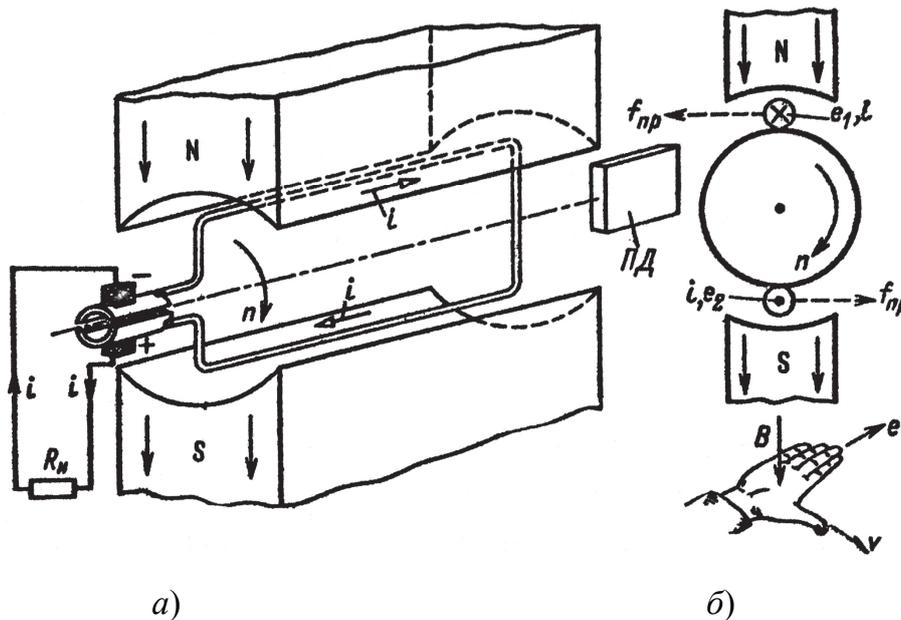


Рис. 10.37. Схема (а) и принцип действия (б) ГПТ

Концы витка выведены на две пластины коллектора. К коллекторным пластинам прижимаются неподвижные щетки, к которым подключается внешняя нагрузка  $R_n$ .

Принцип работы генератора основан на явлении электромагнитной индукции. Пусть виток приводится во вращение от внешнего приводного двигателя ПД. Проводники активной части витка пересекают магнитное поле, и в них по закону электромагнитной индукции наводятся ЭДС  $e_1, e_2$ , направление которых определяется по правилу правой руки. При вращении витка по часовой стрелке в верхнем проводнике, находящемся под северным полюсом, ЭДС направлена от нас, в нижнем, находящемся под южным полюсом, – к нам. По ходу витка ЭДС складываются  $e = e_1 + e_2$ . Если внешняя цепь замкнута, то по ней потечет ток, направленный от нижней щетки к приемнику и от него – к верхней щетке. Нижняя щетка оказывается положительным выводом генератора, а верхняя – отрицательным. При повороте витка на  $180^\circ$  проводники из зоны одного полюса переходят в зону другого полюса и направление ЭДС в них изменяется на обратное. Одновременно верхняя коллекторная пластина входит в контакт с нижней щеткой, а нижняя – с верхней.

Таким образом, коллекторные пластины не только обеспечивают соединение вращающегося витка с внешней цепью, но и выполняют роль переключающего устройства, т. е. являются простейшим механическим выпрямителем.

Генераторы постоянного тока в зависимости от способа возбуждения делятся на генераторы с независимым возбуждением и генераторы с самовозбуждением.

На практике в основном применяют генераторы с самовозбуждением, так как не требуется источник питания индуктора. Из этого класса ГПТ наиболее широко в настоящее время применяют генераторы с параллельным возбуждением (рис. 10.38).

При работе в режиме генератора электрическая машина выполняет функции источника энергии, поэтому возникающий в цепи якоря ток  $I_{я}$  совпадает по направлению с наведенной в нем ЭДС  $E$ . Из рис. 10.38 видно, что

$$I_{я} = I + I_{в}. \quad (10.34)$$

Обмотку возбуждения генераторов с параллельным возбуждением выполняют из большого количества витков тонкого провода. Это позволяет получить необходимую для создания требуемого магнитного

потока МДС при относительно небольшом токе возбуждения  $I_B$ . Для современных МПТ ток возбуждения составляет около 1÷5 % от номинального тока якоря  $I_{я.н}$ .

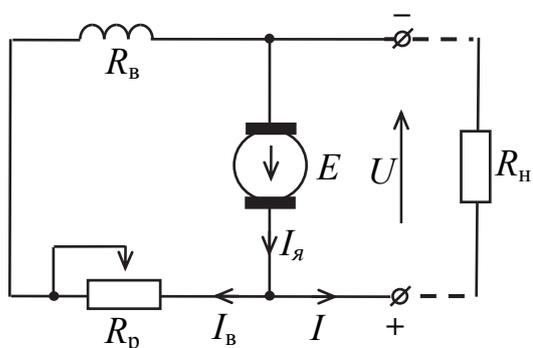


Рис. 10.38. Электрическая схема ГПТ с параллельным возбуждением

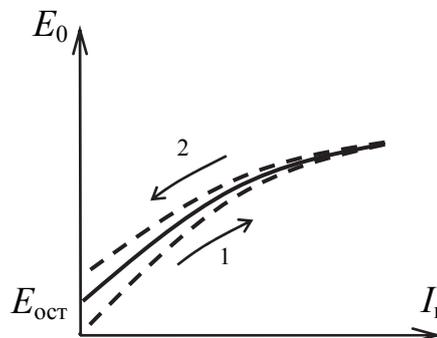


Рис. 10.39. Характеристика холостого хода ГПТ с параллельным возбуждением

Работа МПТ в режиме генератора характеризуется следующими параметрами и зависимостями:

- вырабатываемой мощностью  $P$ ;
- напряжением на выходе (на зажимах якоря)  $U$ ;
- током возбуждения  $I_B$ ;
- током якоря  $I_я$  и нагрузки  $I$ ;
- частотой вращения якоря  $n$ .

Зависимости между этими величинами описываются двумя уравнениями:

- уравнением ЭДС:

$$E = C_e n \Phi;$$

- уравнением электрического состояния цепи якоря:

$$U = E - R_я I_я.$$

Основными характеристиками, определяющими свойства ГПТ, являются:

- характеристика холостого хода (ХХХ) – зависимость ЭДС на зажимах якоря от тока возбуждения при токе нагрузки, равном нулю (при разомкнутой цепи нагрузки), и постоянной частоте вращения якоря, равной номинальной, т. е.

$$E = f(I_B) \left| \begin{array}{l} I = 0; \\ n_H = \text{const}; \end{array} \right. \quad (10.35)$$

– внешняя характеристика – зависимость напряжения на зажимах обмотки якоря от тока нагрузки  $I$  при постоянном сопротивлении в цепи обмотки возбуждения и номинальной частоте вращения, т. е.

$$U = f(I) \left| \begin{array}{l} R_B = \text{const}; \\ n_H = \text{const}; \end{array} \right. \quad (10.36)$$

– регулировочная характеристика – зависимость тока возбуждения  $I_B$  от тока нагрузки  $I_H$  при  $n = n_{\text{ном}} = \text{const}$ , при условии постоянства напряжения  $U$  на зажимах генератора, т. е.

$$I_B = f(I) \left| \begin{array}{l} U = \text{const}; \\ n_H = \text{const}. \end{array} \right. \quad (10.37)$$

Характеристика холостого хода ГПТ с параллельным возбуждением (рис. 10.39) представляет собой совокупность двух расходящихся ветвей 1 и 2. Ветвь 1 (восходящая) соответствует увеличению тока возбуждения  $I_B$  от нуля, а ветвь 2 (нисходящая) – его уменьшению. При  $I_B = 0$  (цепь ОВ разомкнута), ЭДС холостого хода  $E_0 = E_{\text{ост}}$  не равна нулю, что обусловлено наличием в магнитной системе машины остаточного магнитного потока  $\Phi_{\text{ост}}$ , при этом  $E_{\text{ост}} = C_e n \Phi_{\text{ост}}$ .

По мере увеличения  $I_B$  магнитная система ГПТ насыщается и характеристика выходит на почти горизонтальный участок. При обратном изменении  $I_B$  (т. е. при уменьшении  $I_B$ ) характеристика идет по ветви 2, не совпадающей с ветвью 1, что обусловлено гистерезисом. Чем ближе расположены друг к другу ветви 1 и 2, тем меньше потери на гистерезис.

При расчете и исследовании свойств МПТ обычно используют практическую кривую характеристики холостого хода, за которую принимают среднюю линию (сплошная линия на рис. 10.39).

После отключения обмотки возбуждения остаточный магнитный поток вследствие самопроизвольного размагничивания уменьшается до значения, соответствующего  $E_{\text{ост}}$  нижней ветви, так что при повторном снятии характеристики холостого хода будет снова наблюдаться ее раздвоение.

Процесс самовозбуждения ГПТ основан на использовании остаточного магнитного потока в магнитной системе (величина  $E_{\text{ост}} \approx 3 \div 5 \% \text{ от } U_{\text{н}}$ ).

При подключении обмотки возбуждения к зажимам якоря под действием  $E_{\text{ост}}$  возникает небольшой ток возбуждения:

$$I_{\text{в}} = \frac{E_{\text{ост}}}{R_{\text{я}} + R_{\text{в}} + R_{\text{р}}}. \quad (10.38)$$

Под действием этого тока происходит некоторое увеличение магнитного потока и ЭДС. Возрастание ЭДС, в свою очередь, приводит к возрастанию  $I_{\text{в}}$  и т. д. Согласно характеристике холостого хода (рис. 10.39), темп возрастания ЭДС постепенно снижается по мере насыщения магнитной системы ГПТ.

При равенстве:

$$E = (R_{\text{я}} + R_{\text{в}} + R_{\text{р}})I_{\text{в}} \quad (10.39)$$

процесс возбуждения заканчивается. Точка 1 пересечения характеристик холостого хода и прямой линии, отвечающей уравнению (10.39) (рис. 10.40, а), определяет режим, который устанавливается в конце процесса самовозбуждения генератора.

При увеличении  $R_{\text{р}}$  увеличивается тангенс угла наклона прямой зависимости (10.39), и в конце процесса самовозбуждения установившийся режим будет определяться точкой 2, а при уменьшении  $R_{\text{р}}$  — точкой 3.

Уравнение, описывающее внешнюю характеристику ГПТ с параллельным возбуждением, с учетом соотношения  $I \approx I_{\text{я}}$  запишется в виде

$$U = E - R_{\text{я}}I_{\text{я}}. \quad (10.40)$$

Если при этом принять, что  $E = \text{const}$ , то внешняя характеристика генератора с параллельным возбуждением представится в виде прямой 1 (рис. 10.40, б).

В реальных генераторах  $E \neq \text{const}$  вследствие размагничивающего действия поля якоря при подключении нагрузки (реакция якоря) на основное поле, созданное током возбуждения.

Вследствие этого влияния уменьшается результирующий магнитный поток  $\Phi$ . С увеличением тока нагрузки увеличивается падение напряжения  $I_{\text{я}}R_{\text{я}}$  на обмотке якоря. По этим причинам уменьша-

ется ток возбуждения  $I_B$ , магнитный поток, и, как следствие – напряжение на зажимах якоря, т. е. на выходе генератора (кривая 2 на рис. 10.40, б).

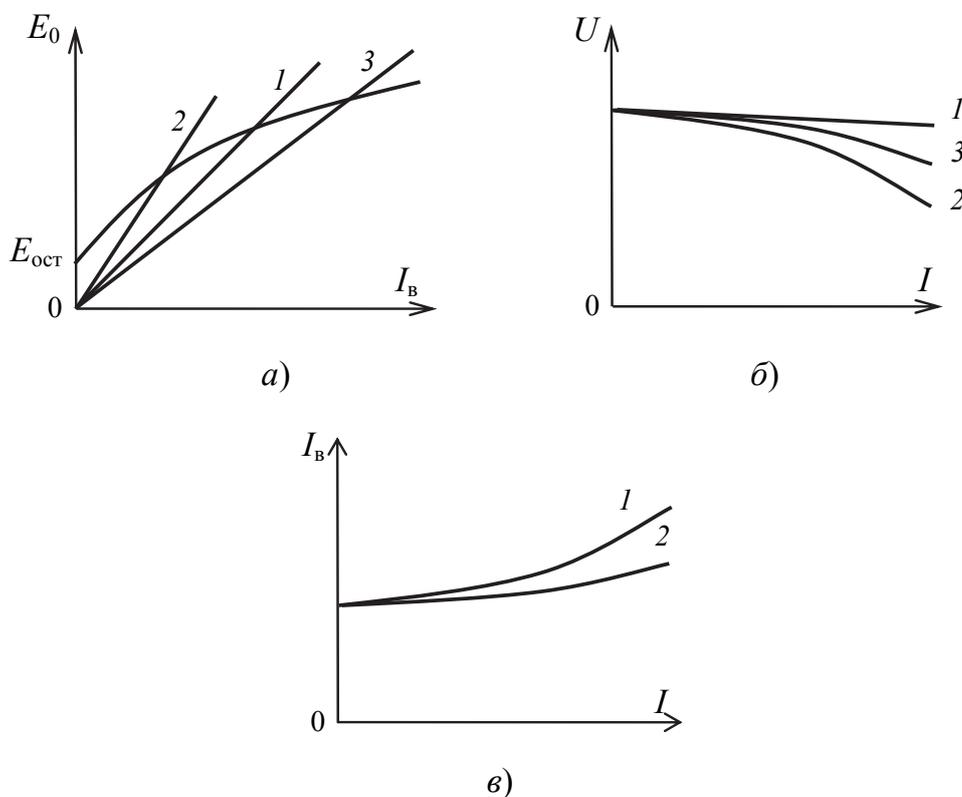


Рис. 10.40. Процесс возбуждения:  
 а – самовозбуждение ГПТ с параллельным возбуждением;  
 б – внешняя характеристика ГПТ с параллельным возбуждением;  
 в – регулировочная характеристика ГПТ с параллельным возбуждением

Для обеспечения безискровой коммутации (процесса перехода щетки с одной коллекторной пластины на другую) в современных МПТ кроме основных полюсов применяют дополнительные полюсы, расположенные между основными. Полярность дополнительных полюсов выбирают с таким расчетом, чтобы их поток был направлен навстречу поперечной составляющей потока якоря, а для автоматической компенсации продольной составляющей потока якоря эти обмотки включают последовательно с обмоткой якоря машины.

Регулировочная характеристика (рис. 10.40, в) показывает возможность поддержания на выходе генератора постоянного напряжения. Для этого при увеличении тока нагрузки следует увеличивать ток возбуждения (кривая 1).

Генератор постоянного тока с независимым возбуждением возбуждается от независимого внешнего источника постоянного тока, а его свойства такие же как и генераторов с параллельным возбуждением. Внешняя характеристика такого генератора оказывается более жесткой (рис. 10.40, б, кривая 3), а регулировочная характеристика – более пологой (рис. 10.40, в, кривая 2).

Находят также применение и выпускаются промышленностью ГПТ с последовательным и смешанным возбуждением. Их характеристики существенно отличаются от рассмотренных выше, и описаны в литературе [10]. Такие генераторы целесообразно использовать в условиях частых коротких замыканий (например, для дуговых сварочных агрегатов).

### Вопросы для самоконтроля

1. Как устроен ДПТ?
2. Объясните принцип действия ДПТ с параллельным возбуждением.
3. Приведите электрическую схему ДПТ параллельного возбуждения с пусковым и регулирующим элементами.
4. Как осуществляется пуск ДПТ?
5. Перечислите способы регулирования частоты вращения ДПТ.
6. Почему во время работы ДПТ нельзя разрывать цепь возбуждения?
7. Как можно изменить направление вращения якоря ДПТ?
8. Как снимаются рабочие характеристики ДПТ?
9. Дайте сравнительную оценку ДПТ различных способов возбуждения и приведите примеры их области применения.
10. Объясните устройство и принцип действия генератора постоянного тока с параллельным возбуждением.
11. Каково назначение коллектора ГПТ?
12. Объясните, как происходит процесс самовозбуждения ГПТ с параллельным возбуждением, и какие факторы влияют на величину ЭДС на зажимах якоря.
13. Почему в МПТ магнитопровод статора выполняется сплошным (литым), а якоря – наборным из изолированных пластин электро-технической стали?
14. Почему при изменении полярности подключения обмотки возбуждения ГПТ с параллельным возбуждением к обмотке якоря генератор не возбуждается?
15. Почему снижается напряжение на зажимах генератора с параллельным возбуждением при увеличении тока нагрузки?

# 11. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

## 11.1. Классификация электрических аппаратов

*Электрический аппарат* – это электротехническое устройство, предназначенное для управления, регулирования и защиты электрических цепей, а также для контроля и регулирования их режимов работы.

Электрические аппараты классифицируются по назначению, т. е. по основной функции, выполняемой аппаратом; принципу действия; роду тока (переменный или постоянный); величине тока; величине напряжения (до 1 кВ и выше); исполнению; степени защиты (IP) и областям применения [8].

В зависимости от назначения аппараты можно подразделить на следующие группы:

– *аппараты управления* предназначены для пуска, реверсирования, торможения, регулирования частоты вращения, напряжения, тока электрических машин, станков, механизмов или для пуска и регулирования параметров других потребителей электроэнергии в системах электроснабжения. К ним относятся электромагнитные контакторы, пускатели, реле, кнопки управления, переключатели, контроллеры, резисторы и реостаты. Для аппаратов управления характерно частое коммутирование (включение и отключение) электрических цепей.

Электрические аппараты управления подразделяются на аппараты ручного и дистанционного управления. К аппаратам дистанционного управления относятся электромагнитные контакторы, пускатели, реле и электромагниты.

*Аппараты защиты* используются для коммутации электрических цепей, защиты электрооборудования и электрических сетей от сверхтоков, т. е. токов перегрузки, токов коротких замыканий. К ним относятся плавкие предохранители, автоматические выключатели, тепловые и токовые реле.

*Контролирующие аппараты* предназначены для контроля заданных электрических и неэлектрических параметров. К этой группе относят датчики. Эти аппараты преобразуют электрические и неэлектрические величины в электрические и выдают информацию в виде электрических сигналов. Такие устройства называются измерительными преобразователями или датчиками.

К контролирующим аппаратам относятся датчики тока, давления, температуры, положения, уровня, пьезодатчики, фотодатчики, датчики Холла, а также реле, реализующие функции датчиков, например, реле контроля скорости (РКС), реле времени, напряжения, тока.

## 11.2. Коммутационные электрические аппараты ручного управления

*Аппараты ручного управления* (командные аппараты) предназначены для непосредственного управления электродвигателями и другими потребителями электрической энергии переменного и постоянного тока. Они используются для нечастого включения и выключения электрических цепей, реверсирования, переключения схем соединения обмоток, изменения сопротивления при управлении электродвигателями.

К аппаратам ручного управления относятся рубильники (рис. 11.1), кнопки управления, пакетные выключатели и переключатели, универсальные переключатели, ящики сопротивлений, пусковые и регулировочные реостаты, командоконтроллеры и контроллеры.

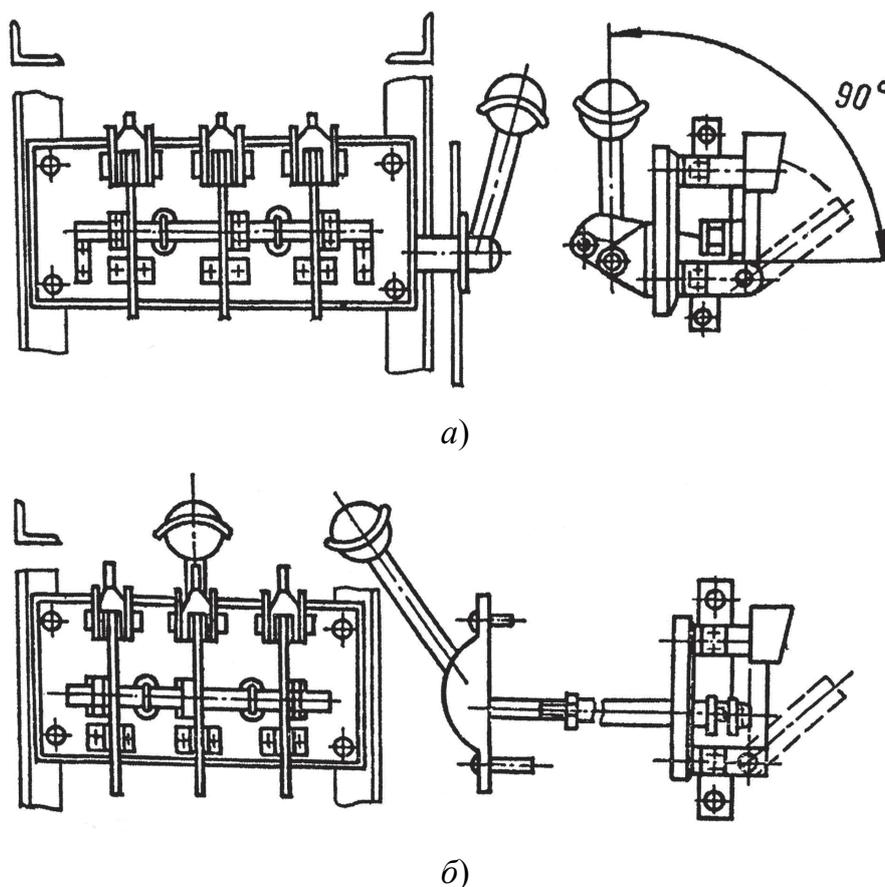


Рис. 11.1. Трехполюсный рубильник единой серии:  
а – с боковой рукояткой; б – с центральным приводом

*Рубильники* используются в цепях переменного тока при напряжении до 660 В и постоянного тока – при напряжении до 440 В и токах 25–10000 А. По количеству полюсов они подразделяются на одно-, двух- и трехполюсные; по роду управления бывают с центральной и боковой рукояткой или рычажным приводом; по способу присоединения – с передней и с задней стороны аппарата. Коммутирующим элементом рубильников является подвижный нож, который входит в губки контактных стоек.

Переключатели имеют дополнительные неподвижные контакты с выводами, что обеспечивает возможность переключения подходящих к нему цепей с одной на другую.

В некоторых конструкциях рубильники совмещают с предохранителями или используют предохранители в качестве ножей. Такая конструкция, позволяющая выполнять функции коммутации и защиты, называется *блоком «предохранитель–выключатель»* (БПВ).

Обозначаются рубильники буквенно-цифровым кодом. Например, РБ31 – рубильник с боковой рукояткой, трехполюсный, рассчитанный на ток до 100 А; РПБ (ППБ) – рубильник (переключатель) с боковым рычажным приводом; РПЦ (ППЦ) – рубильник (переключатель) с центральным рычажным приводом.

*Кнопки управления* (рис. 11.2) используют в цепях переменного тока при напряжении до 600 В и в цепях постоянного тока – до 440 В. Они различаются по величине (нормальные и малогабаритные), набору замыкающих и размыкающих контактов, номинальному току и напряжению, форме и цвету толкателей; они бывают с самовозвратом (без фиксации), с защелками (с фиксацией), а также включаемые специальным ключом. Контакты кнопочных элементов изготавливают из металлокерамики или делают посеребренными. Они рассчитаны на 40000 циклов включений-отключений под нагрузкой. Два, три и более кнопочных элемента, смонтированные в одном корпусе, образуют кнопочную станцию или кнопочный пост.

Кнопки монтируются на пультах, стендах, на полу (ножные). Выпускаются кнопки управления и кнопочные станции серий КЕ, ПКЕ, ПКУ.

*Пакетные выключатели и переключатели* (рис. 11.3) используются в цепях управления и сигнализации, в схемах пуска и реверса электродвигателей небольшой мощности под нагрузкой в цепях переменного тока до 380 В и постоянного тока до 220 В. Они представляют собой малогабаритные многоцепные аппараты поворотного типа.

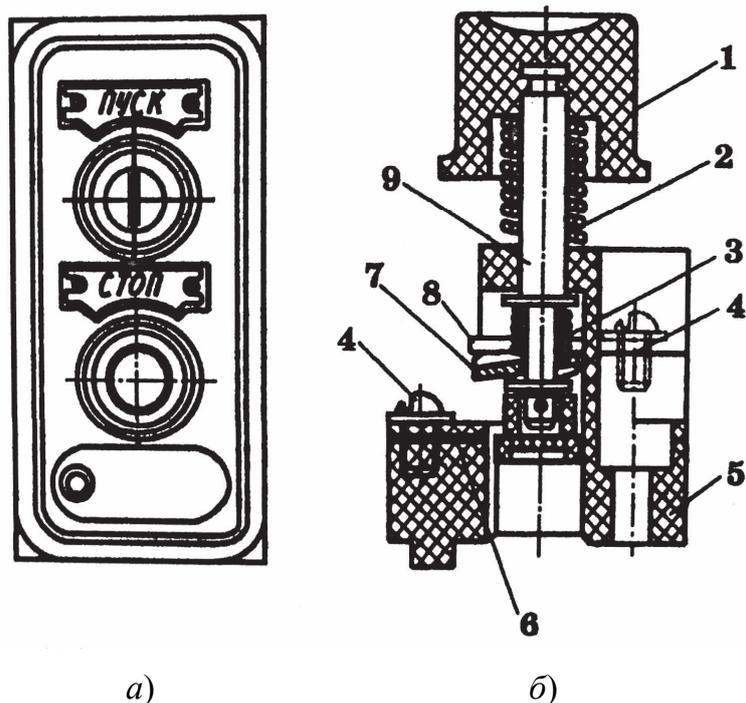


Рис. 11.2. Кнопочный пост:  
*a* – общий вид; *б* – кнопочный элемент: 1 – толкатель,  
 2 – возвратная пружина; 3 – пружина контактного мостика;  
 4 – винты; 5 – пластмассовое основание; 6 – прокладка;  
 7 – контактный мостик; 8 – диск; 9 – стержень

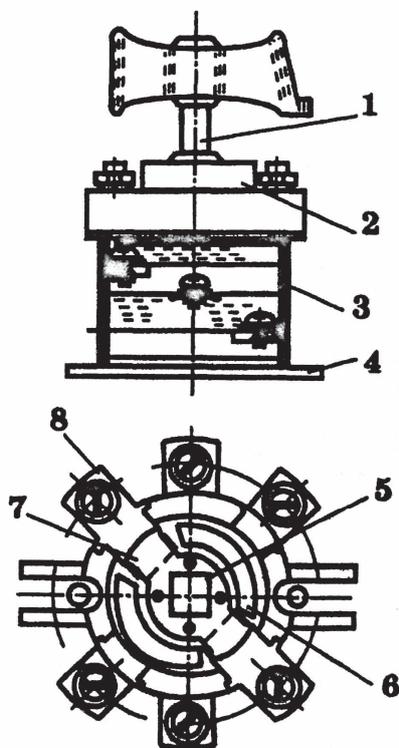


Рис. 11.3. Трехполюсный пакетный выключатель

Пакетные выключатели рассчитаны на токи 10, 25, 60, 100, 250, 400 А при небольшом количестве включений (15–20 раз в ч) и имеют одно-, двух- и трехполюсную конструкцию в открытом, защищенном и герметическом положении.

Пакетные выключатели состоят из отдельных колец-пакетов, изготовленных из изолирующего материала. Внутри пакета находится контактная система, состоящая из неподвижного и подвижного контактов (один полюс). Из таких пакетов набирается любое количество полюсов. Выключатель снабжается механизмом мгновенного переключения.

Пакетные выключатели обозначаются буквенно-цифровым кодом: ПВ – пакетный выключатель; ПП – пакетный переключатель; ПВМ – пакетный выключатель малогабаритный; ГПВМ – герметичный пакетный выключатель малогабаритный. Первая цифра после букв обозначает число полюсов, а цифра после дефиса обозначает номинальный ток в амперах, например: ПВМ 2–10 – пакетный выключатель малогабаритный двухполюсный,  $I_n = 10$  А; ПП 2–10/Н2 – пакетный переключатель двухполюсный на 10 А с двумя нулевыми положениями.

*Контроллеры* (рис. 11.4) – это многоцелевые электрические аппараты с ручным или ножным приводом для непосредственной коммутации силовых цепей двигателей постоянного тока до 440 В и переменного тока до 500 В. По конструкции они подразделяются на кулачковые, барабанные, плоские и магнитные.

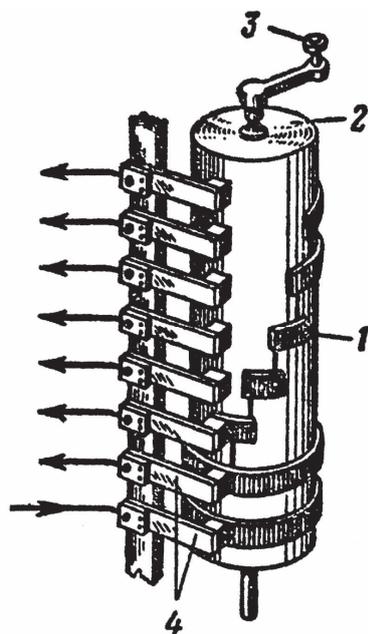


Рис. 11.4. Устройство барабанного контроллера:  
1 – медные сегменты; 2 – барабан из изолирующего материала;  
3 – рукоятка; 4 – неподвижные пружинящие контакты

Кулачковые контроллеры различаются по количеству коммутирующих цепей, виду привода, диаграмме замыкания контактов.

Для управления электродвигателями переменного тока используются контроллеры серии ККТ-61, ККТ-61А, ККТ-62, ККТ-62А, ККТ-68А, ККТ-101, ККТ-102 на номинальные напряжения до 380 В; серий ККП-101, ККП-102 – для управления двигателями постоянного тока до 440 В. Они имеют до 12 силовых контактов и до 6 позиций рукоятки в каждую сторону от нулевого положения.

Магнитные контроллеры состоят из командоконтроллера и из силовых электромагнитных контактов. Командоконтроллер с помощью контактов включает или отключает напряжение на катушках контакторов, которые своими силовыми контактами коммутируют цепи электродвигателей.

### **11.3. Коммутационные электрические аппараты дистанционного управления**

Электрические аппараты дистанционного управления в отличие от аппаратов ручного управления содержат магнитную систему как элемент привода электромагнитных контакторов, пускателей, реле и как устройство, создающее электромагнитные силы, например, в электромагнитных муфтах и электромагнитных тормозных устройствах. Наличие электромагнитов в этих аппаратах позволяет управлять ими на расстоянии.

#### ***11.3.1. Электромагнитные реле***

Реле составляют многочисленную группу электрических аппаратов, применяемых для управления, сигнализации, защиты систем электроснабжения городов, промышленных предприятий; в системах управления электроприводами станков, механизмов, машин.

В зависимости от параметра срабатывания различают реле напряжения, тока, мощности, частоты и т. д.

Реле также подразделяются по роду тока (постоянного, переменного и поляризованные реле); по принципу воздействия на управляемую цепь (контактные и бесконтактные). Контактные реле своими контактами коммутируют электрическую цепь; бесконтактные – при срабатывании резко изменяют свое сопротивление, включенное в управляемую цепь.

*Электромагнитные реле* (ЭМР) (рис. 11.5) состоят из электромагнита (магнитопровод, катушка, якорь) и нескольких контактных

групп, управляемых связанным с якорем электромагнита приводным механизмом.

При протекании через катушку электромагнита тока якорь притягивается к катушке и перемещает подвижные контакты, вызывая их переключение. Для возврата контактов в исходное положение необходимо обесточить цепь питания катушки.

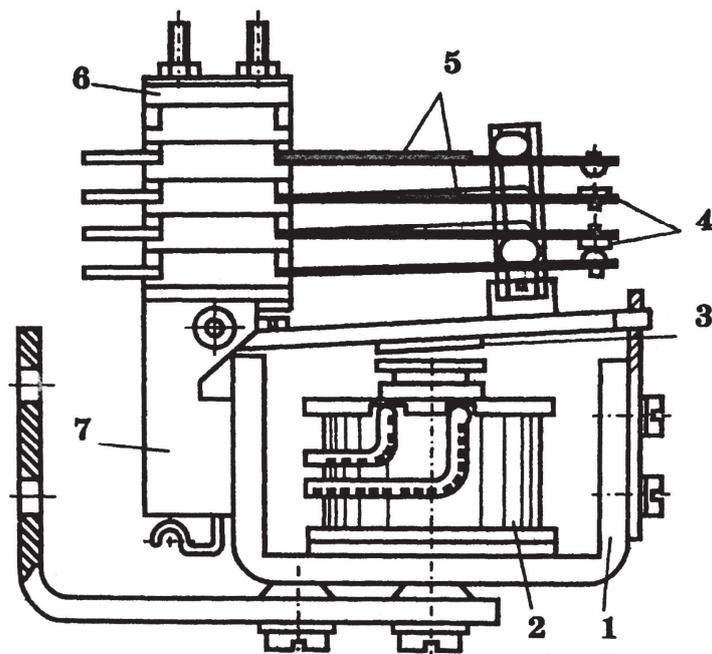


Рис. 11.5. Электромагнитное реле серии РПУ:  
 1 – магнитная скоба; 2 – катушка; 3 – якорь с немагнитной накладкой; 4 – контакт; 5 – пружины пластинчатые;  
 6, 7 – изоляционные траверсы

К основным параметрам ЭМР относятся:

- ток (напряжение) срабатывания  $I_{\text{ср}} (U_{\text{ср}})$ ;
- ток (напряжение) отпускания  $I_{\text{отп}} (U_{\text{отп}})$ ;
- рабочий ток (напряжение)  $I_{\text{раб}} (U_{\text{раб}}) (I_{\text{раб}} > I_{\text{ср}})$ ;
- время срабатывания  $t_{\text{ср}}$ ;
- время отпускания  $t_{\text{отп}}$ ;
- сопротивление обмотки реле постоянному току  $R_{\text{обм}}$ ;
- максимальная коммутируемая мощность  $P$  и др.

По назначению различают: пусковые реле; максимальные реле; минимальные реле; реле времени; токовые реле.

Поляризованное реле является наиболее чувствительным из всех типов реле. В них напряжение одной полярности замыкает одни кон-

такты, а при смене полярности питающего напряжения эти контакты размыкаются, а замыкаются другие.

В схемах релейной защиты систем электроснабжения наиболее распространены токовые реле электромагнитной и индукционной систем. Реле РТМ имеют токи уставки  $I_{уст} = 5; 7; 8; 10; 12,5$  А и выполняются в четырех вариантах с регулированием  $I_{уст}$ : РТМ1 ( $I_{уст} = 5–15$  А); РТМ2 ( $I_{уст} = 10–25$  А); РТМ3 ( $I_{уст} = 30–60$  А); РТМ4 ( $I_{уст} = 75–150$  А).

Токовые реле с выдержкой времени РТВ имеют  $I_{уст} = 5–35$  А и регулируемую от 0 до 4 с выдержку времени срабатывания.

Реле мгновенного действия РТ40 применяются в схемах максимальной токовой защиты в системах электроснабжения.

Реле тока серии РТ80, РТ81–РТ86, РТ91, РТ95 имеют индукционный воспринимающий элемент с выдержкой времени срабатывания, зависящей от тока, и электромагнитный воспринимающий элемент мгновенного действия (отсечка), срабатывающий при высоких значениях тока.

### **11.3.2. Электромагнитные контакторы**

*Электромагнитные контакторы* (11.6) – это двухпозиционные аппараты дистанционного управления с самовозвратом, которые предназначены для частых включений и отключений силовых электрических цепей под нагрузкой.

Контакторы изготавливаются на токи коммутации 4–4000 А, при напряжении 220, 440, 750 В постоянного тока и 380, 660, 1140 В переменного тока. Они допускают до 1400 включений в час. Исполнение может быть 1-, 2-, 3-, 4-, 5-полюсным с управлением на постоянном или переменном токе.

К основным техническим характеристикам электромагнитных контакторов относят:

- номинальный ток главных контактов  $I_{ном}$ ;
- предельный отключаемый ток (ток коммутации)  $I_{к}$ ;
- номинальное напряжение коммутируемой цепи  $U_{ном}$ ;
- допустимое число включений в час;
- собственное время включения  $t_{вкл}$  и отключения  $t_{откл}$ .

Основными узлами контакторов (рис. 11.6) являются:

- главные контакты;
- электромагнитный механизм;

- вспомогательные контакты;
- дугогасительная камера.

Контактор работает следующим образом. При нажатии кнопки «Пуск» ( $SB1$ ) в катушке электромагнита создается магнитный поток, притягивающий якорь к сердечнику. На якоре укреплен подвижный контакт, который, замыкаясь с неподвижным контактом, скользит по его поверхности, разрушая оксидную пленку. Одновременно с главными контактами замыкаются вспомогательные контакты, блокирующие контакты кнопки «Пуск», после чего воздействие на кнопку «Пуск» можно снять. Отключение контактора производится нажатием кнопки «Стоп» ( $SB2$ ), разрывающей цепь питания катушки электромагнита.

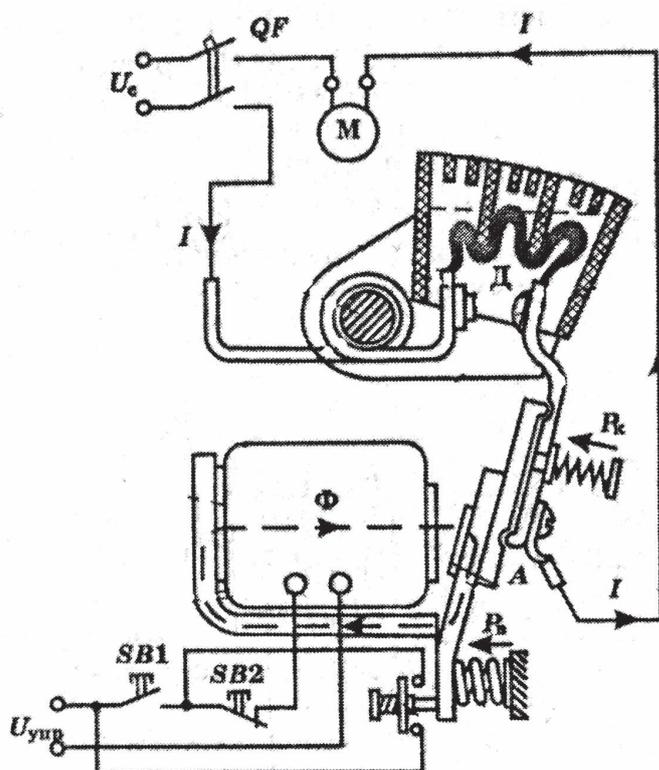


Рис. 11.6. Устройство электромагнитного контактора

Для управления электродвигателями большой мощности используются контакторы переменного тока КТ, КТП, КТВ; постоянного тока КП, КПВ, КПД.

Для управления трехфазными двигателями переменного тока широко используются контакторы поворотного типа серии КТ6000 со щелевыми дугогасительными камерами и магнитным дутьем, а также КТ7000 с дугогасительными решетками.

### 11.3.3. Электромагнитные пускатели

Электромагнитный пускатель (рис. 11.7) – это коммутационный аппарат для управления и защиты электродвигателей переменного тока, разработанный на базе контакторов.

Эти аппараты имеют различное исполнение: они бывают неперевёрсивными и реверсивными; с тепловыми реле и без них; открытого, защищенного и пылебрызгозащищенного исполнения и выпускаются сериями: ПМЕ, ПАЕ, ПМЛ.

Управление состоянием пускателя осуществляется при помощи кнопочного поста, который встраивается в пускатель или устанавливается отдельно. Встроенное тепловое реле используется для защиты двигателя от токовых перегрузок. Для защиты двигателей от токов короткого замыкания в главной (силовой) цепи пускателя устанавливают предохранители, или автоматические выключатели.

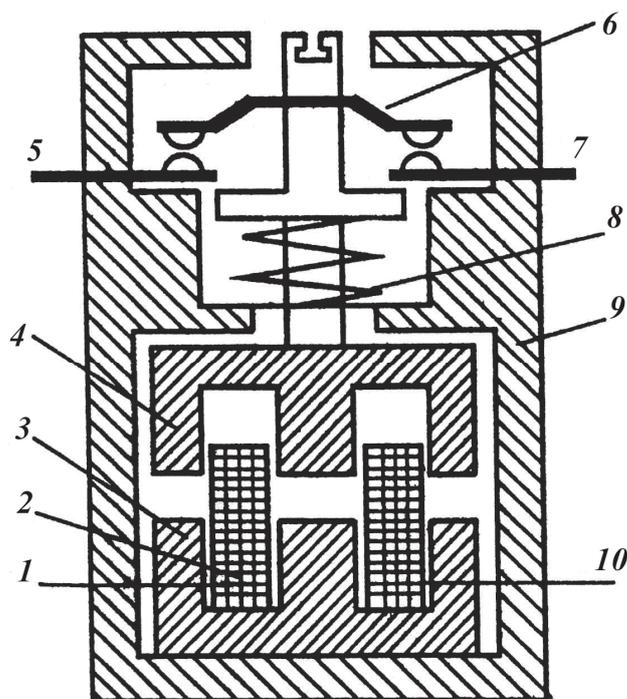


Рис. 11.7. Контактёр электромагнитного пускателя серии ПМА:  
1 – магнитопровод; 2 – катушка (обмотка управления); 3 – якорь;  
4 – пружина; 5 – подвижные контакты; 6 – неподвижные контакты

Каждый пускатель имеет один или несколько вспомогательных контактов, используемых для самоблокировки, сигнализации и других целей.

Все магнитные пускатели обеспечивают нулевую защиту, т. е. при снижении напряжения, питающего катушку пускателя, на 30 %

и более электромагнит не может удерживать якорь пускателя и силовые контакты размыкаются.

Катушки пускателя изготавливаются на номинальные напряжения 42, 127, 220, 380 и 500 В.

## **11.4. Электрические аппараты защиты электрических цепей**

При эксплуатации электрооборудования и электрических сетей длительные токовые перегрузки проводов, обмоток, кабелей, а также короткие замыкания вызывают их нагрев свыше допустимых значений. Это приводит к преждевременному старению и пробоем изоляции, вследствие чего может произойти возгорание или взрыв во взрывоопасных помещениях, а также поражение людей электрическим током.

Для предотвращения подобных явлений каждый участок электрической сети должен быть снабжен защитным аппаратом, обеспечивающим отключение аварийного участка при непредвиденном увеличении токовой нагрузки сверх допустимой.

*Аппаратом защиты* называется устройство, которое автоматически отключает защищаемую электрическую цепь при ненормальных режимах. К аппаратам защиты относятся плавкие предохранители, автоматические выключатели, тепловые и токовые реле, электронные предохранители.

### ***11.4.1. Плавкие предохранители***

Плавкие предохранители – это электрические аппараты, предназначенные для отключения защищаемой цепи посредством разрушения (расплавления) специально предусмотренных для этого токоведущих частей под действием тока, который превышает определенные значения. После отключения цепи необходимо устранить причину, обусловившую токовую перегрузку, и заменить перегоревшую вставку на новую.

Предохранители включаются последовательно в защищаемую цепь, а для создания видимого разрыва электрической цепи и безопасного обслуживания совместно с предохранителями устанавливаются неавтоматические выключатели или рубильники.

Предохранители (рис. 11.8) изготавливаются на номинальные напряжения 42, 220, 380, 660 В переменного тока и на напряжения 24, 110, 220, 440 В постоянного тока.

Основными элементами предохранителя являются: корпус, плавкая вставка, контактная часть, дугогасительное устройство и дугогасительная среда.

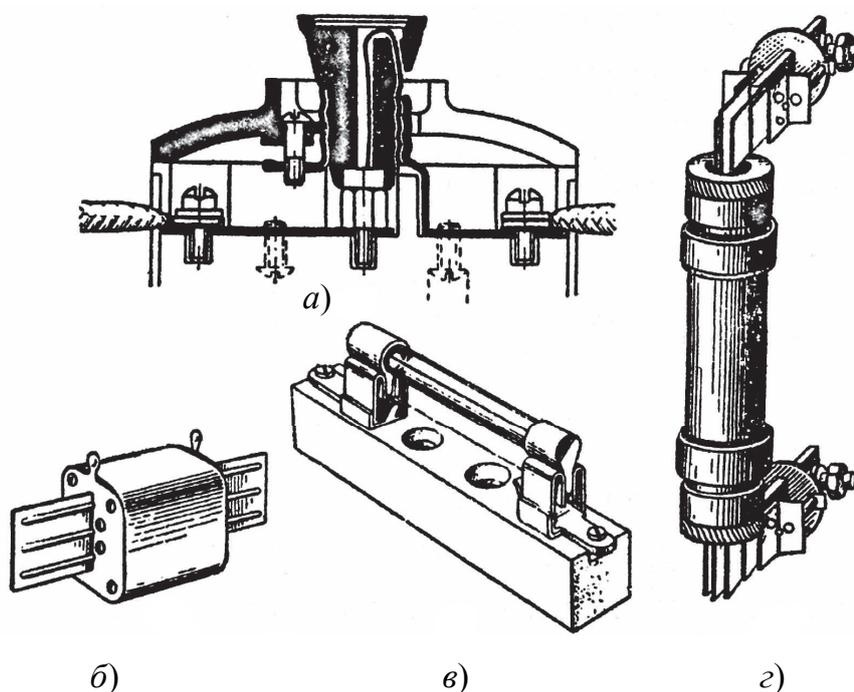


Рис. 11.8. Предохранители:  
*a* – пробочный ПД; *б* – трубчатый ПР; *в* – фарфоровый ПН;  
*г* – стеклянный трубчатый

Предохранители характеризуются номинальным током плавкой вставки, номинальным током патрона (корпуса) данной конструкции. Например, корпус предохранителя типа ПН 2-100 рассчитан на ток до 100 А, а в него можно вставить вставки на 30, 40, 50, 60, 80, 100 А.

Зависимость времени плавления плавкой вставки от величины тока (от кратности  $I_{\text{ср}}/I_{\text{н}}$ ) называется защитной (времятоковой) характеристикой (рис. 11.9). При одном и том же токе время плавления вставки зависит от ее материала, формы и состояния поверхности, от условий охлаждения и т. д. Наиболее распространенным материалом для плавких вставок являются медь, цинк, свинец и серебро.

Наибольший ток, который предохранитель может отключить без каких-либо повреждений, называется предельным током отключения.

В предохранителях на большие токи дуга, возникающая в момент перегорания вставки, гасится за счет высокого давления, образуемого в герметичном корпусе патрона, так как его стенки изготавливают из газогенерирующего материала – фибры. В предохранителях насыпной серии трубчатый патрон со вставкой заполняется сухим кварцевым песком.

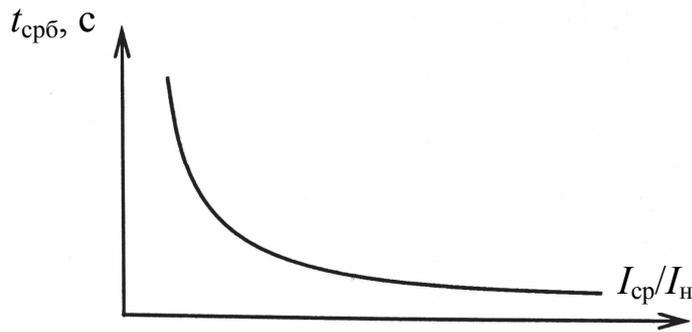


Рис. 11.9. Защитная (времятоковая) характеристика предохранителя

В схемах управления станками, механизмами, а также в системах электроснабжения жилых и общественных зданий широко используются пробочные плавкие предохранители серии ПРС с номинальными токами 6, 25, 63, 100 А.

#### 11.4.2. Тепловые реле

Для защиты электрических двигателей и другого электрооборудования от длительных токовых перегрузок широко применяются тепловые реле с биметаллическими элементами (рис. 11.10).

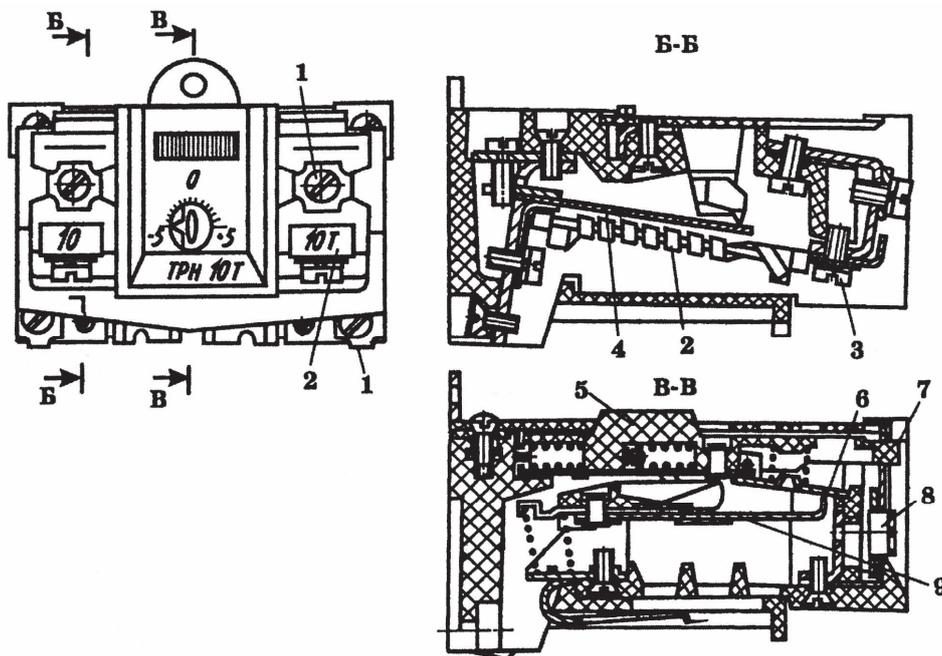


Рис. 11.10. Тепловое реле ТРН–10:

- 1 – винтовые зажимы; 2 – сменные нагревательные элементы;
- 3 – винты крепления нагревателя; 4 – термобиметаллические пластины; 5 – размыкающий контакт; 6 – механизм срабатывания с защелкой; 7 – эксцентрик; 8 – температурный компенсатор

Биметаллический элемент состоит из двух жестко скрепленных друг с другом пластин с различным значением коэффициента линейного расширения  $\alpha$ . В качестве материалов используют инвар (с низким  $\alpha$ ) и хромоникелиевая сталь (с высоким  $\alpha$ ). Если биметаллический элемент неподвижно закрепить с одной стороны и нагреть, то он изогнется в сторону материала с меньшим  $\alpha$ . Механической усилие, развиваемое бипластиной при изгибе, приводит в действие исполнительный элемент реле, и при этом происходит переключение контактов. Нагрев биметаллических пластин тепловых реле может осуществляться прямым, косвенным, комбинированным способами (рис. 11.11).

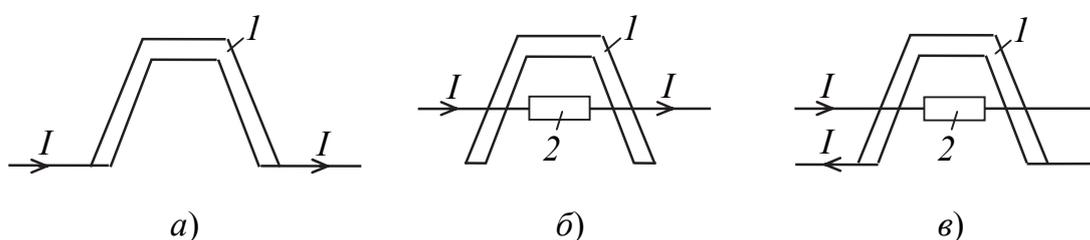


Рис. 11.11. Способы нагрева биметаллической пластины теплового реле:

1 – биметаллическая пластина; 2 – нагревательный элемент

Из-за инерционности теплового процесса тепловые реле, имеющие биметаллические элементы, непригодны для защиты от токов короткого замыкания.

Выпускаются трехполюсные тепловые реле серии РТП, РТТ, двухполюсные серии ТРН и однополюсные серии ТРМ.

Конструктивно тепловые реле состоят из диэлектрического корпуса с отсеками, в которых устанавливаются биметаллические пластины с нагревательными элементами, механизм срабатывания с защелкой, кнопка возврата (рис. 11.10), эксцентрика для регулировки токов срабатывания и контактов силовых и вспомогательных.

После срабатывания необходимо устранить причину, вызвавшую срабатывание, дождаться, пока биметаллические пластины реле остынут до температуры окружающей среды, и привести реле в рабочее состояние, нажав на кнопку возврата.

### 11.4.3. Автоматические выключатели

Автоматические выключатели предназначены для коммутации цепей при аварийных режимах (для отключения), а также для нечас-

тых (от 6 до 30 – в сутки) оперативных включений и отключений электрических цепей. Они обеспечивают быструю и надежную защиту электрических сетей от токов перегрузки и коротких замыканий, выполняя одновременно функции защиты и управления.

Для обеспечения защитных функций автоматические выключатели снабжаются электромагнитными и тепловыми расцепителями. Тепловые расцепители защищают цепи от токов длительной перегрузки, а электромагнитные – от токов коротких замыканий.

Электромагнитный расцепитель содержит электромагнит, воздействующий на отключающий пружинный механизм. Если ток в катушке электромагнита превысит определенное значение, то электромагнитный расцепитель отключит линию с помощью коммутирующего устройства практически мгновенно.

На рис. 11.12 приведено схематическое устройство автоматического выключателя максимального тока.

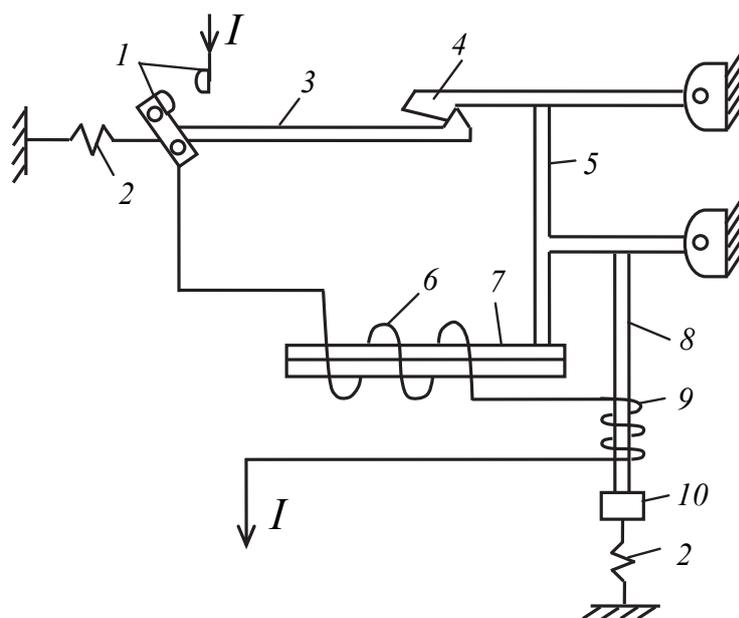


Рис. 11.12. Принципиальная схема автоматического выключателя:  
 1 – контакт; 2 – пружина; 3, 4 – защелки; 5 – рычаг; 6 – нагреватель теплового расцепителя; 7 – биметаллическая пластина;  
 8 – толкатель; 9 – электромагнит; 10 – сердечник

Для включения выключателя нажимают кнопку (выключатели серии АП50Б) или поворачивают рычаг (выключатели серии АЕ1000, АЕ2000, А3700), при этом замыкаются силовые контакты, а защелки расцепляются и входят в зацепление.

Автоматические выключатели характеризуются номинальным током и номинальным напряжением, которые выключатель выдерживает в течение неограниченного времени.

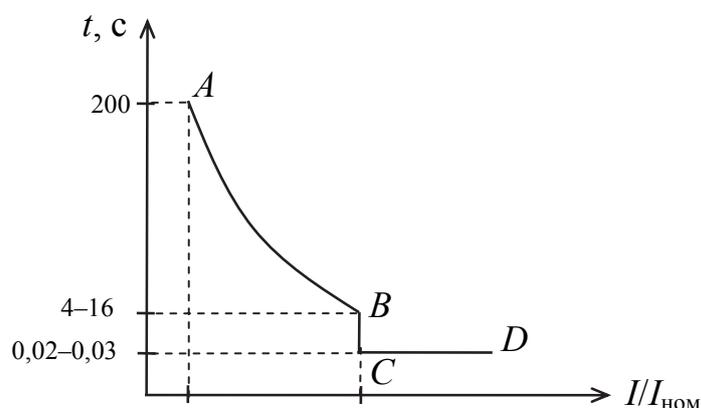


Рис. 11.13. Защитная характеристика автоматического выключателя

Наименьший ток, вызывающий отключение выключателя, называется током трогания (или срабатывания), а настройка расцепителя на заданный ток срабатывания – уставкой тока. Уставка тока электромагнитного расцепителя на мгновенное срабатывание называется отсечкой.

Защитная характеристика автоматического выключателя (рис. 11.13) имеет два участка *AB* и *CD*. Электромагнитные расцепители имеют обратозависимую от тока выдержку времени при перегрузках (участок *AB*) и независимую выдержку (0,02–0,03 с) времени при токах короткого замыкания (участок *CD*).

В современных выключателях серии А3700 и ВА используются полупроводниковые расцепители, которые обеспечивают более высокую точность срабатывания по току и времени.

Широкое применение получили малогабаритные пробочные автоматические выключатели для защиты от коротких замыканий и перегрузок осветительных сетей в бытовых и жилых помещениях. Они выпускаются на токи  $I_H = 6–50$  А и напряжения до 380 В.

## 11.5. Контролирующие электрические аппараты

В процессе работы электрического и технологического оборудования возникает необходимость контролировать происходящие при этом процессы. Для этого нужна информация о значениях скорости,

тока, момента, температуры, давления, уровня жидкости в емкости, положения предмета, освещенности и т. д.

Устройства, которые выдают информацию в виде электрических сигналов, называют измерительными преобразователями или датчиками. Датчики классифицируются по принципу преобразования электрических и неэлектрических величин в электрические (тепловые, уровня, электромагнитные, фотодатчики); по конструкции (контактные, бесконтактные); по роду тока и величине напряжения; по конструктивным особенностям и степени защиты.

В зависимости от вида выходного сигнала датчики подразделяются на параметрические и генераторные. Генераторные вырабатывают электрическую энергию (термопары, солнечные батареи и т. д.). Параметрические датчики под действием измеряемой величины меняют сопротивление, емкость, индуктивность, фазовый сдвиг и т. д. (см. § 8.13).

В *тепловых датчиках* измеряемый (контролируемый) параметр (температура) преобразуется в ЭДС, электрическое сопротивление и другие величины (термопары, термоманометры, терморезисторы, биметаллические датчики и др.)

Применяются тепловые датчики в приборах для регулирования температуры различных сред в промышленных установках и бытовых приборах, в аппаратах защиты.

*Датчики давления* применяются для измерения давления в различных средах. Чувствительными элементами манометра являются плоские или гофрированные мембраны, мембранные коробки, сильфоны и манометрические пружины.

В схемах автоматики используются манометры типов ЭКМ1У, ЭКМ2У, ВЭ16Рб с пределами измерения давления 0,1–160 МПа.

*Датчики уровня* служат для контроля уровня жидкости или сыпучих материалов в резервуарах и подачи сигнала о необходимости регулирования этого уровня, такие датчики бывают электронные, поплавковые, мембранные и др.

*Электроконтактные датчики пути и перемещения* рабочих органов сигнализируют о пройденном пути или положении рабочих органов управляемого объекта. Они представляют собой конечные путевые выключатели, микропереключатели, кинематически связанные с рабочими механизмами и управляющим приводом.

*Датчики скорости* вырабатывают информацию о частоте вращения вала ротора электродвигателя (тахогенераторы постоянного

и переменного тока), преобразуя механическое вращение вала в электрический сигнал  $U(n)$  (напряжение  $U$  в зависимости от частоты вращения вала  $n$ ).

*Фотодатчики* широко используются для управления наружным освещением улиц, территорий, предприятий, в схемах защиты, отключая установки при попадании в опасную зону обслуживающего персонала, для подсчета деталей на конвейере, контроля целостности режущего инструмента и т. д. Фотодатчики преобразуют энергию светового потока в электрический сигнал. В качестве фотодатчиков используются фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и т. д.

### **11.6. Условные графические обозначения электрических машин, аппаратов и их элементов**

Электрические машины, аппараты и их элементы изображаются на схемах с помощью условных знаков согласно стандартам ЕСКД. Так, электрические машины обозначаются по ГОСТ 2.722–68; катушки индуктивности, трансформаторы, дроссели, автотрансформаторы и магнитные усилители обозначаются по ГОСТ 2.723–68; разрядники и предохранители – по ГОСТ 2.727–68; электроизмерительные приборы – по ГОСТ 2.729–68; коммутационные устройства – по ГОСТ 2.755–87.

Электрические аппараты и их элементы в схемах электротехнических устройств имеют буквенно-цифровые или цифровые позиционные обозначения. Буквенно-цифровые обозначения предназначены для записи в сокращенной форме сведений об электрических аппаратах и элементах в документации или в непосредственном нанесении на изделие.

Типы условных буквенно-цифровых обозначений и правил их построения установлены ГОСТ 2.710–81.

Обязательной частью буквенно-цифрового обозначения является вид и номер элемента.

При составлении и вычерчивании монтажных схем используют монтажные символы электрических аппаратов, элементов и приборов.

Монтажный символ – это электрическая схема внутренних соединений аппарата элемента или прибора с относительным расположением зажимов (выводов), которое соответствует действительному расположению их на аппарате.

## Вопросы для самоконтроля

1. Из каких частей состоит магнитный пускатель?
2. Объясните принцип работы электромагнитного контактора.
3. Каково назначение главных контактов магнитного пускателя?
4. Какие виды защиты выполняет магнитный пускатель?
5. На какие группы можно разделить электрические аппараты по назначению?
6. Чем отличаются коммутационные аппараты ручного управления от аппаратов с дистанционным управлением?
7. Как устроены и где применяются кнопки управления и кнопочные станции?
8. Поясните устройство, принцип работы и применение пакетных выключателей.
9. Приведите примеры маркировки рубильников.
10. Как устроены и для чего применяются электромагнитные реле? Приведите классификацию и примеры маркировки.
11. Какими основными параметрами характеризуется работа электромагнитного реле?
12. Как устроены, как работают тепловые реле и где они применяются?
13. Какой вид имеет защитная (времятоковая) характеристика тепловых реле?
14. Какие функции выполняют плавкие предохранители и какими параметрами характеризуется их работа в электрических цепях?
15. Почему магнитный пускатель, содержащий тепловое реле, комплектуют плавкими предохранителями или автоматическим выключателем с максимальным электромагнитным расцепителем?
16. Как устроено, как работает и для чего применяется токовое реле?
17. Для каких целей применяют автоматические выключатели?
18. Как устроен и как функционирует электромагнитный максимальный расцепитель автоматических выключателей?
19. Каково назначение измерительных преобразователей (датчиков)? Приведите примеры датчиков.

## ЧАСТЬ 2. ЭЛЕКТРОНИКА

### Введение

Электроника – это отрасль науки и техники, занимающаяся изучением физических основ функционирования, исследованием, разработкой и применением приборов, работа которых основана на протекании электрического тока в твердом теле, вакууме и газе.

Таковыми приборами являются полупроводниковые (протекание тока в твердом теле), электронные (протекание тока в вакууме) и ионные (протекание тока в газе) приборы.

Электроника делится на две обширные области – энергетическую электронику и информационную электронику.

*Энергетическая электроника* занимается преобразованием одного вида энергии в другие виды энергии. Большая часть преобразований электрической энергии осуществляется полупроводниковыми преобразователями. Основными видами преобразователей являются выпрямители (преобразование переменного тока в постоянный); инверторы (преобразование постоянного тока в переменный); преобразователи частоты; регулируемые преобразователи постоянного и переменного напряжения.

Полупроводниковые преобразователи применяются в источниках питания электроприводов и электротехнологических установок, для возбуждения синхронных электрических машин, в схемах вторичного питания электронных приборов и устройств.

*Информационная электроника* занимается устройствами для передачи, обработки и отображения информации. К таким устройствам относятся усилители электрических сигналов, генераторы электрических колебаний различной формы, логические устройства, счетчики импульсов, индикаторные устройства (устройства отображения информации) и дисплеи ЭВМ.

Характерной чертой современной информационной электроники является сложность и многообразие решаемых задач, высокое быстродействие и надежность.

Электронные приборы и устройства являются неотъемлемой частью большинства электромеханических, энергетических и других установок и систем, и для их создания необходимо привлекать специалистов в области электроники, автоматики и вычислительной техники.

Электронная техника непрерывно развивается. Каждую задачу можно решать на основе различных подходов. Можно разрабатывать электронные устройства на основе дискретных элементов, либо с применением интегральных микросхем. Можно применить микропроцессоры, выполнить обработку информации в аналоговой, либо цифровой форме. Правильный выбор влияет на технико-экономические показатели электроустановок, на их надежность и другие параметры.

Для понимания назначения и принципов работы электронных приборов и устройств необходимо знать назначение, принцип работы и основные параметры элементов, из которых строятся эти устройства. К таким элементам относятся резисторы, конденсаторы, индуктивные элементы, большое многообразие полупроводниковых и оптоэлектронных устройств, аналоговые и цифровые интегральные микросхемы, микропроцессоры.

# Глава 1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

## 1.1. Резисторы

Резисторы – это пассивные элементы электронных устройств, используемые в качестве электрического сопротивления и предназначенные для ограничения и регулирования величины тока и напряжения.

Классифицируют резисторы чаще всего по характеру изменения сопротивления (постоянные, регулируемые переменные и регулируемые подстроечные); по назначению (общего назначения, прецизионные, высокочастотные, высоковольтные, высокомегаомные); по материалу резистивного элемента (проволочные, непроволочные, металлофольговые и др.).

К основным параметрам резисторов относятся:

– номинальное сопротивление  $R_n$  (Ом) – электрическое сопротивление, значение которого обозначено на резисторе или указано в документах. Для постоянных (нерегулируемых) резисторов установлено 6 рядов  $R_n$ . Эти ряды обозначаются E6, E12, E24, E48, E96 и E192. Число после буквы означает количество номинальных значений  $R_n$  в каждом ряду:

- допуск на  $R_n$  ( $\Delta R_n$  %);
- номинальная рассеиваемая мощность  $P_n$ ;
- предельное напряжение  $U_{пр}$ ;
- температурный коэффициент сопротивления (ТКС).

Для переменных (регулируемых) резисторов важной характеристикой является зависимость сопротивления от угла поворота оси резистора, называемая функциональной характеристикой.

На рис. 1.1 приведены примеры условных графических обозначений нерегулируемых резисторов.

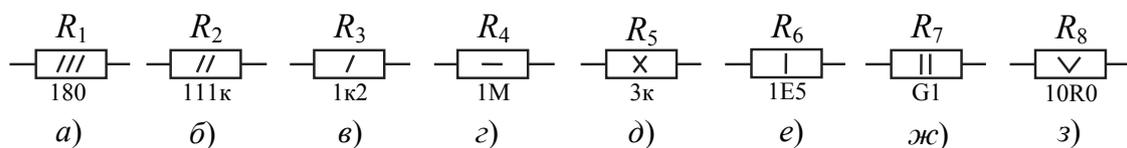


Рис. 1.1. Условные обозначения постоянных резисторов:  
а –  $P = 0,05$  Вт; б –  $P = 0,125$  Вт; в –  $P = 0,25$  Вт; г –  $P = 0,5$  Вт;  
д –  $P = 10$  Вт; е –  $P = 1$  Вт; ж –  $P = 2$  Вт; з –  $P = 5$  Вт

Примеры условных графических обозначений переменных резисторов приведены на рис. 1.2.

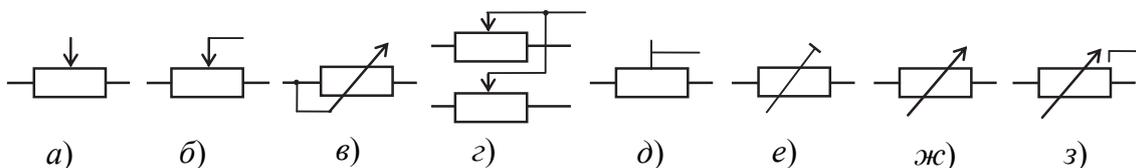


Рис. 1.2. Условные обозначения переменных резисторов:  
*a, б* – резисторы переменные; *в* – реостатное включение;  
*г* – сдвоенный; *д, е* – подстроечные; *ж* – плавное регулирование;  
*з* – ступенчатое регулирование

На рис. 1.3 приведены примеры УГО полупроводниковых резисторов.

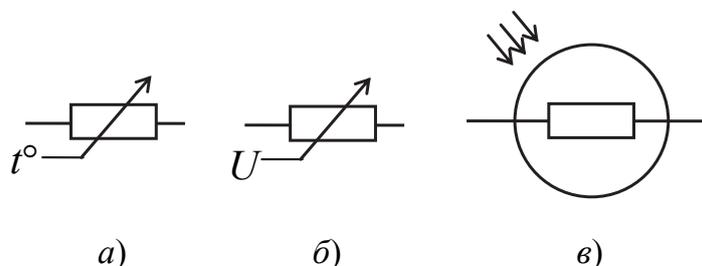


Рис. 1.3. Условные обозначения полупроводниковых резисторов:  
*a* – терморезистор; *б* – варистор; *в* – фоторезистор

### Маркировка резисторов

На корпусах резисторов, а также в паспортах, справочниках и в спецификационных ведомостях к принципиальным схемам электронных устройств применяются буквенно-цифровые обозначения резисторов. До 1968 г. в основу обозначений брались конструктивно-технические, технологические, эксплуатационные и другие признаки, например:

- ППБ – проволочные, переменные, бескаркасные;
- МЛТ – металлопленочные, лакированные, теплостойкие;
- МОН – металлизированные, низкоомные;
- ПЭВР – проволочные, эмалированные, влагостойкие, регулируемые.

После 1980 г. введена новая система сокращенных обозначений резисторов, в которой буквами обозначается подкласс резисторов:

- Р – постоянные;
- РП – переменные;
- НР – набор резисторов;
- ТР – терморезисторы с отрицательным ТКС;
- ВР – варисторы;
- ВРП – варисторы переменные.

Второй элемент обозначения – цифра (цифры) – группа резисторов по материалу резистивного элемента: 1 – непроволоочные; 2 – проволочные или металлофольговые и т. д.

Третий элемент обозначения – цифра, обозначающая регистрационный номер резистора.

Примеры:

- Р1-26 – резистор постоянный, непроволоочный, с порядковым номером 26;
- ТР-7 – терморезистор с отрицательным ТКС и порядковым номером 7;
- ВРП-14 – варистор переменный, с порядковым номером 14.

На резисторы наносится буквенно-цифровая маркировка. Она содержит тип резистора, номинальную рассеиваемую мощность, номинальное сопротивление, допуск и дату изготовления. Например, МЛТ-0,5-10К±10 %.

Кодированное обозначение  $R_n$  состоит из трех знаков, включающих две цифры и букву, или из четырех знаков, включающих две цифры и две буквы, либо три цифры и букву. Буква кода русского или латинского алфавита обозначает множитель, и определяет положение десятичной запятой. Буквы Е ( $R$ ), К, М, Г ( $G$ ), Т обозначают, соответственно, множители  $1$ ,  $10^3$ ,  $10^6$ ,  $10^9$ ,  $10^{12}$ . Для миниатюрных резисторов часто применяется цветовая маркировка номинального сопротивления и допуска.

## 1.2. Конденсаторы

*Конденсаторы* (от лат. *condensare* – «уплотнять», «сгущать») – это пассивные элементы электронных устройств, состоящие из двух металлических обкладок (в простейшем случае двух плоских, параллельных друг другу пластин), разделенных диэлектриком, способные накапливать электрические заряды, если к обкладкам приложено электрическое напряжение.

В зависимости от назначения конденсаторы подразделяются на контурные, разделительные, блокировочные, фильтровые, подстроечные. По характеру изменения емкости и в зависимости от конструкции они делятся на три группы: постоянной емкости, переменной емкости и подстроечные. Конденсаторы постоянной емкости в зависимости от конструкции, параметров и назначения, в свою очередь, подразделяются на две группы: низкочастотные (бумажные, металлобумажные, электролитические) и высокочастотные (слюдяные, стекломалевае, керамические, пленочные и др.).

#### *Основные параметры конденсаторов*

Электрическая емкость  $C$  (Ф) – величина, численно равная отношению электрического заряда  $Q$  к напряжению  $U$  между обкладками конденсатора  $C = Q/U$ . В системе СИ единицей измерения электрической емкости служит фарада (1 Ф = 1 Кл/1 В). Это очень большая величина емкости, поэтому на практике применяют внесистемные единицы измерения электрической емкости:

- 1 мкФ =  $10^{-6}$  Ф (микрофарада);
- 1 нФ =  $10^{-9}$  Ф (нанофарада);
- 1 пФ =  $10^{-12}$  Ф (пикофарада).

Под номинальной емкостью  $C_n$  понимается ее значение, указываемое в документах и обозначаемое на конденсаторах. Выпускаются конденсаторы постоянной емкости, величина которых выбирается из рядов E3, E6, E12, E24 путем умножения на  $10^n$ , где  $n$  – целое положительное или отрицательное число.

К другим параметрам конденсаторов относятся: допустимое отклонение емкости от номинального значения ( $\Delta C$  %); тангенс угла диэлектрических потерь ( $\text{tg}\delta^3$ ); температурный коэффициент емкости (ТКЕ); номинальное напряжение  $U_n$ .

#### *Условные графические обозначения конденсаторов*

На электрических схемах конденсаторы постоянной емкости обозначаются двумя параллельными линиями, символизирующими обкладки конденсатора, с выводами от их середины. Рядом ставится буква  $C$  (от лат. *capacitor* – «конденсатор»). После буквы ставится порядковый номер в данной схеме, и через интервал – значение емкости (рис. 1.4).

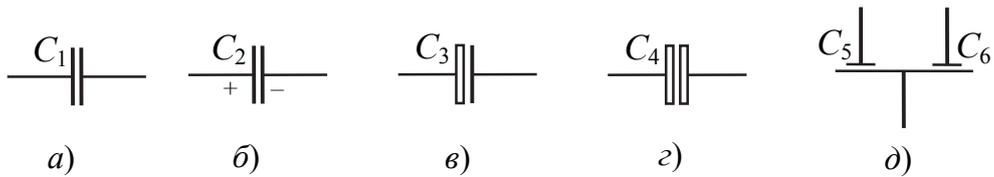


Рис. 1.4. Условные графические обозначения конденсаторов постоянной емкости:

*a* – неполярный; *б* – полярный; *в* – полярный оксидный; *г* – оксидный неполярный; *д* – сдвоенный

Большинство оксидных конденсаторов являются полярными и требуют обязательного соблюдения полярности при их включении в электрическую цепь. Положительная обкладка помечается знаком «+» (рис. 1.4, б), либо изображается узким прямоугольником (рис. 1.4, в). У неполярных оксидных конденсаторов таким прямоугольником помечаются обе обкладки (рис. 1.4, г). При несоблюдении полярности, а также в цепях переменного тока электролитические полярные конденсаторы взрываются от давления газов, образующихся внутри корпуса конденсатора. Примеры условных графических обозначений конденсаторов переменной емкости приведены на рис. 1.5.

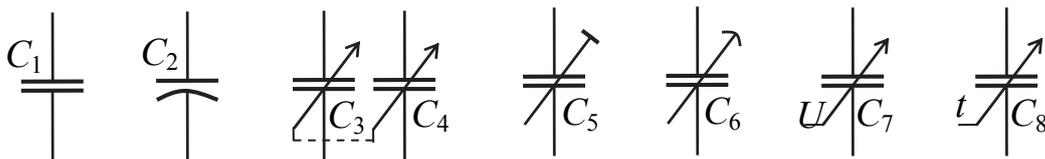


Рис. 1.5. Условные графические обозначения конденсаторов переменной емкости:

$C_1, C_2$  – обозначение переменной емкости ( $C_2$  – роторная пластина обозначается дугой);  $C_3, C_4$  – сдвоенные;  $C_5, C_6$  – подстроечные;  $C_7$  – вариконд;  $C_8$  – термоконденсатор

### Маркировка конденсаторов

Сокращенное обозначение содержит три элемента.

*Первый элемент* – буква, или сочетание букв – обозначают подкласс конденсаторов:

- К – постоянной емкости;
- КП – переменной емкости;
- КТ – подстроечные.

*Второй элемент* – две цифры, обозначающие группу конденсаторов в зависимости от вида диэлектрика.

*Третий элемент* – пишется через дефис и обозначает порядковый номер разработки.

Для старых типов конденсаторов использовались конструктивные, технологические, эксплуатационные и другие признаки. Например:

- КД – конденсаторы дисковые;
- ФТ – фторопластовые, термостойкие;
- КТП – конденсаторы трубчатые, проходные.

На корпуса конденсаторов наносится буквенно-цифровая маркировка, содержащая тип конденсатора, номинальное напряжение, емкость, допуск, группу по ТКЕ и год выпуска.

Кодированное обозначение емкости  $C_n$  состоит из трех или четырех знаков, включающих две или три цифры и букву. Буква русского или латинского алфавита обозначает множитель и определяет положение запятой десятичного знака. Буквы П ( $p$ ), Н ( $n$ ), М ( $\mu$ ), И ( $m$ ), Ф ( $F$ ) обозначают множители  $10^{-12}$ ,  $10^{-9}$ ,  $10^{-6}$ ,  $10^{-3}$  и 1, соответственно. Например,  $C_n = 2,2$  нФ обозначается 2П2 ( $2p2$ ); 1500 пФ – 1Н5 ( $1n5$ ); 0,1 мкФ – М1 ( $\mu 1$ ); 10 мкФ – 10М ( $10\mu$ ). Применяется также цветовая маркировка номинальной емкости, допуска и группы ТКЕ для малогабаритных конденсаторов. Маркировку наносят в виде цветowych точек или полосок.

### **1.3. Полупроводниковые элементы**

Электротехнической промышленностью выпускается большое многообразие полупроводниковых диодов, стабилитронов, варикапов, выпрямительных столбов и блоков, транзисторов, тиристоров, а также оптоэлектронных элементов, которые различаются по назначению, параметрам, по рассеиваемой мощности, диапазону частот, по применяемым полупроводниковым материалам, технологическим особенностям их производства, физическим эффектам и явлениям, лежащим в основе их работы.

#### **1.3.1. Диоды**

Полупроводниковый диод представляет собой кристалл полупроводника с двумя слоями проводимости ( $p$ - и  $n$ -типа), заключенный в корпус и снабженный двумя выводами для включения во внешнюю цепь. Диод обладает односторонней проводимостью, что обусловлено свойствами  $p$ - $n$ -перехода. К полупроводниковым диодам относятся

выпрямительные диоды, импульсные диоды, стабилитроны, туннельные диоды, фотодиоды и др.

Выпрямительные диоды, предназначенные для преобразования переменного тока в постоянный, подразделяются на собственно выпрямительные диоды (средний выпрямительный ток  $I_{cp} < 10$  А) и силовые вентили ( $I_{cp} > 10$  А). На рис. 1.6, а показана структура полупроводникового диода, на рис. 1.6, б – условное обозначение диода на электрических схемах, а на рис. 1.6, в – вольт-амперная характеристика.

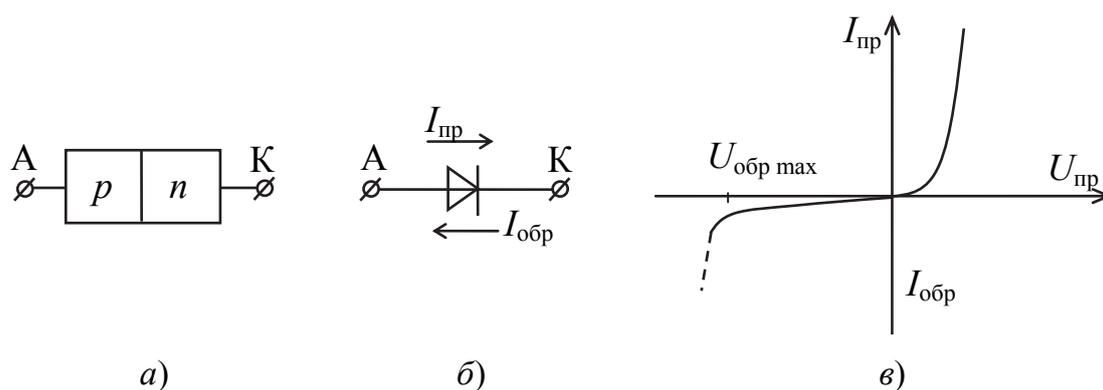


Рис. 1.6. Структурная схема диода (а); условное обозначение на схемах (б); вольт-амперная характеристика диода (в)

*Анодом* называют электрод, имеющий контакт со слоем полупроводника с положительной проводимостью (проводимость  $p$ -типа), а *катодом* – электрод, имеющий контакт со слоем полупроводника с отрицательной проводимостью (проводимость  $n$ -типа). Если к диоду приложить прямое напряжение  $U_{пр}$  (плюс – к аноду А, минус – к катоду К), то диод будет пропускать ток  $I_{пр}$ . Если изменить полярность, т. е. подать на диод обратное напряжение  $U_{обр}$ , то через диод будет протекать ток  $I_{обр}$ , в десятки тысяч раз меньший, чем  $I_{пр}$ . Зависимость тока через диод от величины и полярности приложенного к нему напряжения называется его вольт-амперной характеристикой (рис. 1.6, в). При выборе диодов учитывают  $I_{пр\ max}$  и  $U_{обр\ max}$ . При этом эти величины должны превышать ожидаемые значения в рассчитываемом устройстве. Кроме  $I_{пр\ max}$  и  $U_{обр\ max}$ , выпрямительные диоды характеризуются прямым и обратным сопротивлением.

*Маркировка* полупроводниковых диодов состоит из четырех элементов.

*Первый элемент* (буква или цифра) обозначает исходный полупроводниковый материал:

- Г или 1 – германий или его соединения;
- К или 2 – кремний или его соединения;
- А или 3 – соединения галлия.

*Второй элемент* (буква) указывает класс полупроводникового прибора: Д – диод; И – туннельный диод; С – стабилитрон.

*Третий элемент* – трехзначное число, обозначающее тип прибора. Например, диод КД212А является кремниевым выпрямительным диодом средней мощности, в пластмассовом корпусе на металлической подложке.

Стабилитрон (опорный диод) – полупроводниковый диод, у которого на обратной ветви вольт-амперной характеристики (ВАХ) имеется участок, расположенный в области лавинного пробоя. Этот рабочий участок характеризуется слабой зависимостью напряжения от тока (рис. 1.7, б). В качестве материала для изготовления *p-n*-перехода стабилитрона используется кремний, так как кремниевые *p-n*-переходы имеют небольшие обратные токи, а переход в области пробоя резкий, проходящий практически параллельно оси токов. Прямая ветвь почти не отличается от прямой ветви выпрямительного диода.

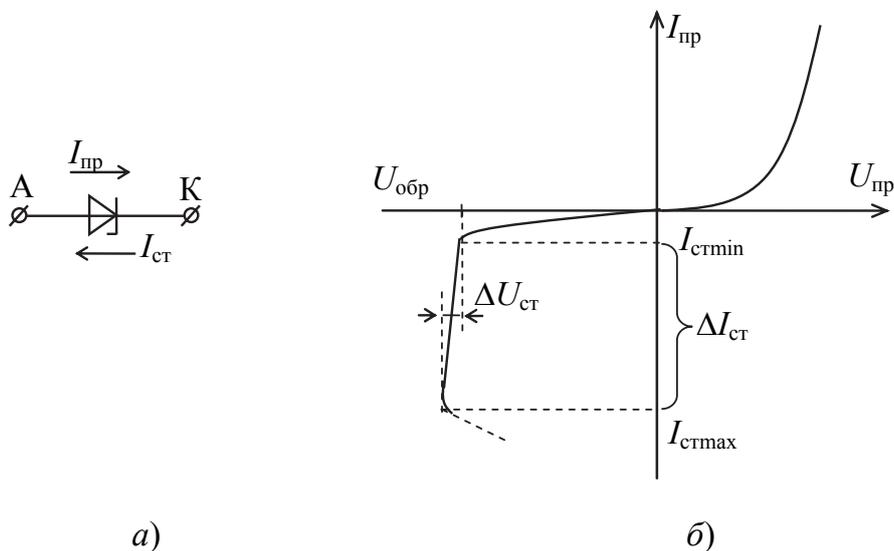


Рис. 1.7. Стабилитрон:  
 а – условное обозначение на схемах;  
 б – вольт-амперная характеристика

Из рис. 1.7, б видно, что при изменении обратного тока  $I_{ст}$  в широких пределах, напряжение пробоя  $U_{ст}$  (называемое напряжением стабилизации) почти неизменно. Это свойство стабилитронов используется для стабилизации величины напряжения на нагрузке, при параллельном включении стабилитрона и нагрузки (рис. 1.8, а). При этом стабилитроны включают в цепь обязательно с добавочным балластным сопротивлением  $R_б$ .

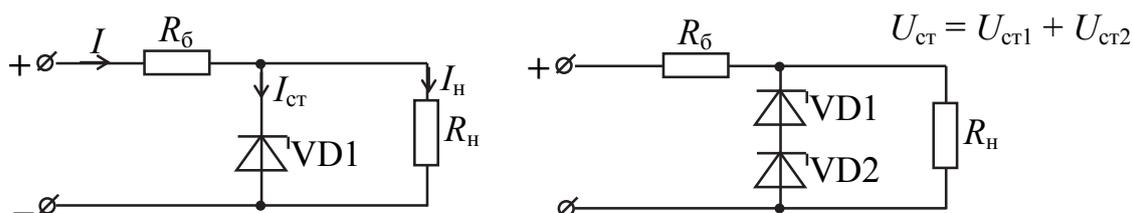


Рис. 1.8. Схемы включения стабилитронов для стабилизации напряжения на нагрузке

При необходимости увеличения  $U_{ст}$  несколько стабилитронов включают последовательно друг за другом (рис. 1.8, б).

Условное обозначение стабилитрона включает обозначение материала проводника (К-кремний); обозначение подкласса стабилитрона (например, букву С); цифру, указывающую на мощность стабилитрона; две цифры, соответствующие напряжению стабилизации; букву, указывающую особенность конструкции или корпуса. Например, КС196Б – кремниевый стабилитрон, прецизионный (высокоточный), маломощный, с напряжением стабилизации 9,6 В, в герметичном металлическом корпусе со стеклянным изолятором. Для стабилизации малых напряжений (0,7÷1,9) В применяются специальные полупроводниковые приборы, называемые стабисторами, в которых используется прямая ветвь ВАХ.

Туннельный диод – полупроводниковый диод с отрицательным сопротивлением, характерной особенностью которого является малая чувствительность к изменению внешней температуры. Условное графическое обозначение туннельного диода на схемах показано на рис. 1.9, а. Наличие участка отрицательного сопротивления на ВАХ туннельного диода (рис. 1.9, б) является его особенностью.

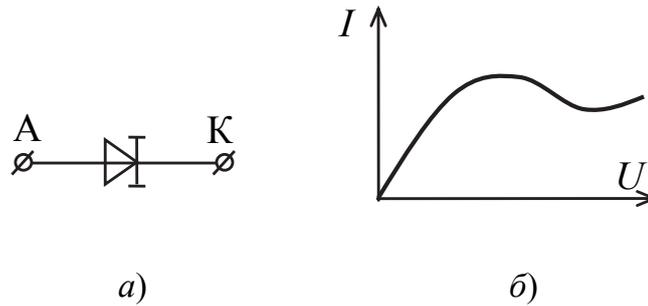


Рис. 1.9. Туннельный диод:

*a* – условное обозначение; *б* – вольт-амперная характеристика

Туннельные диоды практически безинерционны, имеют высокую температурную стабильность, малочувствительны к радиоактивному облучению, что обуславливает их широкое применение в электронных устройствах.

### 1.3.2. Транзисторы

Транзистор (от англ. *transfer* – «переносить» и *resistor* – «сопротивление») – полупроводниковый прибор с тремя и более выводами, предназначенный для усиления, генерирования и преобразования электрических колебаний, коммутации сигналов и т. д. Транзисторы характеризуются миниатюрностью, высокой экономичностью потребления электрической энергии, большой механической прочностью и долговечностью, мгновенной готовностью к работе и т. д. Транзистор является важнейшим элементом современной электроники. По принципу действия транзисторы разделяются на два класса: биполярные и униполярные (полевые). В биполярных транзисторах ток в проводящей области содержит как положительные зарядоносители, так и отрицательные (электроны). В униполярных транзисторах ток через проводящую область определяется зарядоносителями только одного знака.

По мощности рассеяния  $P_{\text{рас}}$  (допустимое значение мощности, рассеиваемой транзистором без применения теплоотвода) различают транзисторы малой ( $P_{\text{рас}} < 0,3$  Вт); средней ( $0,3 \text{ Вт} < P_{\text{рас}} < 1,5$  Вт) и большой мощности ( $P_{\text{рас}} > 1,5$  Вт). По диапазону частот различаются низкочастотные (предельно допустимая частота  $f < 3$  МГц); среднечастотные ( $3 \text{ МГц} < f < 30 \text{ МГц}$ ); высокочастотные ( $30 \text{ МГц} < f < 300 \text{ МГц}$ ) и сверхвысокочастотные ( $f > 300 \text{ МГц}$ ) транзисторы.

Биполярные транзисторы (триоды) представляют собой кристаллы германия или кремния с тремя чередующимися областями электронного и дырочного типов электрической проводимости, разделенными двумя  $p$ - $n$ -переходами (рис. 1.10,  $a, z$ ). Таким образом, биполярный транзистор можно представить состоящим из двух диодов (рис. 1.10,  $б, д$ ).

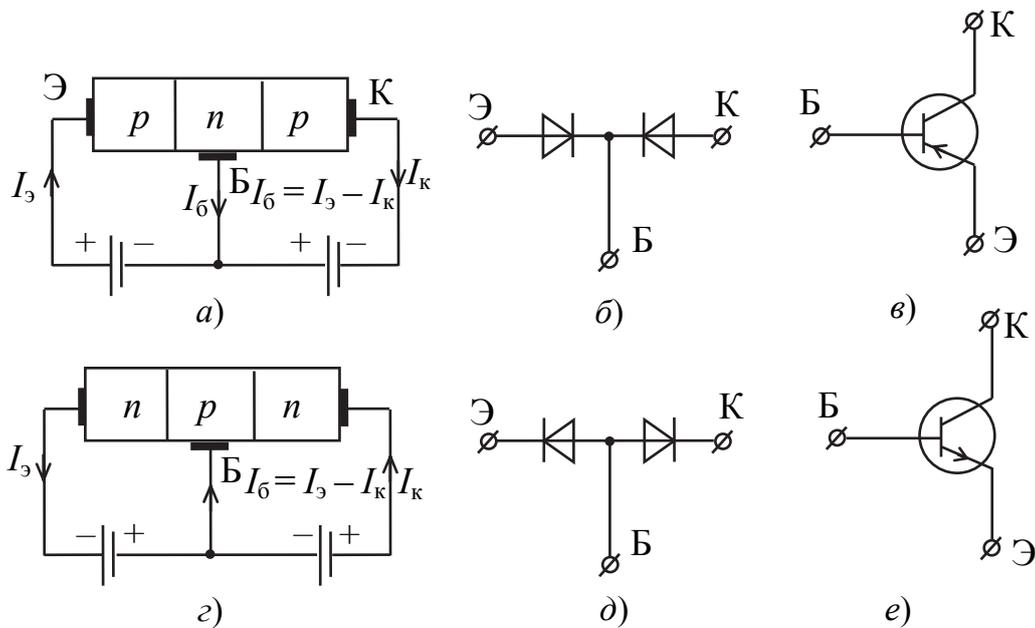


Рис. 1.10. Схемы включения биполярных транзисторов по постоянному току ( $a, z$ ); схемы замещения  $p$ - $n$ - $p$  ( $б$ ) и  $n$ - $p$ - $n$  ( $д$ ) транзисторов; условные графические обозначения  $p$ - $n$ - $p$  ( $в$ ) и  $n$ - $p$ - $n$  ( $е$ ) транзисторов

Выводы биполярных транзисторов называют эмиттером, базой и коллектором (Э, Б, К).

В электрическую цепь биполярные транзисторы включаются по схеме с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором (рис. 1.11).

В схеме с общей базой (ОБ) происходит усиление входного сигнала по напряжению и мощности, а коэффициент усиления по току  $\alpha = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э} < 1$ . Входное сопротивление схемы с ОБ невелико (единицы и десятки Ом), так как эмиттерный переход включен в прямом направлении. Выходное сопротивление схемы велико (сотни кОм), так как коллекторный переход включен в обратном направлении.

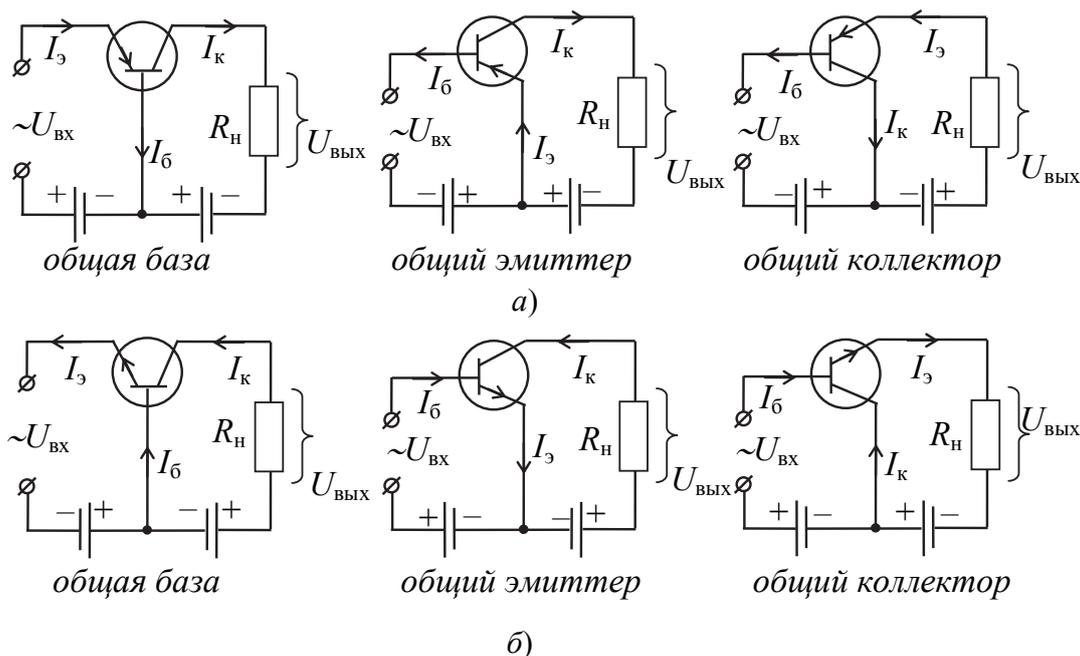


Рис. 1.11. Схемы включения биполярного транзистора с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором: а – для  $p-n-p$ ; б – для  $n-p-n$

В схеме с общим эмиттером происходит усиление по току  $\beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_Б} = 10 \div 200$ ) для различных транзисторов. Коэффициент усиления по напряжению в этой схеме такого же порядка, как и в схеме с ОБ. Входное сопротивление составляет сотни Ом, а выходное может достигнуть 100 кОм.

В схеме с общим коллектором  $K_U = 0,9 \div 0,95$ , т. е. близок к единице, поэтому эту схему называют эмиттерным повторителем. Входное сопротивление с ОК велико (десятки кОм), а выходное – незначительно (до 1÷2 кОм). Эту схему используют для согласования отдельных каскадов усиления источника сигнала или нагрузки с усилителем.

Свойства каждого транзистора определяются статическими вольт-амперными характеристиками (ВАХ): входными  $I_Б = f(U_{Э.Б})$  при  $U_{Э.К} = \text{const}$  (рис. 1.12, а) и выходными  $I_К = f(U_{Э.К})$  при  $I_Б = \text{const}$  (рис. 1.12, б).

Полевой (униполярный или каналный) транзистор – это полупроводниковый прибор, в котором управление выходным током осуществляется электрическим полем изменением проводимости проводящего ка-

нала. Принцип работы основан на управлении движением носителей только одного знака (основных носителей), в отличие от биполярных транзисторов, в которых физические процессы связаны с движением носителей зарядов обоих знаков (основных и неосновных).

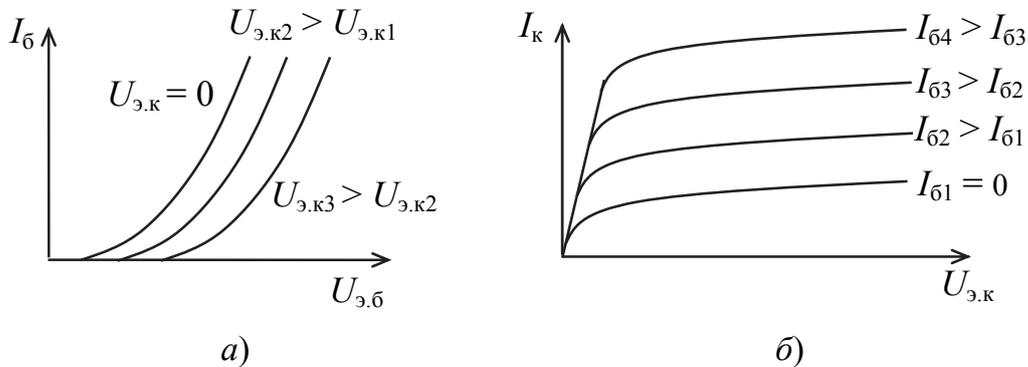


Рис. 1.12. Статические характеристики транзистора типа *p-n-p* для схемы с общим эмиттером:  
*a* – входные; *б* – выходные

По проводимости канала полевые транзисторы делятся на два типа: транзисторы с каналом *p*-типа и *n*-типа. В зависимости от выполнения затвора полевые транзисторы бывают двух видов: с управляющим *p-n*-переходом и с изолированным затвором (МДП-транзисторы).

Полевой транзистор с *p-n*-переходом состоит из полупроводникового материала *n*-или *p*-типа, образующего токопроводящий канал с двумя электродами. Электрод, от которого при приложении напряжения начинают двигаться основные носители заряда, называют истоком (И), а электрод, к которому они двигаются, называется стоком (С). В центральной части канала с пластиной полупроводника создается *p-n*-переход с выводом от наружной области. Эта наружная область *p-n*-перехода является третьим электродом полевого транзистора и называется затвором (З) (рис. 1.13).

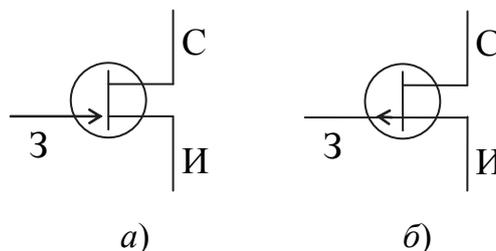


Рис. 1.13. Условное графическое изображение полевого транзистора с *p-n*-переходом:  
*a* – с каналом *n*-типа; *б* – с каналом *p*-типа

В настоящее время широкое применение получили полевые транзисторы с изолированным затвором – МДП-транзисторы (металл-диэлектрик-полупроводник), иначе их называют МОП-транзисторы (металл-окисел-полупроводник). В МДП-транзисторах, в отличие от полевых транзисторов с управляющим  $p$ - $n$ -переходом, затвор изолирован от канала тонким слоем диэлектрика. В качестве диэлектрика обычно используют окислы (например,  $\text{SiO}_2$ ). МДП-транзисторы имеют две разновидности: с индуцированным каналом и встроенным каналом. На рис. 1.14 показано условное обозначение МДП-транзисторов.

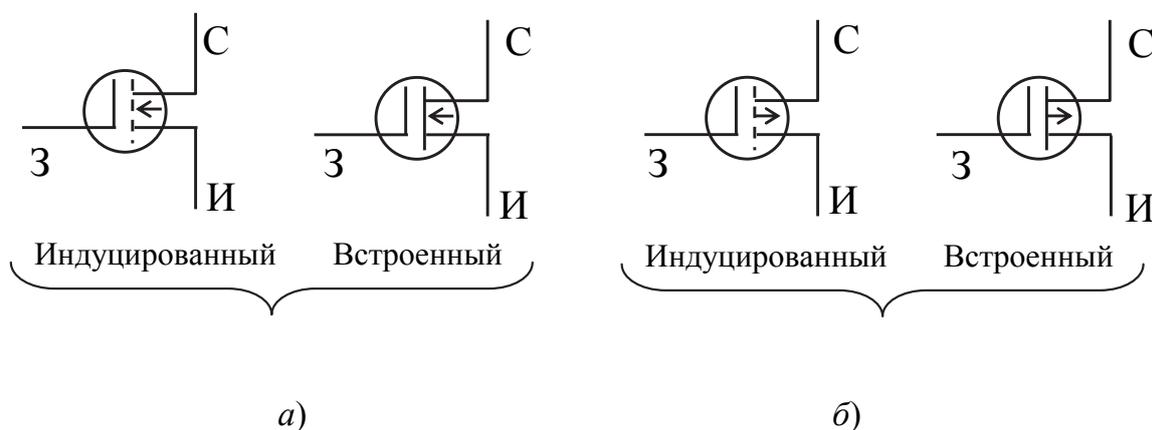


Рис. 1.14. Условное графическое обозначение МДП-транзисторов:  
 а – с каналом  $n$ -типа; б – с каналом  $p$ -типа

Полевые транзисторы всех типов имеют исключительно низкий уровень собственных шумов и большое входное сопротивление.

### 1.3.3. Силовые полупроводниковые элементы

Силовые полупроводниковые элементы предназначены для использования в силовых устройствах – управления электроприводом, преобразователях частоты, блоках питания большой мощности и т. д.

*Тиристором* называется полупроводниковый прибор, основой которого служит четырехслойная структура  $p$ - $n$ - $p$ - $n$  ( $n$ - $p$ - $n$ - $p$ ), изготовленный из кремния с тремя  $p$ - $n$ -переходами.

В зависимости от вида ВАХ и способа управления тиристоры подразделяются на динисторы (двухэлектродные тиристоры); триодные тиристоры (запираемые и незапираемые); симметричные тиристоры (симисторы) и оптоэлектронные тиристоры.

Структура, условное обозначение и ВАХ динистора приведены на рис. 1.15.

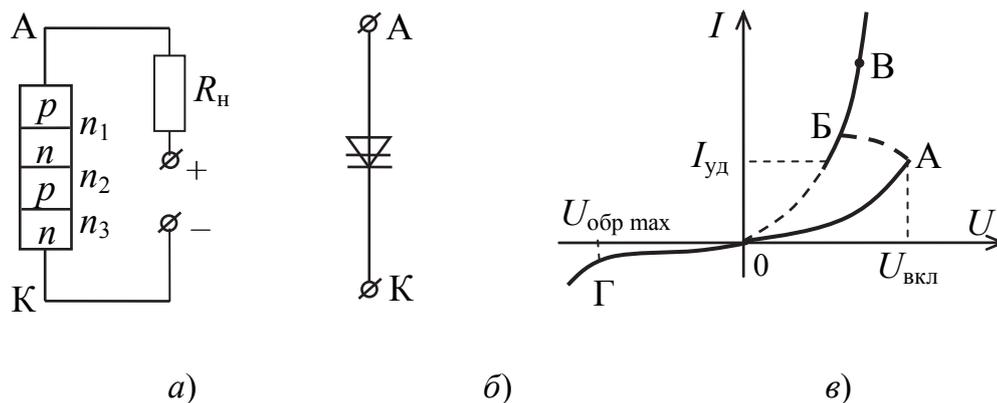


Рис. 1.15. Динистор:

*a* – структура; *б* – условное графическое обозначение; *в* – вольт-амперная характеристика

Динистор открывается после увеличения напряжения до некоторого уровня  $U_{\text{вкл}}$ , называемого напряжением включения. После открытия величина тока в цепи ограничивается сопротивлением нагрузки, а динистор находится в состоянии насыщения. При уменьшении напряжения динистор запирается при снижении тока до некоторого минимального значения  $I_{\text{уд}}$ , называемого током удержания.

Если от одной из базовых областей сделать вывод, то получится управляемый переключающий элемент, называемый триодным тиристором, или тринистором (рис. 1.16).

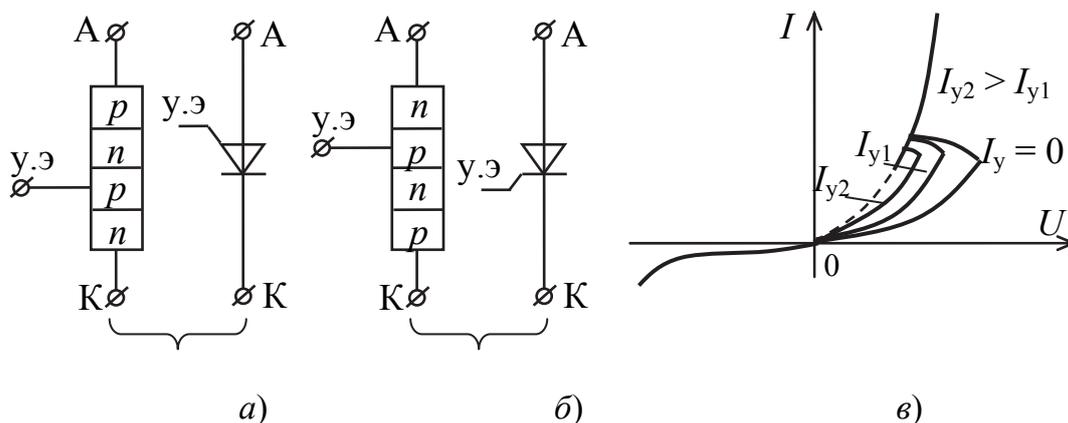


Рис. 1.16. Тиристор:

*a* – структура тиристора с управлением по катоду; *б* – структура тиристора с управлением по аноду; *в* – вольт-амперная характеристика

Подавая через управляющий электрод прямое напряжение на один из переходов, можно увеличивать ток через этот переход, а сле-

довательно, и общий анодный ток, что приводит к снижению величины напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$ .

Рассмотренные триисторы не запираются с помощью тока управления. Чтобы триистор запереть (закрыть), следует уменьшить анодный ток до значения ниже  $I_{\text{уд}}$ .

В электронных устройствах применяются также триисторы, которые можно запереть отрицательным импульсом управляющего тока (рис. 1.17).

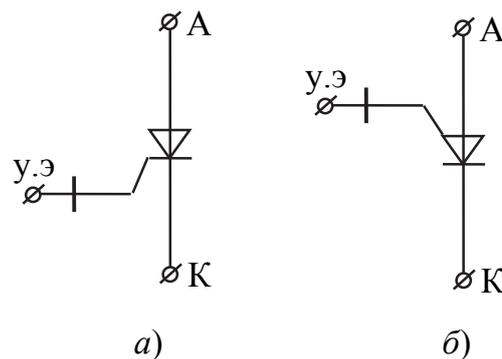


Рис. 1.17. Условное графическое обозначение запираемого тиристора:  
а – с выводом от  $n$ -области; б – с выводом от  $p$ -области

Четырехслойные тиристоры, рассмотренные выше, коммутируют токи, протекающие в одном направлении. На переменном токе применяются многослойные полупроводниковые приборы – симисторы (симметричные триисторы), которые при воздействии напряжений различной полярности могут переключаться в двух направлениях. Условное обозначение симистора и его ВАХ приведены на рис. 1.18.

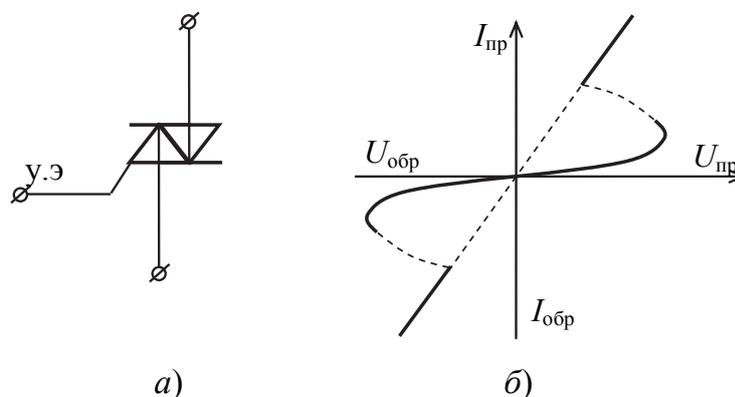


Рис. 1.18. Симистор:  
а – условное графическое обозначение;  
б – вольт-амперная характеристика

Симисторы применяются для фазового регулирования мощности переменного тока, а также для работы в бесконтактной коммутационной и регулирующей аппаратуре.

### 1.3.4. Полупроводниковые оптоэлектронные элементы

В оптоэлектронных элементах используется свойство  $p-n$ -переходов изменять свою проводимость под воздействием оптического излучения, а также излучать свет при протекании прямого тока.

В основе работы полупроводниковых фотоприемников лежит явление внутреннего фотоэффекта, при котором под воздействием света в полупроводнике появляются дополнительные (неравновесные) электроны и дырки, создающие фототок. К полупроводниковым фотоприемникам относятся фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры.

*Фоторезистор* – полупроводниковый резистор, изменяющий свое сопротивление под воздействием излучения. Схема включения фоторезистора приведена на рис. 1.19, а. Если облучение отсутствует, то фоторезистор имеет сопротивление  $R_T = 10^4 \div 10^7$  Ом, называемое темповым. Соответствующий ток через фоторезистор называется темповым током. При воздействии излучения его сопротивление уменьшается.

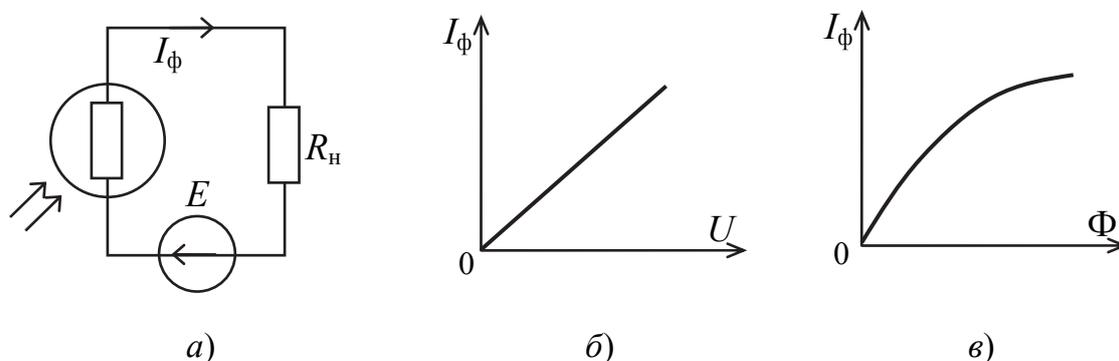


Рис. 1.19. Фоторезистор:

а – схема включения; б – вольт-амперная характеристика;  
в – энергетическая характеристика

Фоторезисторы имеют линейную ВАХ и нелинейную энергетическую характеристику.

*Фотодиоды* служат для преобразования энергии излучения в электрическую энергию. Схема включения фотодиода и его характеристика приведена на рис. 1.19.

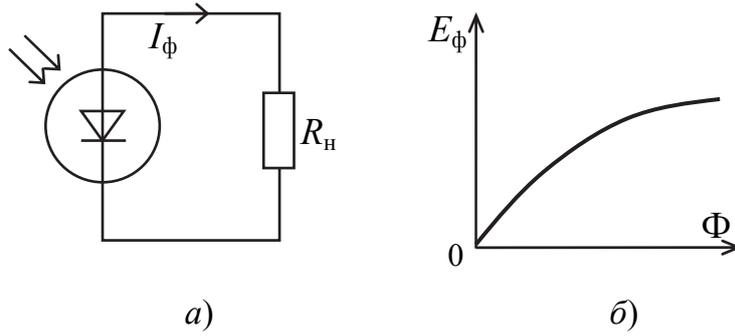


Рис. 1.20. Фотодиод:  
*а* – схема включения; *б* – характеристика

С увеличением светового потока фотоЭДС растет по нелинейному закону. Значение фотоЭДС достигает нескольких десятых долей вольта. В цепи на рис. 1.20, *а* возникает фототок  $I_{\phi} = \frac{E_{\phi}}{R_{\text{вн}} + R_{\text{н}}}$ .

Кремниевые фотодиодные элементы соединяют между собой последовательно-параллельно, и создают солнечные батареи, развивающие мощность до нескольких киловатт. Солнечные батареи являются основными источниками питания на космических станциях, автоматических метеостанциях, телевизионных спутниках и т. д.

Фототранзисторы обладают более высокой интегральной чувствительностью, чем фотодиоды. Биполярный фототранзистор представляет собой обычный транзистор, в корпусе которого имеется прозрачное окно, через которое световой поток может воздействовать на область базы (рис. 1.21, *а*).

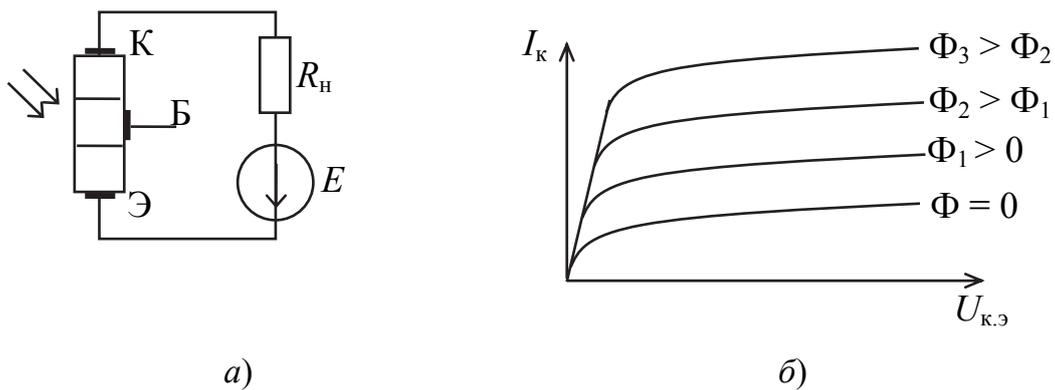


Рис. 1.21. Биполярный фототранзистор:  
*а* – схема включения; *б* – выходные характеристики

Интегральная чувствительность у фототранзистора в десятки раз больше, чем у фотодиода. На практике применяются еще и составные

фототранзисторы. Составной фототранзистор – это соединение фототранзистора с обычным транзистором. При этом коэффициент усиления по току  $\beta = \beta_1\beta_2$ , т. е. равен произведению коэффициентов усиления двух транзисторов. В результате интегральная чувствительность у составного фототранзистора в тысячу раз больше, чем у фотодиода.

Кроме биполярных фототранзисторов, в качестве приемников излучения используются и полевые фототранзисторы.

Фототринисторы и фотосимисторы – это тринисторы и симисторы с фотоуправлением, применяются в качестве бесконтактных ключей для коммутации в мощных устройствах. Они отличаются малым потреблением энергии, малыми габаритами, отсутствием искрения, малым временем включения и выключения нагрузки.

В полупроводниковых источниках оптического излучения используется фотолюминисценция твердых тел. Энергия, необходимая для излучения, может подводиться действием электрического поля или другим нетепловым способом. К полупроводниковым источникам оптического излучения относятся инжекционные светодиоды с *p-n*-переходами, светодиоды с антистоксовыми люминофорами, с порошковыми и пленочными люминофорами, а также полупроводниковые инжекционные лазеры.

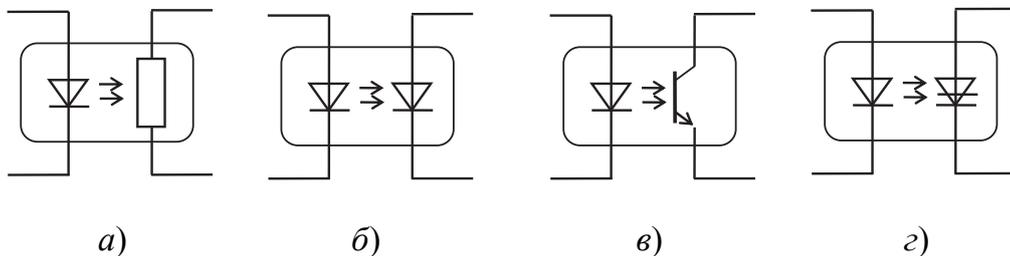


Рис. 1.22. Условное графическое обозначение оптопар:  
*a* – резисторной; *б* – диодной; *в* – транзисторной; *г* – тиристорной

Полупроводниковый элемент, в котором конструктивно объединены источник и приемник излучения, имеющие между собой оптическую связь, называется *оптроном*. В источнике излучения электрические сигналы преобразуются в световые, которые воздействуют на фотоприемник и создают в нем электрические сигналы. Если оптрон имеет только один излучатель и один приемник излучения, то его называют *оптопарой*. Вход оптрона и его выход электрически не связаны, связь входа и выхода осуществляется световым сигналом. Цепь излучателя является управляющей, а цепь фотоприемника – управляемой. На рис. 1.22 приведены условные обозначения различных типов оптопар.

## 1.4. Элементы электронных устройств в интегральном исполнении

### 1.4.1. Классификация интегральных микросхем

Электроника неразрывно связана с применением интегральных микросхем (ИМС). Под интегральной микросхемой понимается микроразборное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигналов и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов и кристаллов, которое рассматривается как единое целое.

В зависимости от технологии изготовления интегральные микросхемы делятся на полупроводниковые, пленочные и гибридные. В зависимости от функционального назначения интегральные микросхемы делятся на аналоговые и цифровые. Аналоговые микросхемы преобразуют и обрабатывают сигналы, изменяющиеся по закону непрерывной (аналоговой) функции. Цифровые микросхемы преобразуют и обрабатывают сигналы, изменяющиеся по закону дискретной (цифровой) функции. Аналоговые ИМС выполняют функции усиления, детектирования, модуляции, генерации, фильтрации, преобразования аналоговых сигналов и используются в аналого-цифровых измерительных устройствах, усилителях низких и высоких частот, видеоусилителях, генераторах, смесителях сигналов и других устройствах. Цифровые ИМС по выполняемым функциям подразделяются на логические элементы, триггеры, регистры, счетчики импульсов, цифровые компараторы, вычислительные устройства и др.

Критерием оценки сложности микросхемы, т. е. числа  $N$  содержащихся в ней элементов, является степень интеграции. Она определяется коэффициентом  $K = \lg N$ , значение которого округляется до ближайшего целого числа. Так, микросхема первой степени интеграции ( $K = 1$ ) содержит до 10 элементов, второй степени интеграции ( $K = 2$ ) – свыше 10 до 100, третьей степени интеграции ( $K = 3$ ) – свыше 100 до 1000 и т. д. Микросхему, содержащую 500 и более элементов, изготовленную по биполярной технологии, или 1000 и более элементов, изготовленную по МДП-технологии, называют большой интегральной схемой (БИС). Если число элементов превышает 10000, то микросхему называют сверхбольшой (СБИС).

Многие современные микросхемы являются очень сложными электронными устройствами. ИМС являются основным видом элементной базы современных электронных устройств, так как их ис-

пользование позволяет проектировать разнообразные устройства на функциональном уровне, что недостижимо при использовании дискретных элементов.

При проектировании электронных устройств с использованием ИМС совсем не обязательно знать их внутреннее устройство. Зачастую достаточно хорошо ориентироваться в системе условных обозначений ИМС, определяющих их конструктивно-технологические особенности и назначение.

#### ***1.4.2. Система обозначений интегральных микросхем***

В соответствии с принятой системой условных обозначений (ГОСТ 11073915–80) обозначение ИМС содержит четыре элемента.

*Первый элемент* – цифра, указывающая группу микросхем по конструктивно-технологическому признаку:

- 1, 5, 6, 7 – полупроводниковые;
- 2, 4, 8 – гибридные;
- 3 – прочие (пленочные, керамические и т. д.).

*Второй элемент* – две цифры, указывающие номер разработки данной серии.

Первый и второй элементы обозначают серию микросхем. Под серией понимается совокупность ИМС, имеющих единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначенных для совместного применения.

*Третий элемент* – две буквы, обозначающие функциональную подгруппу (первая буква) и вид (вторая буква) микросхем.

*Четвертый элемент* – порядковый номер разработки по функциональному признаку микросхемы.

Например, 155ТМ2 – полупроводниковая микросхема 155 серии, является триггером *D*-типа, порядковый номер 2.

Для характеристики области применения, материала и типа корпуса перед первым элементом обозначения могут стоять следующие буквы:

- К – ИС для аппаратуры широкого применения;
- Э – ИС на экспорт (шаг между выводами – 2,54 мм и 1,27 мм);
- Р – пластмассовый корпус второго типа;
- М – керамический, металло- или стеклокерамический корпус второго типа;
- Е – металлополимерный корпус второго типа;
- А – пластмассовый корпус четвертого типа;

- И – стеклокерамический корпус четвертого типа;
- Н – кристаллоноситель.

Для бескорпусных ИМС перед номером серии добавляется буква Б, а после нее, через дефис указывают цифру, характеризующую модификацию конструктивного исполнения. Обозначения ИМС по функциональному признаку, численное значение электрических параметров, тип корпуса и цоколевка приводятся в справочной литературе [1]–[3].

### 1.4.3. Условные графические обозначения интегральных микросхем

В самом общем виде УГО микросхемы содержит основное поле и два дополнительных прямоугольных поля (рис. 1.23).

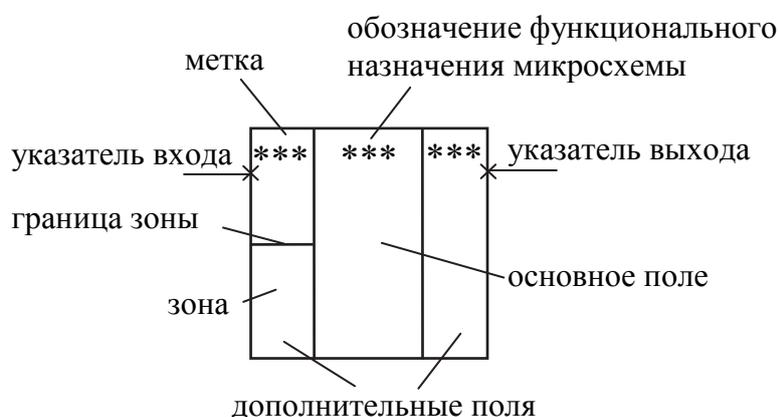


Рис. 1.23. Условное графическое обозначение микросхемы

В основном поле указывается функциональное назначение элемента, в дополнительном – метки, обозначающие назначение выводов. В местах присоединения выводов изображают специальные знаки (указатели), характеризующие особые свойства (инверсные, статические, динамические и др.). Группы выводов могут быть помещены в обособленную зону, либо разделены увеличенным интервалом.

Выводы делятся на входы, выходы, двунаправленные входы (как для ввода, так и для вывода информации), входы, не несущие логической информации, и используемые, например, для подключения питания, внешних RC-цепей и т. п. Входы изображают слева, выходы – справа, а остальные – с любой стороны. Функциональное назначение ИМС указывается в верхней части основного поля. Оно формируется из прописных букв латинского алфавита, арабских цифр и специальных знаков, записываемых без пробелов.

На рис. 1.24 приведены примеры условных графических обозначений аналоговых и цифровых микросхем.

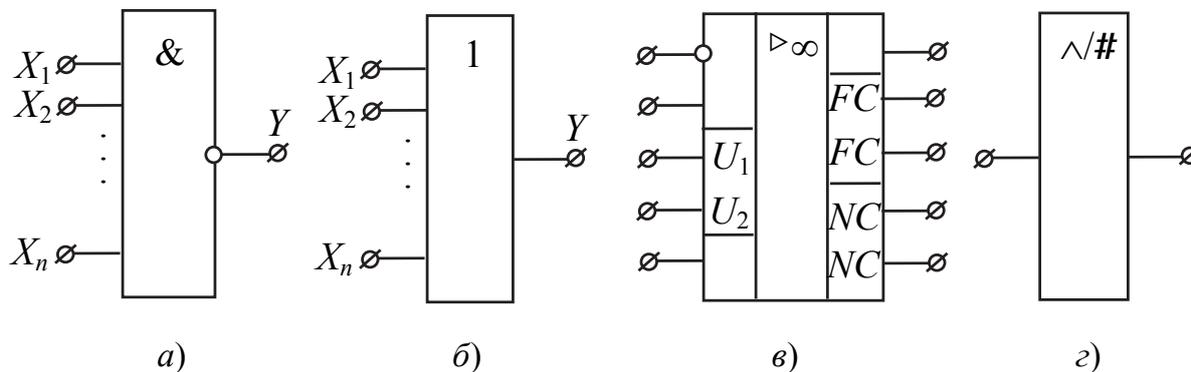


Рис. 1.24. Условное графическое обозначение микросхем:  
 а – логический элемент умножения с инверсией; б – элемент  
 логического сложения; в – операционный усилитель;  
 г – аналого-цифровой преобразователь

### Вопросы для самоконтроля

1. Укажите назначение и приведите классификацию резисторов по назначению, характеру изменения сопротивления, по материалу резистивного элемента.
2. Перечислите основные параметры резисторов, дайте им определение и укажите единицы измерения.
3. Приведите примеры условных графических обозначений нерегулируемых, регулируемых и полупроводниковых резисторов на схемах.
4. Поясните систему условных обозначений и маркировки резисторов.
5. Укажите назначение и приведите классификацию конденсаторов по назначению, характеру изменения емкости и другим критериям.
6. Перечислите основные параметры конденсаторов, дайте им определение и укажите единицы измерения.
7. Приведите примеры условных графических обозначений на схемах конденсаторов постоянной и переменной емкости.
8. Поясните систему условных обозначений и маркировки конденсаторов.
9. Укажите назначение и приведите классификацию полупроводниковых диодов.
10. Поясните устройство выпрямительного полупроводникового диода, приведите его условное обозначение на схемах и укажите на схеме, где анод и где катод.

11. С помощью вольт-амперной характеристики диода поясните свойство односторонней проводимости.
12. Какие параметры выпрямительного диода учитываются при выборе их для схем выпрямителей?
13. Как маркируются полупроводниковые диоды?
14. Укажите назначение и свойства опорных диодов (стабилитронов). Приведите их условное обозначение на схемах и вольт-амперную характеристику.
15. Укажите назначение и приведите классификацию полупроводниковых транзисторов по принципу действия.
16. Приведите схемы замещения и условные графические обозначения биполярных транзисторов *p-n-p*- и *n-p-n*-типов. Укажите название выводов биполярных транзисторов.
17. Приведите семейства выходных и выходных статических характеристик биполярных транзисторов *p-n-p*-типа для схемы с общим эмиттером.
18. Чем отличаются по принципу действия полевые транзисторы от биполярных? Как называются выводы полевых транзисторов?
19. Приведите примеры условных графических обозначений полевых транзисторов.
20. Укажите назначение и дайте классификацию (по виду вольт-амперной характеристики и способу управления) тиристоров.
21. Приведите примеры условных графических обозначений на схемах динисторов, тиристоров и симисторов.
22. Укажите физические явления, лежащие в основе работы полупроводниковых оптоэлектронных элементов.
23. Приведите условные графические обозначения фоторезистора, фотодиода, фототранзистора, оптопар.
24. Дайте определение микросхемы и укажите их классификацию по технологии изготовления и функциональному назначению.
25. Приведите систему условных обозначений интегральных микросхем по ГОСТ 11073915–80.
26. Как обозначаются интегральные микросхемы на принципиальных и функциональных схемах электронных устройств? Приведите примеры обозначений.
27. Чем отличаются и как обозначаются на схемах прямые и инверсные, статические и динамические входы микросхем? Приведите примеры обозначений входов.

# Глава 2. УСТРОЙСТВА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ И БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

## 2.1. Диодные ключи

Применение диодов в качестве коммутирующих приборов в ключах обусловлено нелинейными свойствами диодов, определяемыми их вольт-амперной характеристикой (рис. 1.6, в).

Вследствие того, что ток, протекающий через диод при его прямом включении («+» – на аноде, а «–» – на катоде),  $I_{пр}$  во много раз превышает  $I_{обр}$  при обратном его включении, сопротивление  $p-n$ -перехода  $I_{пр}$  в первом случае близко к нулю, а во втором – велико.

В схеме последовательного диодного ключа (рис. 2.1, а) резистор нагрузки  $R_H$  включается последовательно с диодом.

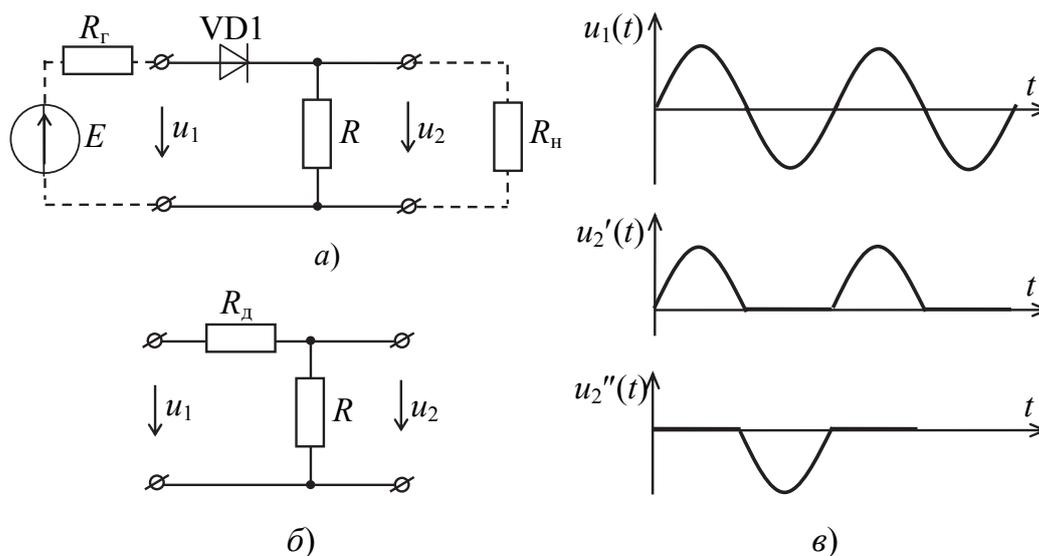


Рис. 2.1. Диодный ключ:

а – схема последовательного диодного ключа; б – эквивалентная схема; в – временные синхронизированные диаграммы напряжений на входе и выходе

Свойство ключа, без учета переходных процессов, удобно отобразить с помощью статической характеристики передачи  $u_2 = f(u_1)$ . Полагая, что внутреннее сопротивление источника входного напряжения равно нулю ( $R_r = 0$ ), а сопротивление нагрузки бесконечно большое ( $R_H = \infty$ ), аппроксимируя АВХ диода линейно-ломаной ли-

нией и заменяя диод его эквивалентным сопротивлением  $R_d$ , приходим к эквивалентной схеме (рис. 2.1, б), из которой следует, что

$$u_2(t) = \frac{u_1(t)}{R_d + R} R = \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R}} u_1(t). \quad (2.1)$$

Из (2.1) следует, что если резистор  $R$  выбран так, что выполняется неравенство  $R_{d,обр} \gg R \gg R_{d,пр}$ , то при положительном напряжении на аноде, когда диод открыт ( $R_d \rightarrow 0$ ), выходное напряжение  $u_2$  близко к напряжению на входе ключа, т. е.  $u_2 \approx u_1$ .

При смене полярности, когда  $u_1 < 0$ , напряжение  $u_2$  на выходе ключа будет стремиться к нулю ( $u_2 \rightarrow 0$ ), и будет тем меньше, чем больше  $R_{d,обр}$ .

Временные синхронизированные диаграммы напряжений на входе и выходе ключа для синусоидального входного напряжения приведены на рис. 2.1, в. Напряжение  $u''(t)$  отвечает обратному включению диода VD1 (диод повернут анодом вправо).

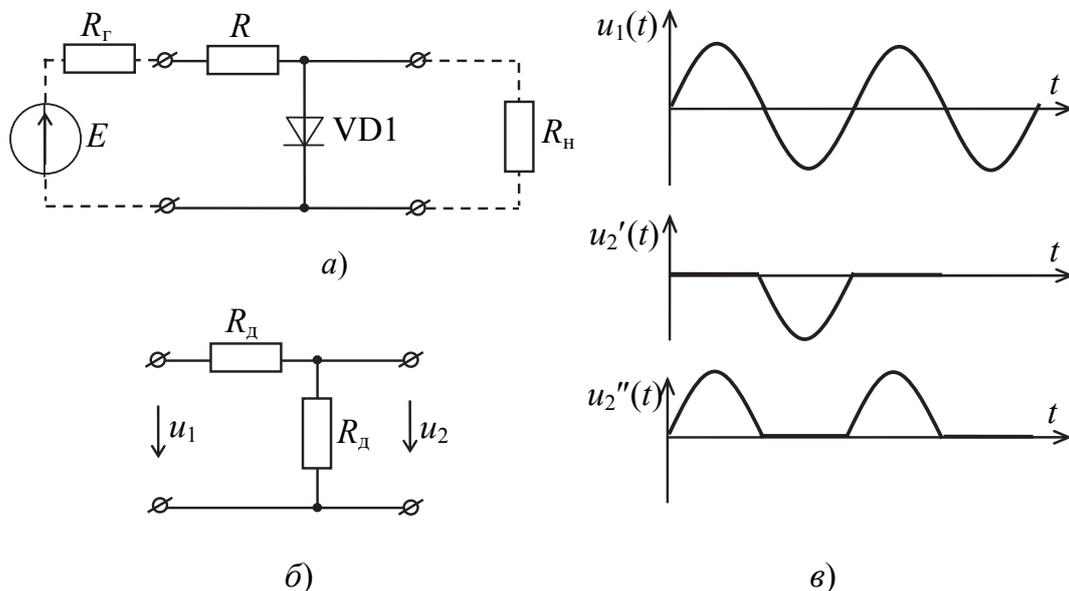


Рис. 2.2. Диодный ключ:

а – схема параллельного диодного ключа; б – эквивалентная схема;  
в – временные синхронизированные диаграммы напряжений  
на входе и выходе

В схеме параллельного диодного ключа (рис. 2.2, а) резистор нагрузки включается параллельно диоду. Приняв, как и в предыдущем

случае,  $R_H = \infty$ ,  $R_T = 0$ , получаем эквивалентную схему (рис. 2.2, б), из которой следует выражение для статической характеристики передачи:

$$u_2(t) = \frac{u_1(t)}{R_d + R} R_d = \frac{1}{1 + \frac{R}{R_d}} u_1(t). \quad (2.2)$$

Из (2.2) следует, что при положительном входном напряжении  $u_1 > 0$  (при условии, что  $R_{д.обр} \gg R \gg R_{д.пр}$ ), диод VD1 открыт, и  $u_2'(t) = I_{пр} R_{д.пр} \rightarrow 0$ . При смене полярности входного напряжения  $u_1 < 0$ , диод VD1 закрывается, тогда  $I_{обр} R \rightarrow 0$ , а  $u_2(t) \approx u_1(t)$ . Диаграмма  $u_2'(t)$  отвечает схеме на рис. 2.2, а, а диаграмма  $u_2''(t)$  – обратному включению диода VD1 (диод повернут анодом вниз).

## 2.2. Транзисторные ключи

Транзисторы широко применяются в качестве переключающих устройств (бесконтактных реле) электронных ключей. Транзисторные каскады, работающие в ключевом режиме, применяются в импульсных генераторах, логических элементах, триггерах, счетчиках импульсов и т. д.

На рис. 2.3, а приведена схема простейшего ключа на основе биполярного транзистора.

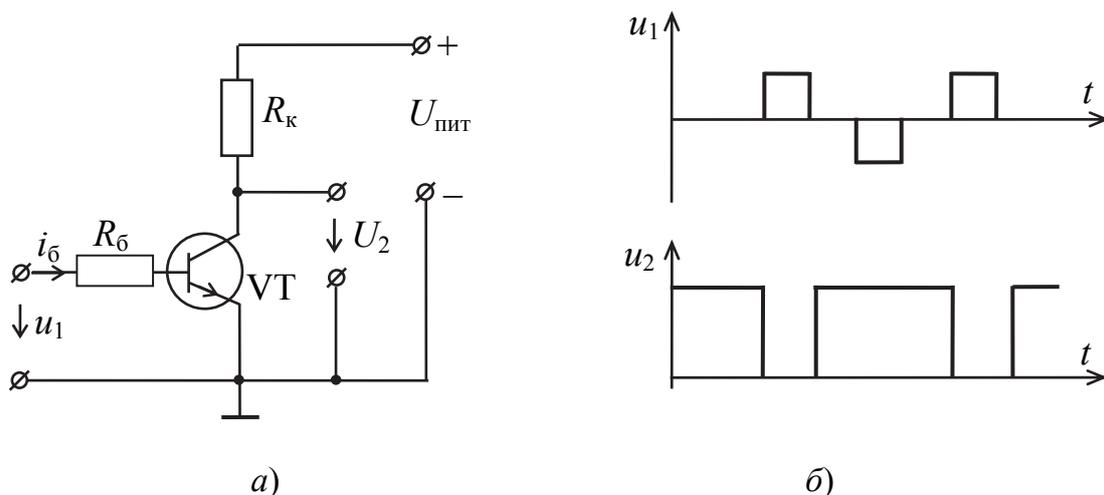


Рис. 2.3. Схема транзисторного каскада с общим эмиттером, работающим в режиме ключа (а); временные синхронизированные диаграммы напряжений на входах (б)

Ключ работает следующим образом. При  $u_1 = 0$  ток  $i_{\bar{\sigma}} = 0$  и, следовательно, транзистор закрыт (находится в режиме отсечки),  $i_k = 0$ . Тогда напряжение  $u_2$  можно определить по второму закону Кирхгофа для выходной цепи:

$$u_2(t) = U_{\text{пит}} - i_k R_k = U_{\text{пит}}. \quad (2.3)$$

Подадим на вход такое напряжение  $u_1$ , при котором  $i_{\bar{\sigma}} > I_{\bar{\sigma}, \text{нас}}$  и, следовательно, транзистор открыт (находится в режиме насыщения). Тогда напряжение на выходе:

$$u_2(t) = U_{\text{пит}} - I_{\text{к.нас}} R_k \approx 0. \quad (2.4)$$

Временные диаграммы напряжений на входе и выходе ключа для случая входных прямоугольных импульсов приведены на рис. 2.3, б.

### 2.3. Ограничители амплитуды

Под ограничителем понимается нелинейный четырехполюсник (рис. 2.4, а), напряжение  $u_2$  на выходе которого повторяет форму входного напряжения  $u_1$ , если это напряжение  $u_1$  лежит в пределах некоторых уровней, и остается постоянным (неизменным во времени), если  $u_1$  превышает эти уровни.

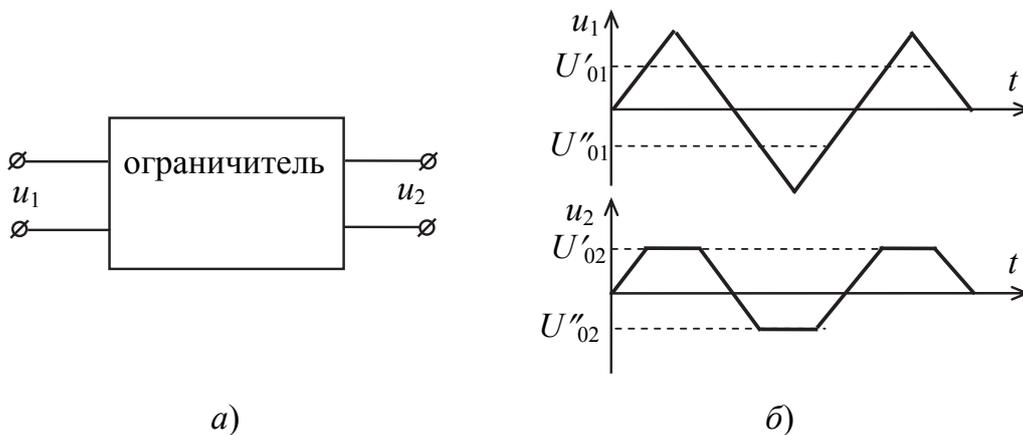


Рис. 2.4. Схема ограничителя (а); временные синхронизированные диаграммы напряжений на входе и выходе (б)

Как следует из рис. 2.4, б, пока  $U'_{01} \geq u_1 \geq U''_{01}$ , напряжение  $u_2$  на выходе ограничителя изменяется во времени по такому же закону, что и входное  $u_1(t)$  (т. е. ограничение отсутствует). Если же величина  $u_1$  превышает уровни  $U'_{01}$  и  $U''_{02}$ , то  $u_2$  ограничивается на этих уровнях.

Величины  $U'_{01}$ ,  $U''_{01}$  называют уровнями ограничения входного напряжения, а значения  $U'_{02}$  и  $U''_{02}$  называются уровнями выходного напряжения при ограничении.

Наряду с двусторонними ограничителями, или как их еще называют, ограничителями сверху и снизу (по максимуму и по минимуму), применяются односторонние ограничители, ограничивающие входной сигнал только сверху (по максимуму), либо только снизу (по минимуму).

Рассмотренные ранее ключевые схемы могут применяться также в качестве ограничителей, но в этом случае они используются в качестве формирователей импульсов, а не для коммутации напряжений или токов.

На рис. 2.5, а приведена схема одностороннего диодного ограничителя с регулируемым (изменением  $U_{см}$ ) уровнем ограничения.

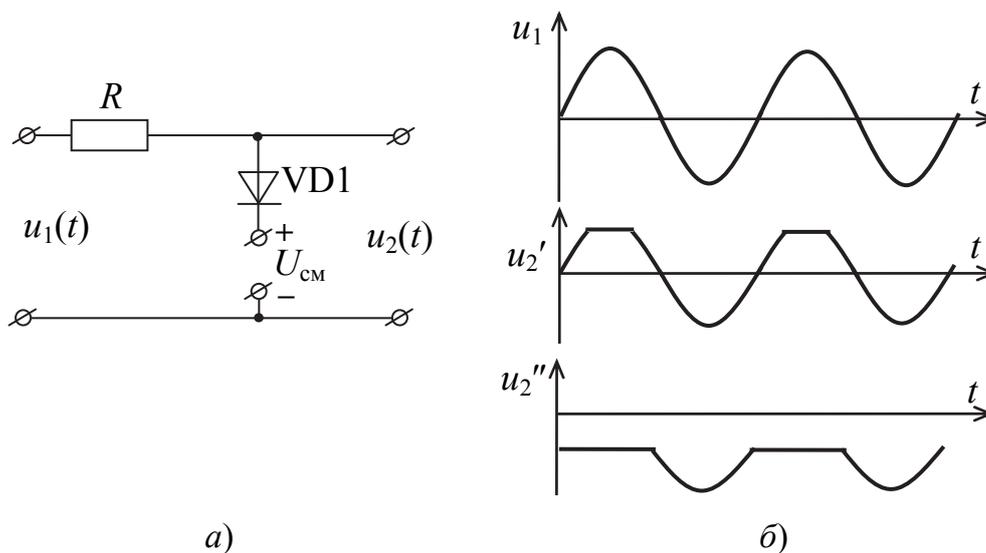


Рис. 2.5. Схема одностороннего ограничителя (а); временные диаграммы напряжений на входе и выходе одностороннего ограничителя (б)

Можно показать, что выражение для статической характеристики передачи  $u_2 = f(u_1)$  для устройства (рис. 2.5, а) имеет вид:

$$u_2(t) = \frac{R_d}{R + R_d} u_1(t) + \frac{R}{R + R_d} U_{см}. \quad (2.5)$$

Из (2.5) следует, что если  $u_1(t) > 0$  и  $u_1(t) \geq U_{см}$ , то диод VD1 открыт ( $R_d \rightarrow 0$ ), и потому  $u_2(t) \approx U_{см} = \text{const}$ . Если же  $u_1(t) < U_{см}$ ,

или  $u_1(t) < 0$ , то диод закрыт ( $R_d \rightarrow \infty$ ), и тогда  $u_2(t) = u_1(t)$ . Этому случаю соответствует линия  $u_2'(t)$  на рис. 2.5, б. Если же поменять полярность  $U_{см}$ , то напряжение на выходе ограничителя будет изменяться по закону  $u_2''(t)$  (рис. 2.5, б).

На рис. 2.6, а приведена схема двухстороннего диодного ограничителя.

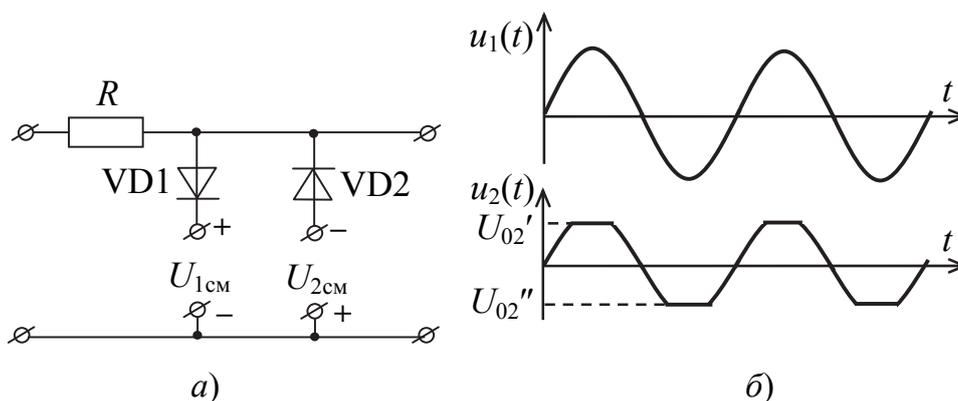


Рис. 2.6. Схема двустороннего ограничителя (а); временные диаграммы напряжений двустороннего ограничителя (б)

Уровнями выходного напряжения  $U'_{02}$  и  $U''_{02}$  можно управлять изменением величин  $U_{1см}$  и  $U_{2см}$ , соответственно.

Схема простого одностороннего (рис. 2.7, а) и двустороннего (рис. 2.7, б) ограничителя амплитуды может быть реализована с использованием стабилитронов.

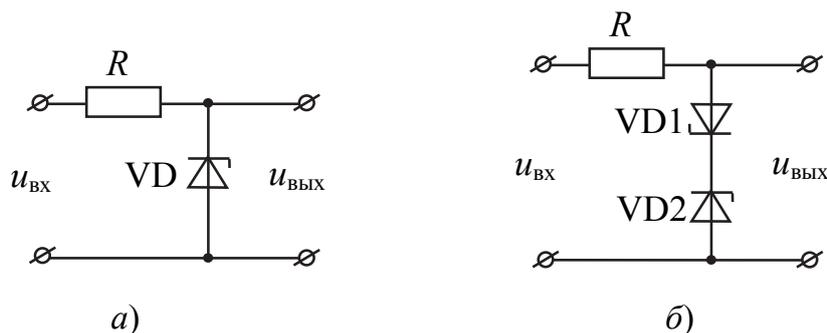


Рис. 2.7. Односторонний (а) и двусторонний (б) амплитудные ограничители на стабилитронах

В каждый полупериод входного синусоидального напряжения работает (ограничивает амплитуду) обратнo смещенный стабилитрон. Ограничение происходит на уровне  $u_{вых} = U_{ст}$ , где  $U_{ст}$  – напряжение стабилизации стабилитрона.

## 2.4. Формирователь коротких импульсов

Ранее рассмотренные ограничители амплитуды широко используются для преобразования формы импульсов (треугольных на входе – в трапецеидальные на выходе, синусоидальных на входе – в прямоугольные на выходе и т. д.). Вторым, применяемым на практике способом формирования импульсов, является применение линейных цепей, включаемых на выходе или на входе диодного ключа.

На рис. 2.8, *a* приведена схема формирователя коротких (малой длительности) импульсов из входных – прямоугольных. Такие импульсы часто используются в качестве запускающих (синхронизирующих, тактирующих) в генераторах и других электронных устройствах.

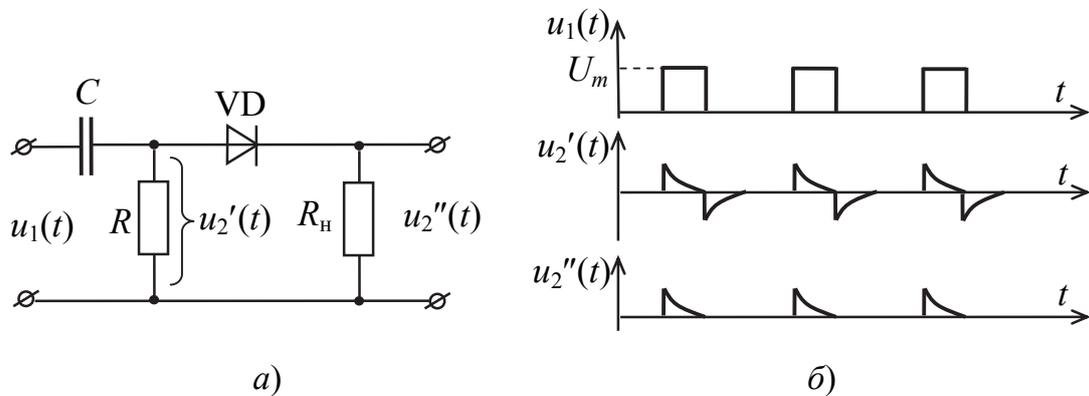


Рис. 2.8. Схема (*a*) и временные синхронизированные диаграммы напряжений (*б*) на входе и выходе формирователя коротких однополярных импульсов

Входная  $RC$ -цепь – это дифференцирующая цепь, для которой

$$u_2'(t) = RC \frac{du_c(t)}{dt} \approx RC \frac{du_1(t)}{dt} = \tau \frac{du_1(t)}{dt}, \quad (2.6)$$

где  $\tau = RC$  – постоянная времени  $RC$ -цепи.

Если на вход поданы прямоугольные импульсы напряжения  $u_1(t)$ , то в моменты скачкообразного изменения этого напряжения (на фронтах прямоугольных импульсов)  $\frac{du_c(t)}{dt}$  велико.

Из главы 6 следует, что

$$u_2'(t) = U_m e^{-t/\tau}, \quad (2.7)$$

где  $U_m$  – амплитуда входных импульсов.

Следовательно,

$$u_2'' = \frac{u_2'}{R_n + R_d} R_n, \text{ или } u_2'' = \frac{1}{1 + R_d/R_n} U_m e^{-t/\tau}. \quad (2.8)$$

Из (2.8) следует, что при открытом диоде (при положительном напряжении  $u_2'(t)$  на аноде диода):

$$u_2'' = U_m e^{-t/\tau}, \quad (2.9)$$

а при закрытом диоде ( $R_d \rightarrow \infty$ )  $u_2''(t) = 0$ .

Временные диаграммы напряжений, поясняющие процесс формирования однополярных коротких импульсов, приведены на рис. 2.8, б.

### Вопросы для самоконтроля

1. Какое свойство полупроводниковых диодов позволяет использовать их в качестве ключей? Чем отличаются схемы последовательного и параллельного диодных ключей на рис. 2.1, а и 2.2, а?

2. Из каких соображений выбирается значение электрического сопротивления  $R$  в схемах на рис. 2.1, а и 2.2, а?

3. Запишите выражение для статической характеристики передачи  $u_2 = f(u_1)$  последовательного и параллельного диодных ключей.

4. Запишите выражение по второму закону Кирхгофа для напряжения  $u_2$  на выходе транзисторного ключа на основе биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, и поясните суть его ключевого режима работы.

5. Дайте определение ограничителя амплитуды и поясните понятия уровней ограничения входного напряжения  $U'_{01}$ ,  $U''_{01}$  и уровней выходного напряжения при ограничении  $U'_{02}$ ,  $U''_{02}$  с помощью временных синхронизированных диаграмм.

6. Поясните принцип работы одностороннего ограничителя (рис. 2.5, а) с помощью статической характеристики передачи (2.5).

7. Поясните принцип работы одностороннего (рис. 2.7, а) и двустороннего (рис. 2.7, б) ограничителей амплитуды на основе опорных диодов (стабилитронов).

8. Приведите примеры практического применения ограничителей амплитуды.

9. Как формируются короткие (малой длительности) импульсы из входных прямоугольных с помощью дифференцирующей  $RC$ -цепи?

10. Нарисуйте форму сигнала на выходе дифференцирующей  $RC$ -цепи (рис. 2.8, а), если на вход подан синусоидальный сигнал.

# Глава 3. УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

## 3.1. Параметры и характеристики усилителей

*Усилитель* – это электронное устройство, управляющее потоком энергии, поступающей от источника питания постоянного тока к нагрузке. При этом мощность сигнала управления намного меньше мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, а форма входного (усиливаемого) и выходного (в нагрузке) сигналов в рабочей полосе частот совпадает.

Блок-схема усилителя приведена на рис. 3.1.



Рис. 3.1. Блок-схема усилителя

Усилители можно классифицировать по следующим критериям:

- по частоте усиливаемого сигнала (усилители низких частот УНЧ) – до сотен кГц, широкополосные (единицы и десятки МГц), частотно-избирательные;
- по роду усиливаемого сигнала (усилители постоянного тока УПТ) – от нуля Гц и выше, усилители переменного тока;
- по функциональному назначению (усилители напряжения, усилители тока, усилители мощности).

Свойства усилителей определяются следующими основными параметрами и характеристиками.

Коэффициенты усиления:

- по напряжению  $K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ ; по току  $K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$  и по мощности:

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}. \quad (3.1)$$

Если усилитель состоит из нескольких каскадов, то его общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления его каскадов:

$$\underline{K} = \underline{K}_1 \underline{K}_2 \dots \underline{K}_n. \quad (3.2)$$

Вследствие того, что в усилителе часто содержатся реактивные элементы, его коэффициент усиления является комплексной величиной:

$$\underline{K}_u = K_u e^{j\varphi}, \quad (3.3)$$

где  $K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{m\text{ВЫХ}}}{U_{m\text{ВХ}}}$  – модуль коэффициента усиления по напряжению;  $\varphi = \psi_{u\text{ВЫХ}} - \psi_{u\text{ВХ}}$  – сдвиг фаз между  $U_{\text{ВЫХ}}$  и  $U_{\text{ВХ}}$ .

Входное сопротивление  $Z_{\text{ВХ}}$  и выходное сопротивление  $Z_{\text{ВЫХ}}$ :

$$\underline{Z}_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}}; \quad \underline{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}}. \quad (3.4)$$

Амплитудная характеристика (АХ) – это зависимость амплитуды  $U_{m\text{ВЫХ}}$ , или действующего значения  $U_{\text{ВЫХ}}$  напряжения на выходе усилителя от  $U_{m\text{ВХ}}$ , или  $U_{\text{ВХ}}$  – напряжения на входе усилителя. Эта зависимость обычно снимается экспериментально на центральной частоте рабочей полосы частот и имеет вид, представленный на рис. 3.2.

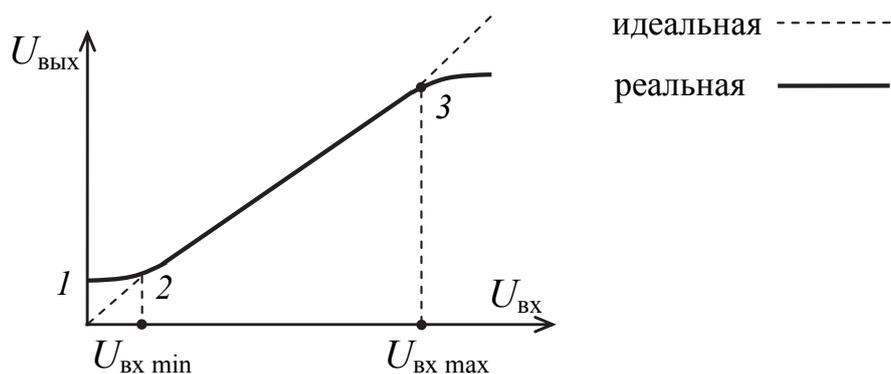


Рис. 3.2. Амплитудная характеристика усилителя

Точка 1 соответствует напряжению шумов, измеренному при  $U_{\text{ВХ}} = 0$ . Точка 2 соответствует минимальному входному напряжению, при котором на выходе усилителя различается сигнал на фоне шумов. Участок 2–3 – это рабочий участок, на котором сохраняется

пропорциональность между входным и выходным напряжениями усилителя. После точки 3 наблюдаются нелинейные искажения формы входного сигнала.

Величина:

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}} \quad (3.5)$$

характеризует динамический диапазон усилителя.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики – это зависимость модуля коэффициента усиления и угла сдвига фаз между  $\underline{U}_{\text{ВЫХ}}$  и  $\underline{U}_{\text{ВХ}}$  от частоты (рис. 3.3, а, б).

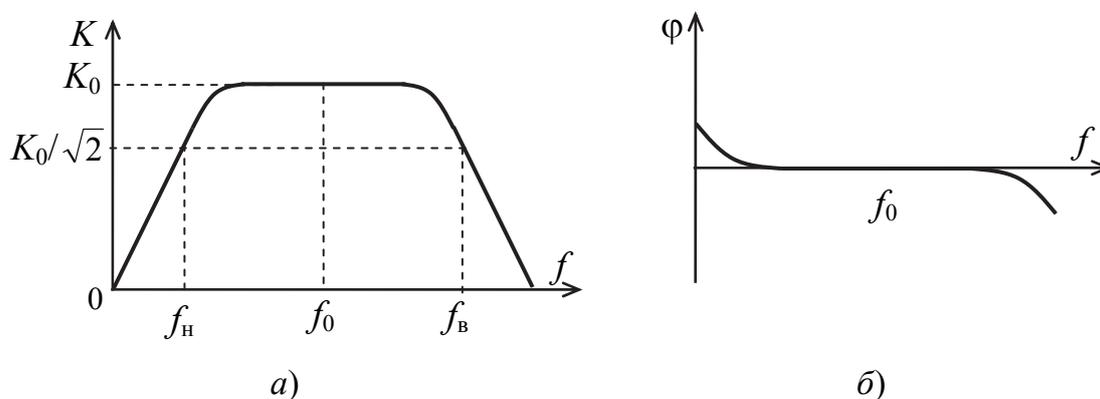


Рис. 3.3. Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики усилителя

Частоты  $f_{\text{н}}$  и  $f_{\text{в}}$  называются нижней и верхней граничными частотами, а их разность  $\Pi = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$  – рабочей полосой частот усилителя.

### 3.2. Обратные связи в усилителях

Понятие обратная связь (ОС) широко используется в различных областях знаний. Применительно к усилителю обратную связь можно определить как влияние выходного сигнала на работу, параметры характеристики усилителя через входную цепь и цепь обратной связи.

В усилителях используют, как правило, отрицательные обратные связи (ООС). При наличии в схеме усилителя ООС часть сигнала с его выхода через цепь обратной связи поступает на вход усилителя в противофазе с входным (усиливаемым) сигналом, т. е.  $\Delta\varphi = \psi_{\text{и ВЫХ}} - \psi_{\text{и ВХ}} = 180^\circ$ . При этом результирующий входной сигнал, подаваемый на усилительный каскад, уменьшается, что, в свою оче-

редь, приводит к уменьшению выходного сигнала. Несмотря на уменьшение коэффициента усиления, использование ООС в усилителе исключительно благотворно влияет на параметры и характеристики усилителя. В частности, уменьшаются искажения формы сигнала, увеличивается полоса рабочих частот и т. д.

Различают следующие виды отрицательных обратных связей в усилителях:

- последовательная по напряжению;
- параллельная по напряжению;
- последовательная по току;
- параллельная по току.

На примере схемы (рис. 3.4) рассмотрим влияние обратных связей на параметры усилителя.

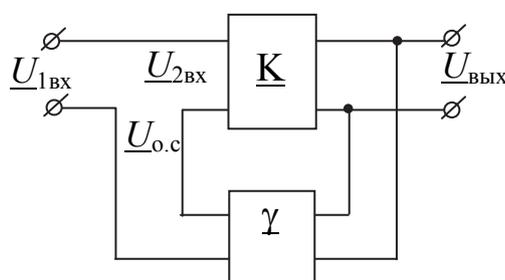


Рис. 3.4. Блок-схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению

Усилитель без ОС характеризуется комплексным коэффициентом усиления по напряжению  $\underline{K}_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{2\text{ВХ}}}$ , а цепь обратной связи характеризуется комплексным коэффициентом передачи:

$$\underline{\gamma} = \frac{U_{\text{о.с}}}{U_{\text{ВЫХ}}}. \quad (3.6)$$

Коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью  $\underline{K}_{u \text{ о.о.с}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{1\text{ВХ}}}$ .

Из рис. 3.4 следует, что  $U_{2\text{ВХ}} = U_{1\text{ВХ}} - U_{\text{о.с}}$ ;

$$\underline{K}_{u \text{ ооc}} = \frac{\underline{K}_u U_{2\text{ВХ}}}{U_{2\text{ВХ}} + U_{\text{о.о.с}}} = \frac{\underline{K}_u U_{2\text{ВХ}}}{U_{2\text{ВХ}} + \underline{\gamma} \underline{K}_u U_{2\text{ВХ}}} = \frac{\underline{K}_u}{1 + \underline{\gamma} \underline{K}_u}. \quad (3.7)$$

Из (3.7) следует, что при глубокой ООС, когда  $|\underline{\gamma K}_u| \gg 1$ ,

$$\underline{K}_{u.o.o.c} = \frac{1}{\underline{\gamma}}, \quad (3.8)$$

т. е. коэффициент усиления  $\underline{K}_{u.o.o.c}$  зависит только от свойств цепи обратной связи и мало зависит от свойств самого усилителя.

Аналогично можно показать, что ООС изменяет значение входного  $\underline{Z}_{вх.o.o.c}$  и выходного  $\underline{Z}_{вых.o.o.c}$  сопротивлений усилителя:

$$\underline{Z}_{вх.o.o.c} = \underline{Z}_{вх} (1 + \underline{K} \underline{\gamma}) \text{ и } \underline{Z}_{вых.o.o.c} = \frac{\underline{Z}_{вых}}{1 + \underline{\gamma} \underline{K}}, \quad (3.9)$$

т. е. наличие ООС увеличивает модуль  $\underline{Z}_{вх.o.o.c}$  и уменьшает  $\underline{Z}_{вых.o.o.c}$  в сравнении с  $\underline{Z}_{вх}$  и  $\underline{Z}_{вых}$  усилителя без ООС.

### 3.3. Однокаскадный усилитель на биполярных транзисторах

На рис. 3.5, а приведен однокаскадный RC-усилитель, в котором биполярный транзистор *n-p-n*-типа включен по схеме с общим эмиттером.

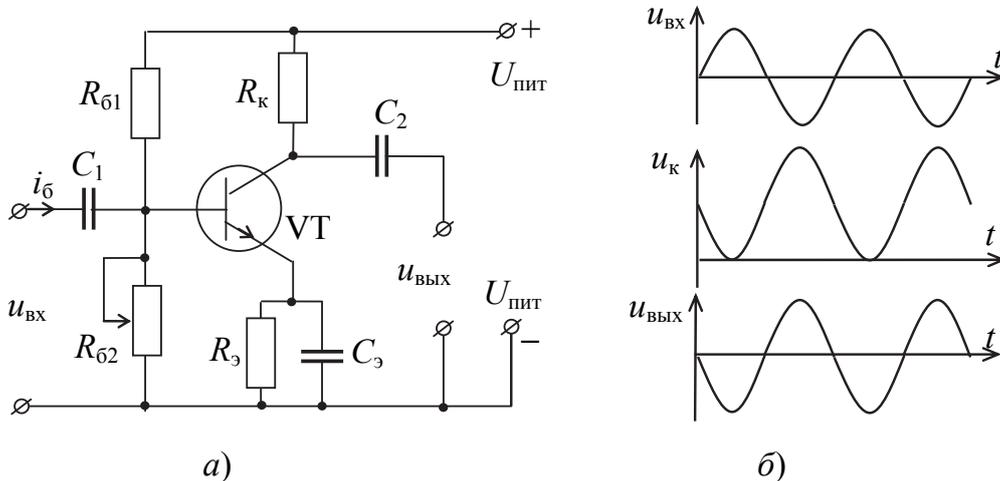


Рис. 3.5. Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) на входе и выходе усилителя

Для усиления переменного напряжения  $u_{вх}(t)$  без существенных искажений формы, рабочую точку *A* на передаточной характеристике транзистора (рис. 3.6) выбирают в середине линейного участка этой ха-

рактические характеристики за счет изменения соотношения  $\frac{R_{\delta 1}}{R_{\delta 2}}$  (регулировкой  $R_{\delta 2}$ ).

Если входной ток  $i_{\delta}$  (вызываемый действием входного напряжения  $u_{\text{вх}}$ ) не выходит за пределы линейной части передаточной характеристики транзистора, то ток  $i_{\text{к}}$  не достигает значения  $I_{\text{к max}}$ , и будет изменяться пропорционально  $i_{\text{вх}}$ , т. е.  $i_{\text{к}} = \beta i_{\delta}$ , где  $\beta$  – коэффициент усиления транзистора по току.

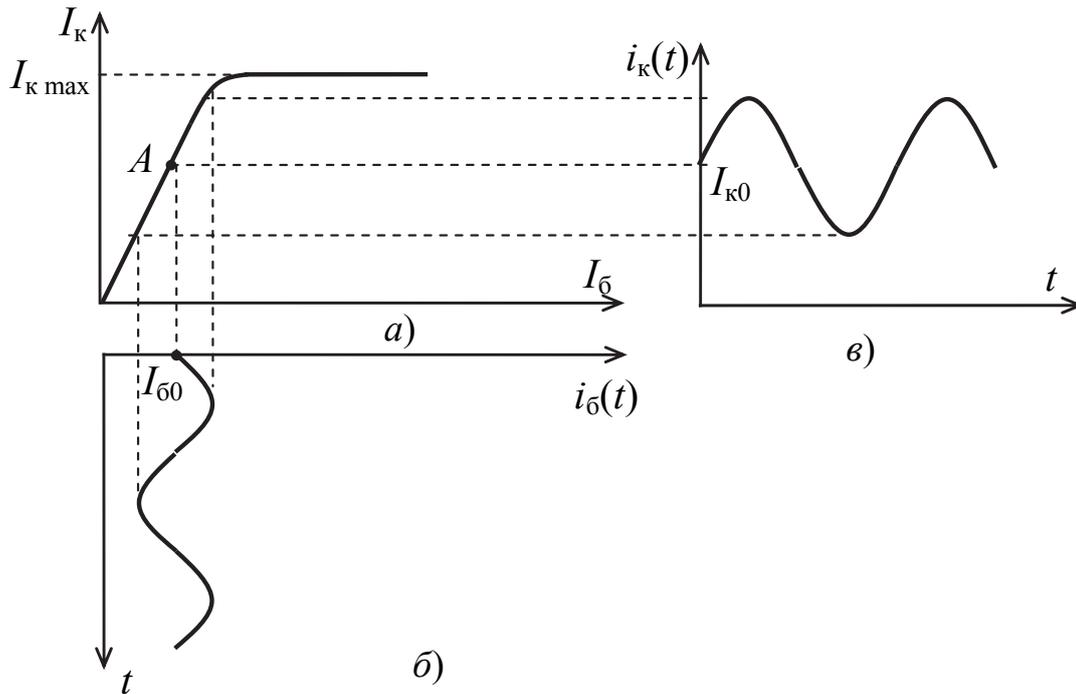


Рис. 3.6. Передаточная характеристика транзистора (а) и временные диаграммы тока базы (б) и тока коллектора (в)

В этом случае напряжение на коллекторе транзистора равно:

$$u_{\text{к}}(t) = U_{\text{пит}} - I_{\text{к0}}R_{\text{к}} - i_{\text{к}}(t)R_{\text{к}}, \quad (3.10)$$

т. е. содержит постоянную составляющую:

$$U_{\text{к0}} = U_{\text{пит}} - I_{\text{к0}}R_{\text{к}} \quad (3.11)$$

и синусоидальную (переменную во времени) составляющую:

$$u_{\text{ввых}}(t) = -i_{\text{к}}(t)R_{\text{к}} = -R_{\text{к}}I_{\text{мк}} \sin \omega t = -R_{\text{к}}\beta I_{\text{м}\delta} \sin \omega t. \quad (3.12)$$

Конденсатор  $C_1$  – разделительный. Он препятствует связи по постоянному току источника усиливающего сигнала  $u_{\text{вх}}(t)$  с транзисто-

ром. Конденсатор  $C_2$  – также разделительный. Благодаря ему, на выход усилителя (после  $C_2$ ) передается только переменное напряжение (3.12). При этом

$$K_u = \frac{U_{m \text{ Вых}}}{U_{m \text{ Вх}}} = \frac{\beta I_{m \text{ б}} R_k}{Z_{\text{Вх}} I_{m \text{ б}}} = \beta \frac{R_k}{Z_{\text{Вх}}}, \quad (3.13)$$

где  $Z_{\text{Вх}}$  – полное входное сопротивление усилителя.

Для стабилизации рабочей точки  $A$ , т. е. для поддержания  $I_{\text{б0}} = \text{const}$  и, следовательно,  $I_{\text{к0}} = \text{const}$ , используется отрицательная обратная связь (ООС) по постоянному току. Для этого в цепь эмиттера включают резистор  $R_3 = (0,1 \div 0,2)R_k$ . Напряжение на этом резисторе  $U_{R_3} = I_{\text{к0}}R_3$  будет изменять напряжение  $U_{\text{бэ}}$  транзистора в соответствии с изменением  $I_{\text{к0}}$ , стабилизируя  $I_{\text{к0}}$ . Для исключения возникновения ООС по переменному току (что уменьшило бы  $K_u$  усилителя), конденсатором  $C_3$  шунтируют резистор  $R_3$ . Величину емкости  $C_3$  выбирают такой, чтобы выполнялось условие  $X_{C_3} \ll R_3$ .

### 3.4. Операционные усилители

Усилители различных типов часто изготавливают в виде монолитных интегральных схем. В частности, микросхема операционного усилителя – это высококачественный усилитель, предназначенный для усиления как постоянных ( $f = 0$ ), так и переменных сигналов. Поскольку раньше такие усилители использовались в аналоговых вычислительных машинах для выполнения математических операций (сложения, вычитания и т. д.), то этим объясняется происхождение термина «операционный». Интегральный операционный усилитель (ИОУ) можно считать идеальным усилителем. Он составляет основу аналоговой электроники и широко применяется для решения многочисленных задач усиления, генерирования, преобразования, сравнения маломощных сигналов.

На рис. 3.7 приведена блок-схема ОУ.

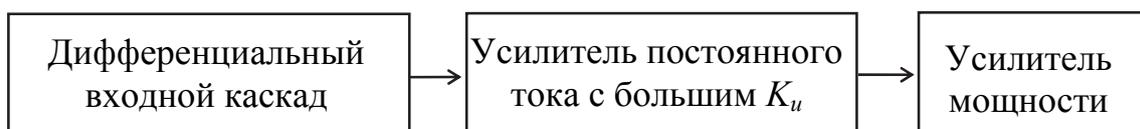


Рис. 3.7. Блок-схема операционного усилителя

Операционный усилитель представляет собой довольно сложное электронное устройство, состоящее из входного дифференциального каскада (усилитель постоянного тока с двумя входами), усилителя постоянного тока с большим (несколько тысяч) коэффициентом усиления и выходного усилителя мощности по схеме двухтактного эмиттерного повторителя.

Чаще всего для питания ОУ применяют двухполярный стабилизированный источник постоянного тока.

Стандартное условное обозначение ОУ на схемах электронных устройств показано на рис. 1.24, в. Знак  $\triangleright$  на этом рисунке означает, что это усилитель, а знак  $\infty$ , что усилитель имеет большой коэффициент усиления. У него имеются два входа (слева вверху по рисунку) и один выход (справа вверху). Вход с кружочком – инвертирующий, а без кружочка – неинвертирующий. Выводы  $U_1$ ,  $U_2$  и  $0V$  служат для подключения к ОУ напряжений источника питания:  $U_1(+U_n)$ ;  $U_2(-U_n)$ ;  $0V$  – общий провод двухполярного источника питания. Выводы  $FC$  служат для подключения внешней схемы частотной коррекции, а выводы  $NC$  – для подключения внешней схемы балансировки (установка нуля).

На рис. 3.8, а приведено упрощенное стандартное обозначение микросхемы ИОУ, которое мы будем далее использовать при рассмотрении работы многих электронных устройств, реализуемых на базе микросхемы ИОУ.

Для простоты, цепи питания часто на схемах не показывают.

Входные напряжения  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$  подключаются, а выходное напряжение снимается относительно общего провода (общей шины). При подаче напряжения  $u_{вх1}$  на инвертирующий вход выходное напряжение  $u_{вых}$  будет в противофазе с входным (рис. 3.8, б). При подаче напряжения  $u_{вх2}$  на неинвертирующий вход, напряжение  $u_{вых}$  будет в фазе с входным (рис. 3.8, в).

В общем случае  $u_{вых}$  пропорционально разности входных напряжений:

$$u_{вых} = K_u (u_{вх2} - u_{вх1}), \quad (3.14)$$

где  $K_u$  – коэффициент усиления по напряжению.

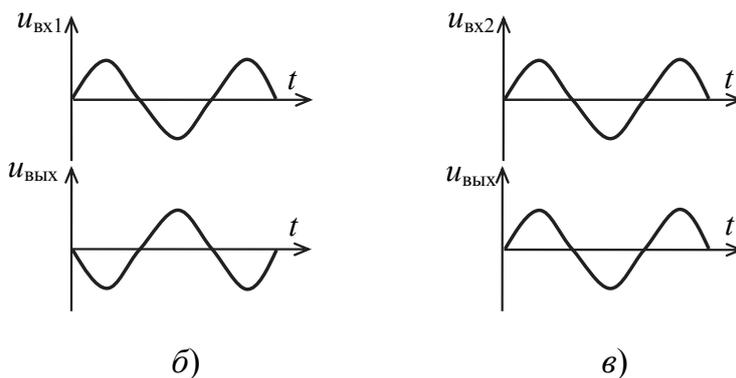
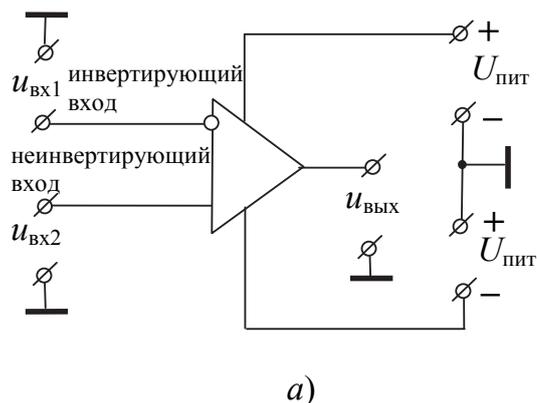


Рис. 3.8. Упрощенное условное обозначение операционного усилителя с двухполярным питанием (а); временные диаграммы для инвертирующего входа (б); для неинвертирующего входа (в)

На рис. 3.9 приведена передаточная характеристика ИОУ в статическом режиме.

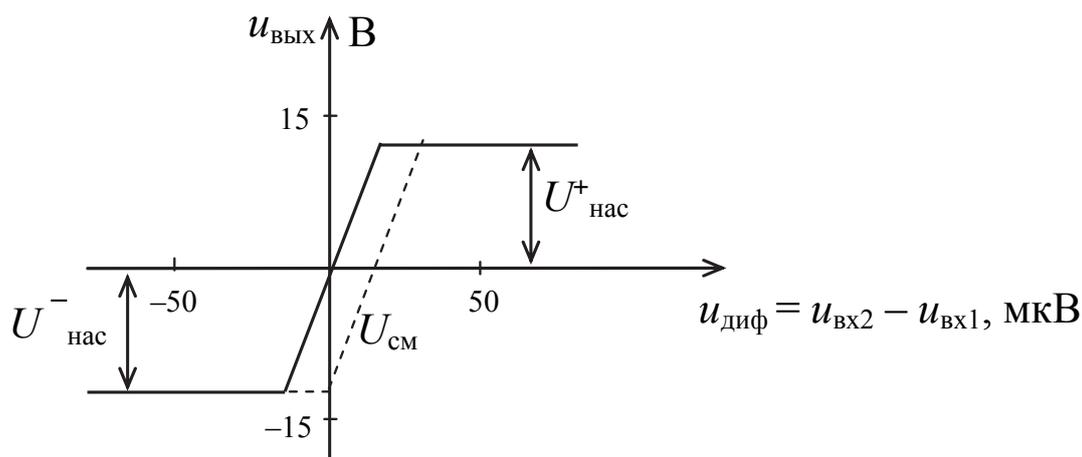


Рис. 3.9. Передаточная характеристика ИОУ

Линейная часть передаточной характеристики является рабочей частью характеристики. Следовательно, коэффициент усиления ИОУ определяется тангенсом угла наклона ПХ к оси  $u_{\text{диф}}$  :

$$K_u = \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{\Delta u_{\text{ДИФ}}}$$

Для многих ИОУ  $K_u$  имеет величину  $10^4 \div 10^6$ .

Идеальная ПХ проходит через нулевую точку (сплошная линия на рис. 3.9). Однако реальная ПХ из-за неидентичности параметров входных цепей смещена в ту или иную сторону на величину  $U_{\text{см}}$  (штриховая линия на рис. 3.9). Параметр  $U_{\text{см}}$  называется напряжением смещения. Для смещения ПХ в нулевую точку при  $u_{\text{ВХ1}} = 0$  и  $u_{\text{ВХ2}} = 0$  у микросхем ИОУ предусмотрены специальные выводы для подключения цепи балансировки.

Для устранения самовозбуждения усилителей на ИОУ используется частотная коррекция подключением внешних конденсаторов малой емкости к специальным выводам микросхемы.

В табл. 3.1 приведены параметры некоторых типов ИОУ.

Таблица 3.1

Параметры некоторых типов ИОУ

| Параметр              | Тип ИОУ       |               |
|-----------------------|---------------|---------------|
|                       | К157УД2       | 574УД1Б       |
| $U_{\text{ПИТ}}$ , В  | $\pm 15$      | $\pm 15$      |
| $I_{\text{ПИТ}}$ , мА | $\leq 7$      | $\leq 8$      |
| $K_u$                 | 50000         | 50000         |
| $U_{\text{см}}$ , мВ  | $\leq \pm 10$ | $\leq \pm 50$ |
| $U_{\text{ВЫХ}}$ , В  | 13            | 10            |
| $R_{\text{Н}}$ , кОм  | $\geq 1,5$    | $\geq 2$      |

При расчете и анализе работы многих устройств, изготавливаемых на базе ИОУ, полагают, что  $K_u \rightarrow \infty$ ,  $R_{\text{ВХ}} \rightarrow 0$ ,  $R_{\text{ВЫХ}} \rightarrow 0$ .

Параметрами ОУ можно управлять посредством введения внешних цепей обратной связи.

### 3.5. Неинвертирующий усилитель

На рис. 3.10 приведена схема неинвертирующего усилителя, собранного на основе микросхемы ИОУ.

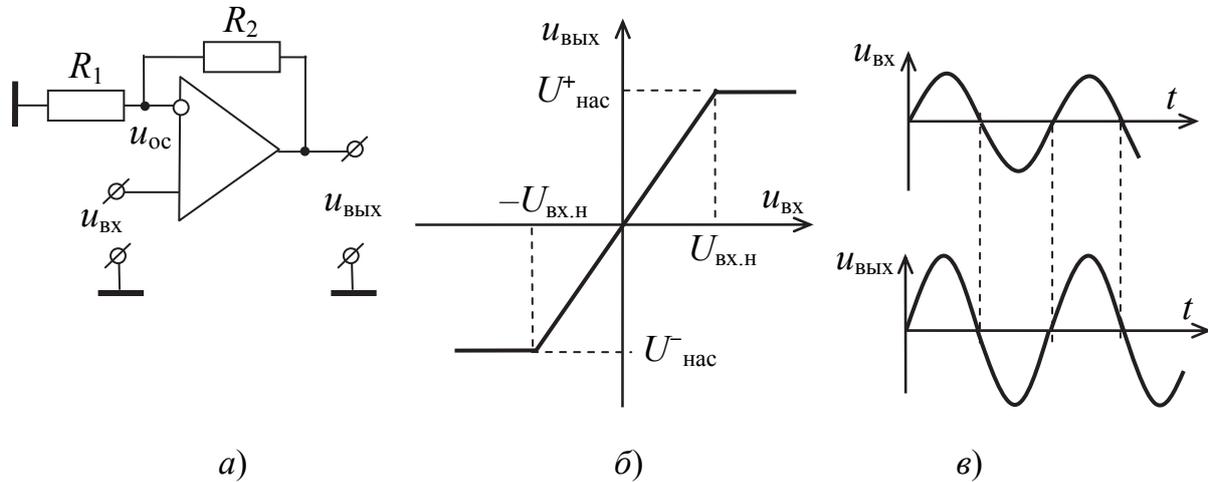


Рис. 3.10. Схема (а), передаточная характеристика (б) и временные диаграммы напряжений на входе и выходе неинвертирующего усилителя (в)

В схеме (рис. 3.10) содержится цепь отрицательной обратной связи, реализуемая на резисторах  $R_1$  и  $R_2$ . При этом коэффициент передачи цепи обратной связи:

$$\gamma = \frac{u_{o.c}}{u_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.15)$$

Так как микросхема ИОУ имеет большое значение собственного коэффициента усиления  $K_{\text{ИОУ}}$ , то в схеме (рис. 3.10) выполнено условие глубокой отрицательной обратной связи  $|\underline{\gamma} K_{\text{ИОУ}}| \gg 1$  и, как следует из (3.8), неинвертирующий усилитель (рис. 3.10) имеет коэффициент усиления по напряжению:

$$\underline{K} = \frac{1}{\underline{\gamma}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.16)$$

Уравнение (3.16) можно получить из других соображений.

На дифференциальном входе действует разность напряжений  $\Delta u = u_{\text{вх}} - u_{\text{о.с}}$ . Приняв, что  $K_{\text{ИОУ}} = \infty$ , находим  $\Delta u = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{K_{\text{ИОУ}}} = 0$ , или

$$u_{\text{вх}} \approx u_{\text{о.с}}, \text{ т. е. } u_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_1 + R_2} R_1. \text{ Значит, } K = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{вх}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Эти рассуждения справедливы, если  $K_{\text{ИОУ}}$  велико, и  $R_1 \ll r_{\text{вх}}$ , где  $r_{\text{вх}}$  – входное сопротивление ИОУ.

На рис. 3.10, б, в приведены передаточная характеристика и временные диаграммы напряжений для неинвертирующего усилителя.

Входное сопротивление этого усилителя:

$$R_{\text{вх}} \approx r_{\text{вх}} (1 + \gamma K_{\text{ИОУ}}), \quad (3.17)$$

а выходное сопротивление:

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{r_{\text{ВЫХ}}}{1 + \gamma K_{\text{ИОУ}}}. \quad (3.18)$$

Достоинством этого типа усилителя является большое входное и малое выходное сопротивление, что обеспечивает хорошее согласование усилителя как с источником усиливаемого сигнала, так и с низкоомной нагрузкой.

Следует, однако, помнить, что для получения на выходе неискаженного сигнала необходимо выбирать  $K < \frac{U_{\text{нас}}}{U_{\text{вх max}}}$ .

*Расчет неинвертирующего усилителя*

По заданным значениям  $U_{m\text{вх}}$  и  $U_{m\text{вых}} \leq U_{\text{нас}}$  определяется коэффициент усиления  $K < \frac{U_{m\text{вых}}}{U_{m\text{вх}}}$ .

Так как  $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  (3.16), то, выбрав стандартное значение  $R_1$  (до 10 кОм), определяем  $R_2 = (K - 1)R_1$ . При этом необходимо, чтобы  $R_2$  было больше 2 кОм, но меньше  $r_{\text{вх}}$  ИОУ.

**Пример расчета.** Требуется рассчитать усилитель на микросхеме К157УД2 для усиления напряжения  $u_{\text{вх}} = U_{m\text{вх}} \sin \omega t$  до  $u_{\text{вых}} = U_{m\text{вых}} \sin \omega t$ , где  $U_{m\text{вх}} = 0,8 \text{ В}$ ;  $U_{m\text{вых}} = 11 \text{ В}$ .

По определению  $K = \frac{U_{m \text{ Вых}}}{U_{m \text{ Вх}}} = \frac{11}{0,8} = 13,75$ . Согласно уравнению (3.16),  $K = 13,75 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ . Следовательно,  $\frac{R_2}{R_1} = 13,75 - 1 = 12,75$ .

Здесь не отдельное сопротивление  $R_1$  или  $R_2$  определяет коэффициент усиления, а отношение  $R_2/R_1$ , при различных  $R_1$  и  $R_2$ . Следовательно, имеется возможность произвольного выбора  $R_1$  или  $R_2$ . Выбираем  $R_1 = 1,5$  кОм, тогда  $R_2 = 12,75 \cdot R_1 = 12,75 \cdot 1,5 = 19,14$  кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение  $R_2 = 20$  кОм.

При  $R_1 = \infty$  и  $R_2 = 0$  схема на рис. 3.10, а вырождается в схему повторителя напряжения на рис. 3.11, у которого  $K = 1$ , или  $u_{\text{Вых}} = u_{\text{Вх}}$ . При этом  $R_{\text{Вх}} \approx r_{\text{Вх}} K_{\text{ИОУ}}$ ,  $R_{\text{Вых}} \approx \frac{r_{\text{Вых}}}{K_{\text{ИОУ}}}$ .

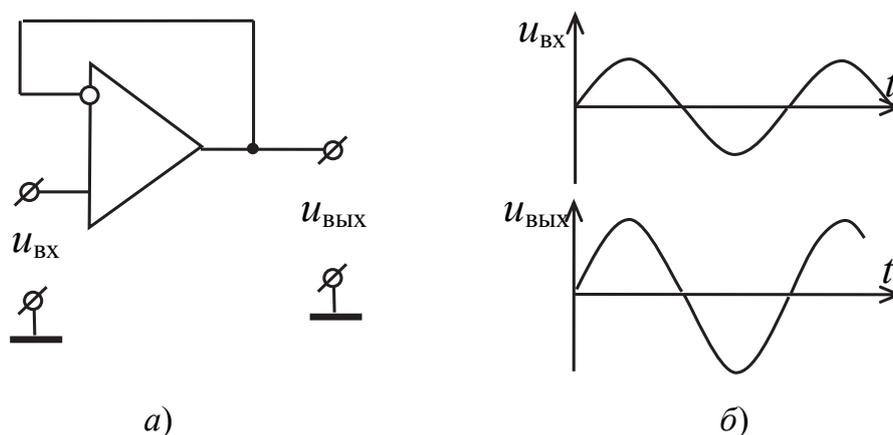


Рис. 3.11. Схема (а) и диаграммы напряжений на входах повторителя (б)

### 3.6. Инвертирующий усилитель

Если неинвертирующий вход ИОУ заземлить, а на инвертирующий вход подать входное напряжение  $u_{\text{Вх}}(t)$  (рис. 3.12, а), то напряжение на выходе  $u_{\text{Вых}}(t)$  будет определяться выражением

$$u_{\text{Вых}}(t) = -\frac{R_2}{R_1} u_{\text{Вх}}(t). \quad (3.19)$$

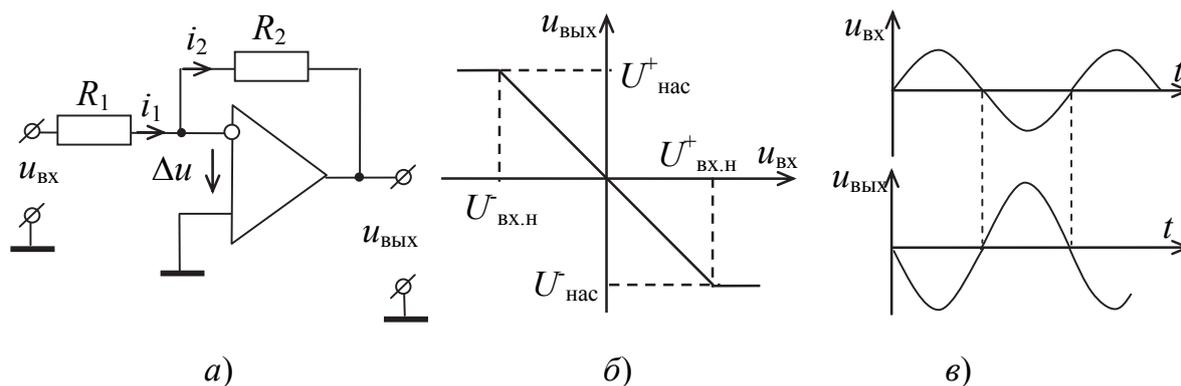


Рис. 3.12. Схема (а), передаточная характеристика (б) и временные синхронизированные диаграммы напряжений (в) на входах инвертирующего усилителя

Выражение (3.19) следует из соотношения  $i_1 = i_2$ , которое выполняется, если  $R_1 \ll r_{вх}$  и  $\Delta u_{вх} \approx 0$  при большом  $K_{ИОУ}$ .

Так как  $\underline{U}_{ВЫХ}$  и  $i_2 = \frac{-u_{ВЫХ}}{R_2}$ , то  $\frac{u_{ВХ}}{R_1} = \frac{-u_{ВЫХ}}{R_2}$ .

Следовательно,

$$K = \frac{u_{ВЫХ}}{u_{ВХ}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.20)$$

– коэффициент усиления инвертирующего усилителя.

Таким образом, инвертирующий усилитель не только усиливает  $u_{вх}$ , но и изменяет (инвертирует) фазу сигнала  $u_{вх}$  на  $180^\circ$  (изменяет полярность на противоположную), так как  $u_{вх}$  подается на инвертирующий вход ИОУ (рис. 3.12, в).

Как и в неинвертирующем усилителе, здесь применена глубокая ООС при помощи цепи  $R_1, R_2$ .

Входное сопротивление инвертирующего усилителя мало ( $R_{вх} = R_1 \ll r_{вх}$ ), что является недостатком в тех случаях, когда источник усиливаемого сигнала  $u_{вх}$  имеет большое внутреннее сопротивление. Выходное сопротивление такое же, как и у неинвертирующего усилителя (3.18). Передаточная характеристика приведена на рис. 3.12, б.

В частном случае, когда  $R_2 = R_1$ , коэффициент усиления  $K = -1$  и инвертирующий усилитель превращается просто в инвертор.

### Расчет инвертирующего усилителя

По известным (заданным) значениям  $U_{m\text{ ВХ}}$  и  $U_{m\text{ ВЫХ}} \leq U_{\text{нас}}$  определяют  $K = \frac{U_{m\text{ ВЫХ}}}{U_{m\text{ ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1}$ . Задавшись стандартным значением  $R_1$ , определяют  $R_2 = |K|R_1$  и выбирают ближайшее стандартное значение  $R_2$ .

## 3.7. Суммирующий усилитель

На рис. 3.13, а приведена схема усилителя, напряжение на выходе которого пропорционально сумме напряжений на его входах.

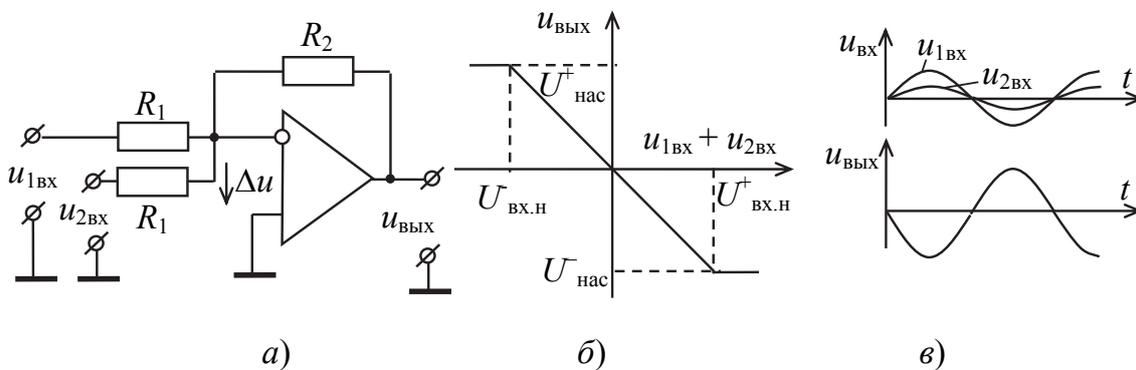


Рис. 3.13. Схема (а), статическая характеристика передачи (б) и временные диаграммы напряжений (в) на входах суммирующего усилителя

Так как при большом  $K_{\text{иоу}}$  напряжение  $\Delta u \approx 0$ , то все ветви входной цепи оказываются независимыми друг от друга, т. е. каждое входное напряжение независимо усиливается усилителем. Если у всех входных цепей одинаковое сопротивление  $R_1$ , как показано на рис. 3.13, а, то

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1}(u_{1\text{ВХ}} + u_{2\text{ВХ}}). \quad (3.21)$$

Это уравнение справедливо до тех пор, пока  $u_{\text{ВЫХ}} \leq U_{\text{нас}}$ . Знак «минус» означает, что сумма входных напряжений не только усиливается в  $|K| = \frac{R_2}{R_1}$  раз, но и инвертируется (рис. 3.13, в).

Суммирование сигналов  $u_1$  и  $u_2$  в выражении (3.21) алгебраическое. В случае суммирования синусоидальных напряжений напряжение на выходе будет синусоидальным, если  $u_1$  и  $u_2$  – одинаковой частоты и с разностью фаз, равной нулю.

Передаточная характеристика суммирующего усилителя (рис. 3.13, б) такая же как и на рис. 3.12, б. Только для суммирующего усилителя  $u_{\text{ВХ}} = u_{1\text{ВХ}} + u_{2\text{ВХ}}$ .

В общем случае, когда у суммирующего усилителя  $n$  входов, имеем  $i_1 + i_2 + \dots + i_n = i_{\text{о.с}}$ , где  $i_1 = \frac{u_1}{R_1}$ ;  $i_2 = \frac{u_2}{R_2}$ ;  $i_n = \frac{u_n}{R_n}$ ;  $i_{\text{о.с}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{о.с}}}$ ,

тогда

$$u_{\text{ВЫХ}} = -R_{\text{о.с}} \left( \frac{u_{\text{ВХ}1}}{R_1} + \frac{u_{\text{ВХ}2}}{R_2} + \dots + \frac{u_{\text{ВХ}n}}{R_n} \right), \quad (3.22)$$

где  $R_1, R_2, \dots, R_n$  – сопротивления на каждом из входов усилителя;  $R_{\text{о.с}}$  – сопротивление обратной связи, включаемое между выходом и инвертирующим входом усилителя.

*Расчет суммирующего усилителя*

Известно:  $u_1(t) = U_{1m} \sin \omega t$ ;  $u_2(t) = U_{2m} \sin \omega t$ ;  $u_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{m\text{ВЫХ}} \sin \omega t$ . Если, к примеру,  $U_{1m} = 1,4$  В;  $U_{2m} = 1,1$  В;  $U_{m\text{ВЫХ}} = 10$  В, то, записав (3.21) для амплитудных значений напряже-

ний в виде  $U_{m\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1}(U_{1m} + U_{2m})$ , определяем модуль коэффици-

ента усиления  $|K| = \frac{U_{m\text{ВЫХ}}}{U_{1m} + U_{2m}} = \frac{10}{1,4 + 1,1} = 4 = \frac{R_2}{R_1}$ .

Выбрав стандартное значение  $R_1 = 7,5$  кОм, находим  $R_2 = 4 \cdot 7,5 = 30$  кОм.

### 3.8. Вычитающий усилитель

Усилитель на рис. 3.14, а выполняет операцию вычитания двух входных напряжений, с усилением разности в  $K$  раз. Как следует из этого рисунка, для входного напряжения  $u_1$  – это инвертирующий усилитель, а для входного напряжения  $u_2$  – это неинвертирующий усилитель с делителем напряжения на входе на резисторах  $R_3, R_4$ ,

напряжение на выходе которого  $u'_2 = \frac{u_2}{R_3 + R_4} R_4$ .

Если операционный усилитель работает в линейном режиме, то напряжение  $u$  на выходе можно найти, используя принцип суперпозиции:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_2'(t) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - u_1(t) \frac{R_2}{R_1},$$

ИЛИ

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_2(t) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - u_1(t) \frac{R_2}{R_1}.$$

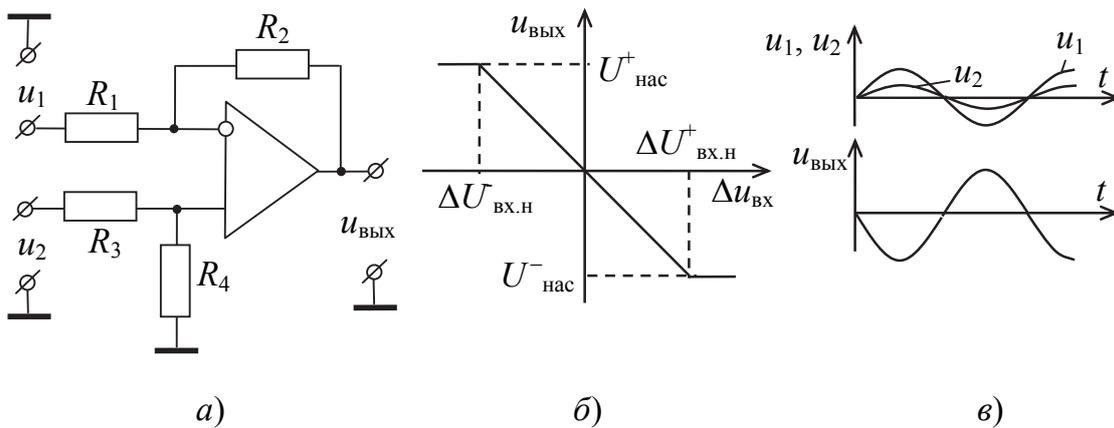


Рис. 3.14. Схема (а), передаточная характеристика (б) и временные диаграммы напряжений (в) вычитающего усилителя

В частном случае широко применяется схема с соблюдением соотношения  $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$ . При этом

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_4/R_3}{1 + R_4/R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2/R_1}{1 + R_2/R_1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1}.$$

Следовательно,

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_2}{R_1} [u_2(t) - u_1(t)]. \tag{3.23}$$

На рис. 3.14, б, в приведены передаточная характеристика и временные диаграммы напряжений для случая, когда  $u_1(t) = U_{1m} \sin \omega t$ ,  $u_2(t) = U_{2m} \sin \omega t$  и  $U_{1m} > U_{2m}$ .

Из принципа работы усилителя следует, что если  $U_{m1} > U_{m2}$ , то напряжение  $u_2$  на выходе инвертировано, а если  $U_{m1} < U_{m2}$ , то неинвертировано по отношению к входным напряжениям.

### Расчет вычитающего усилителя

По заданным амплитудам  $U_{1m}$ ,  $U_{2m}$ ,  $U_{m\text{ВЫХ}}$ , или действующим их значениям  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_{\text{ВЫХ}}$  определяют  $\frac{R_2}{R_1}$  из выражения (3.23). Далее, задавая стандартное значение  $2 \text{ кОм} < R_1 < 10 \text{ кОм}$ , определяют  $R_2$ .

**Пример.** Пусть  $U_1 = 2 \text{ В}$ ,  $U_2 = 4 \text{ В}$ ,  $U_{\text{ВЫХ}} = 10 \text{ В}$ . Тогда  $K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_2 - U_1} = \frac{10}{4 - 2} = 5$ .

Задав  $R_1 = 2 \text{ кОм}$ , определяем  $R_2 = KR_1 = 5 \cdot 2 = 10 \text{ кОм}$ .

## 3.9. Интегрирующий усилитель

Если в схеме инвертирующего усилителя (рис. 3.12, а) вместо резистора  $R_2$  установить конденсатор  $C$ , то получим инвертирующий интегрирующий усилитель (рис. 3.15, а). При выполнении указанных ранее условий  $R \ll r_{\text{ВХ}}$ ,  $\Delta u = 0$ , и в этом устройстве  $i_1 = i_2$ . А так как

$$i_1 = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R}, \quad i_2 = -C \frac{du_c}{dt}, \quad \text{то}$$

$$\frac{u_{\text{ВХ}}}{R} = -C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}, \quad (3.24)$$

где  $\frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} = V_{\text{ВЫХ}}$  – скорость изменения выходного напряжения.

Решая (3.24) относительно  $u_{\text{ВЫХ}}$ , получим:

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{ВХ}}(t) dt + U_{\text{ВЫХ}}(0), \quad (3.25)$$

где  $U_{\text{ВЫХ}0}$  – выходное напряжение при  $t = 0$ .

Если  $u_{\text{ВХ}}(t) = U_m \sin \omega t$ , то

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_m \sin \omega t dt = -\frac{1}{\omega RC} U_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.26)$$

где  $-\frac{1}{\omega RC} = -\frac{X_c}{R} = K$  – коэффициент усиления, зависящий от частоты. Чем больше  $f$ , тем меньше  $K$ . При этом  $u_{\text{ВЫХ}}(t)$  в связи с интегри-

рованием отстает по фазе от  $u_{\text{ВХ}}$  на  $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ , а за счет инверсии отстает еще на  $\pi$ , т. е. в итоге отстает на  $270^\circ$  (рис. 3.15, б).

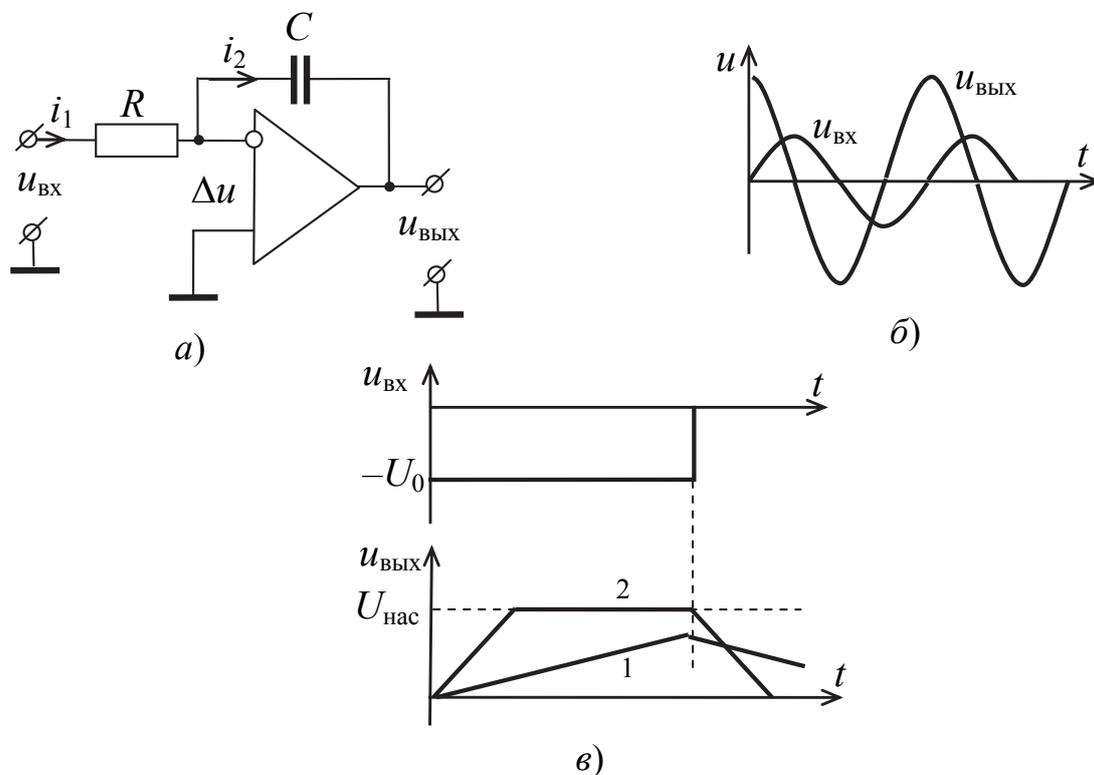


Рис. 3.15. Схема (а) и временные диаграммы напряжений на входе и выходе интегратора для  $u_{\text{ВХ}} = U_m \sin \omega t$  (б) и  $u_{\text{ВХ}} = -U_0$  (в)

Для исключения влияния постоянной составляющей тока на процесс интегрирования конденсатор  $C$  шунтируют резистором  $R_1 \gg R$ .

Если  $u_{\text{ВХ}}(t) = U_0 = \text{const}$ , то

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_0 dt + U_{\text{ВЫХ}0} = -\frac{U_0}{RC} t + U_{\text{ВЫХ}0}, \quad (3.27)$$

где  $\frac{U_0}{R_0} = V$  – скорость изменения  $u_{\text{ВЫХ}}$ .

Из (3.27) видно, что выходное напряжение изменяется в этом случае по линейному закону. На рис. 3.15, в приведены временные диаграммы изменения  $u_{\text{ВЫХ}}(t)$  при  $u_{\text{ВХ}}(t) = -U_0$  для  $\tau_1 = RC$  и  $\tau' = R'C$  ( $\tau' > \tau$ ) – при  $U_{\text{ВЫХ}0} = 0$ .

Расчет интегрирующего усилителя.

Пусть необходимо при  $U_0 = -5$  В получить линейное изменение  $u_{\text{ВЫХ}}$  от  $U_{\text{ВЫХ}0} = -10$  В до  $U_{\text{ВЫХ max}} = +10$  В за время  $t = 2$  мс.

Скорость  $V = \frac{-U_{\text{ВЫХ}0} + U_{\text{ВЫХ max}}}{t} = \frac{10 + 10}{2 \cdot 10^{-3}} = 10^4$  В/с. Следовательно-

но,  $\tau = RC = -\frac{U_0}{V} = -\frac{-5}{10^4} = 0,5 \cdot 10^{-3}$  с. Задавшись стандартным значе-

нием  $C = 0,1$  мкФ, определим  $R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^3$  Ом.

Выбираем ближайшее стандартное значение  $R = 5,1$  кОм.

### 3.10. Дифференцирующий усилитель

Поменяв местами  $C$  и  $R$  в схеме интегратора (рис. 3.15, а), получим дифференцирующий усилитель (рис. 3.16).

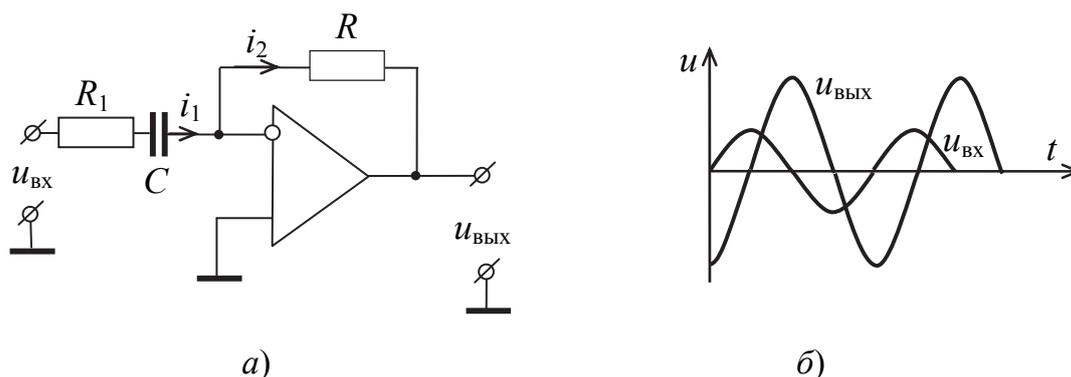


Рис. 3.16. Схема (а) и временные диаграммы напряжений дифференцирующего усилителя (б)

Действительно, здесь  $i_1 = C \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}$ ,  $i_2 = -\frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R}$ , и, следовательно,

$$u_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}. \quad (3.28)$$

Если на вход подать синусоидальное напряжение  $u_{\text{ВХ}} = U_m \sin \omega t$ , то

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\omega RC U_m \cos \omega t = -K \cos \omega t, \quad (3.29)$$

где  $K = \omega RC$  – коэффициент усиления, зависящий от частоты.

Резистор  $R_1$  повышает стабильность работы дифференциатора.

### 3.11. Усилители мощности

Ранее рассмотренные усилители напряжения работают на высокоомную нагрузку с сопротивлением  $R_n \geq 2$  кОм. Такими нагрузками являются последующие каскады усиления.

Для воздействия на низкоомную нагрузку используют специальные каскады усиления, способные развивать в нагрузке необходимую мощность. Эти каскады усиления, называемые усилителями мощности, обычно устанавливают после усилителей напряжения.

Разработано множество различных усилителей мощности, как с трансформаторами, так и без трансформаторов. В настоящее время преимущественно используют безтрансформаторные усилители мощности как более простые, малогабаритные и дешевые.

В качестве усилителей мощности можно использовать эмиттерные повторители, т. е. усилительные каскады на биполярных транзисторах по схеме с общим коллектором.

При использовании одного транзистора (рис. 3.17, а) усилитель мощности будет усиливать полусинусоиду одной полярности. Эта схема называется однотактным усилителем мощности, имеющим низкий КПД и большие искажения усиленного сигнала. На практике используется схема двухтактного усилителя мощности на двух транзисторах с разным типом проводимости (рис. 3.17, б) ( $n-p-n$  – VT1 и  $p-n-p$  – VT2).

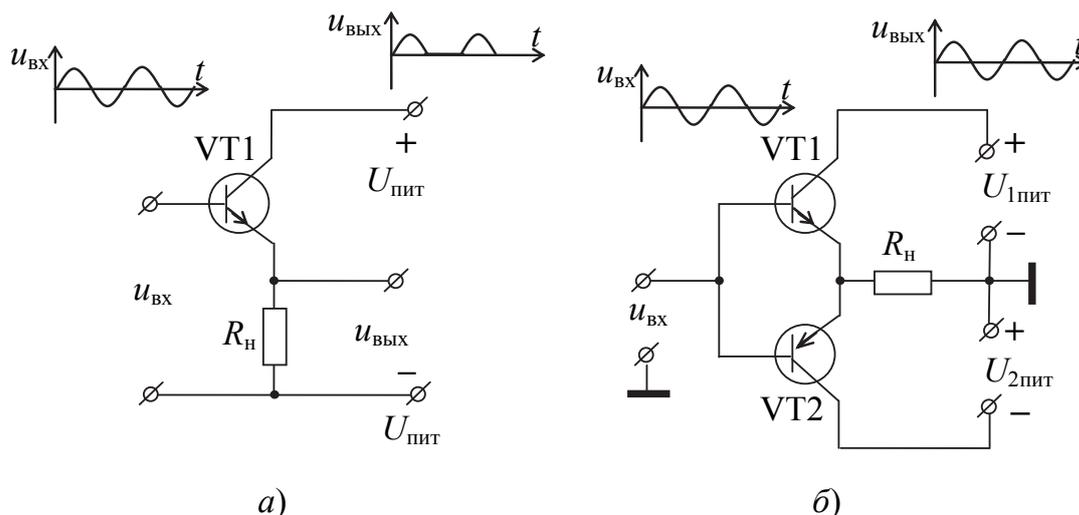


Рис. 3.17. Схема однотактного (а) и двухтактного (б) усилителя мощности

Поэтому при положительной полусинусоиде  $u_{\text{вх}}$  открывается VT1, а VT2 – закрыт. И, наоборот, при отрицательной полусинусоиде  $u_{\text{вх}}$  открыт транзистор VT2, а VT1 – закрыт. Результирующий ток  $i_{\text{н}}$  в нагрузке будет по форме близок к синусоиде (при  $u_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$ ) и усилен в  $\beta$  раз. Коэффициент полезного действия такого усилителя может достигнуть (75–80) %.

Усилители мощности (рис. 3.17, б) используют для получения в нагрузке токов в несколько сотен миллиампер. При необходимости получать большие токи используют усилители мощности с составными транзисторами.

### Вопросы для самопроверки

1. Дайте определение усилителя электрических сигналов и приведите классификацию усилителей по различным критериям.
2. Начертите блок-схему усилителя.
3. Дайте определение основных параметров и характеристик усилителей.
4. Дайте определение обратной связи. Какие виды обратных связей применяются в усилителях?
5. Приведите схему однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером и поясните способ выбора рабочей точки на передаточной характеристике транзистора для минимизации нелинейных искажений формы усиливаемого сигнала.
6. Начертите упрощенное условное графическое обозначение микросхемы интегрального операционного усилителя и укажите назначение выводов.
7. Приведите блок-схему операционного усилителя и укажите функциональное назначение каждого блока.
8. Какими параметрами характеризуется работа микросхемы интегрального операционного усилителя? Приведите значения основных параметров ИОУ в идеализированном представлении.
9. Перечислите схемотехнические разновидности усилителей электрических сигналов, реализуемых на основе микросхемы ИОУ.
10. Приведите схему неинвертирующего усилителя на ИОУ и поясните порядок выбора параметров элементов схемы по заданным значениям  $U_{m \text{ вх}}$  и  $U_{m \text{ вых}} \leq U_{\text{нас}}$ .
11. Приведите схему инвертирующего усилителя на ИОУ и поясните порядок выбора параметров элементов схемы по заданным  $U_{m \text{ вх}}$  и  $U_{m \text{ вых}} \leq U_{\text{нас}}$ .

12. Приведите схему суммирующего усилителя на ИОУ и поясните порядок выбора параметров элементов схемы по заданным  $U_{m1ВХ}$ ,  $U_{m2ВХ}$  и  $U_{mВЫХ} \leq U_{нас}$ .

13. Приведите схему вычитающего усилителя на ИОУ и поясните порядок выбора параметров элементов схемы по заданным  $U_{m1ВХ}$ ,  $U_{m2ВХ}$  и  $U_{mВЫХ} \leq U_{нас}$ .

14. Приведите схему интегрирующего усилителя на ИОУ и поясните порядок выбора параметров элементов схемы. Запишите выражение связи  $u_{ВЫХ}(t)$  с  $u_{ВХ}(t)$ .

15. Приведите схему дифференцирующего усилителя и поясните его работу на основе выражения связи  $u_{ВЫХ}(t)$  с  $u_{ВХ}(t)$ .

16. Каково назначение усилителей мощности?

17. Приведите схемы однотактного и двухтактного усилителей мощности на биполярных транзисторах по схеме эмиттерных повторителей.

## Глава 4. ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

### 4.1. Условия самовозбуждения генераторов

Генератор электрических колебаний – это электронное устройство, преобразующее энергию источника питания постоянного тока в энергию переменного тока требуемой частоты и формы.

Генераторы строятся на основе усилительных устройств с применением положительной обратной связи (ПОС). При этом для обеспечения режима самовозбуждения цепь ПОС должна быть соответствующей структуры для каждой формы генерируемого сигнала.

На рис. 4.1 приведена блок-схема генератора.

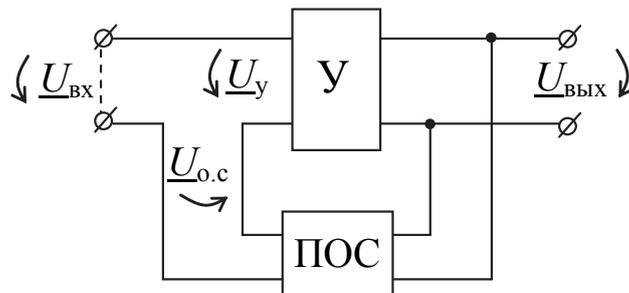


Рис. 4.1. Блок-схема генератора

Если вход усилителя не замкнут накоротко и на вход подается сигнал  $\underline{U}_{\text{ВХ}}$ , то  $\underline{U}_y = \underline{U}_{\text{ВХ}} + \underline{U}_{\text{ПОС}}$ , где  $\underline{U}_{\text{ПОС}} = \underline{\gamma}\underline{U}_{\text{ВЫХ}}$ . Следовательно,

$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \underline{K}\underline{U}_y = \underline{K}(\underline{U}_{\text{ВХ}} + \underline{\gamma}\underline{U}_{\text{ВЫХ}}), \quad (4.1)$$

где  $\underline{K}$  и  $\underline{\gamma}$  – комплексные коэффициенты передачи по напряжению усилителя (У) и цепи ПОС.

У самовозбуждающихся генераторов  $\underline{U}_{\text{ВХ}} = 0$ , т. е. входные клеммы замкнуты накоротко (рис. 4.1). С учетом этого соотношение (5.1) преобразуется к виду:

$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \underline{K}\underline{\gamma}\underline{U}_{\text{ВЫХ}}, \text{ или } 1 = \underline{K}\underline{\gamma}. \quad (4.2)$$

Выражение (4.2) – математическая запись условия самовозбуждения генератора.

Так как  $\underline{K} = K e^{j\alpha}$  и  $\underline{\gamma} = \gamma e^{j\varphi}$ , то (4.2) распадается на два уравнения:

$$K\gamma = 1; \quad (4.3)$$

$$\alpha + \varphi = 0, 2\pi, \dots, \quad (4.4)$$

где  $K$  и  $\gamma$  – модули комплексных коэффициентов передачи усилителя и цепи ПОС;  $\alpha$  – сдвиг по фазе между  $\underline{U}_{\text{ПОС}}$  и  $\underline{U}_{\text{ВЫХ}}$ , определяемый структурой ПОС;  $\varphi$  – сдвиг по фазе между  $\underline{U}_y = \underline{U}_{\text{ПОС}}$  и  $\underline{U}_{\text{ВЫХ}}$ , определяемый схемой усилителя.

Соотношение (4.3) называется условием баланса амплитуд. Оно означает, что сигнал, проходя через цепь ПОС, ослабляется в  $K$  раз ( $K = \frac{1}{\gamma}$ ), а проходя через усилитель – усиливается в  $K$  раз и приходит на выход усилителя с неизменной амплитудой.

Соотношение (4.4) называется условием баланса фаз. Оно означает, что в генераторе должна быть цепь ПОС такая, чтобы угол  $\varphi$  в сумме с углом  $\alpha$  равнялся нулю, или четному числу  $\pi$ .

Если условия (4.3) и (4.4) выполняются только на одной частоте, то на выходе генератора поддерживается синусоидальное напряжение. В этом случае мы имеем генератор гармонических колебаний.

Если же (4.3) и (4.4) выполняются для множества частот, то на выходе генератора поддерживается напряжение прямоугольное по форме. В этом случае мы имеем генератор прямоугольных импульсов, называемый мультивибратором.

## 4.2. Свойства частотно-избирательных цепей положительной обратной связи

В генераторах гармонических колебаний в качестве цепей обратной связи часто используют частотно-зависимые  $RC$ -цепи, которые на частоте  $\omega_0$  осуществляют сдвиг по фазе либо на  $180^\circ$  (трехзвенная  $RC$ -цепь, двойной  $T$ -мост), либо на угол  $\alpha = 0$  (мост Вина, упрощенный мост Вина). При этом для выполнения условия (5.4) цепи первого типа включаются между выходом усилителя и инвертирующим входом усилителя на ИОУ. В этом случае суммарный сдвиг по фазе  $\varphi + \alpha = 180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$ .

Цепи ПОС второго типа включают между выходом и неинвертирующим входом микросхемы ИОУ. В этом случае суммарный фазовый сдвиг равен нулю. На рис. 4.2, *а* приведена  $RC$ -цепь по схеме упрощенного моста Вина.

Так как  $\underline{Z}_1 = R - j \frac{1}{\omega C}$  и  $\underline{Z}_2 = \frac{R}{1 + j\omega RC}$ , то из рис. 4.2, *б* следует, что  $\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \underline{I} \underline{Z}_2$ , где  $\underline{I} = \frac{\underline{U}_{\text{ВХ}}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}$ , и, следовательно,

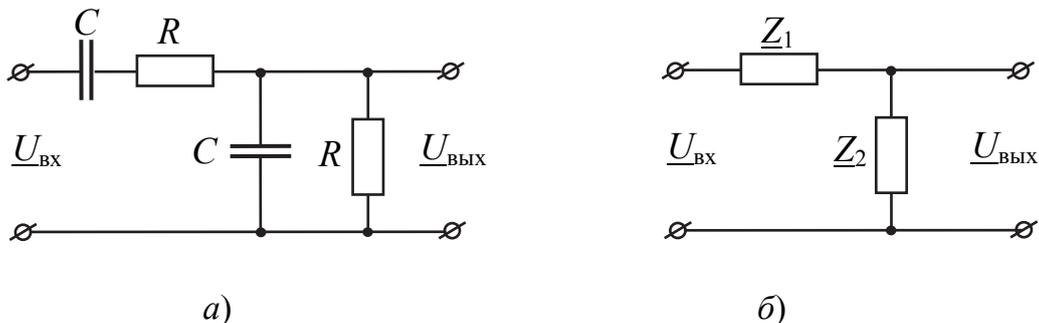
$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\underline{U}_{\text{ВХ}}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \underline{Z}_2.$$


Рис. 4.2. Схема (*а*) и расчетный эквивалент (*б*) частотно-избирательной  $RC$ -цепи

Таким образом, комплексный коэффициент передачи цепи (рис. 4.2, *а*) по напряжению:

$$\underline{\gamma} = \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{3}{3R + j\left(\omega R^2 C - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

При этом

$$\gamma = |\underline{\gamma}| = \frac{R}{\sqrt{9R^2 + \left(\omega R^2 C - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (4.5)$$

График этой зависимости приведен на рис. 4.3, а.

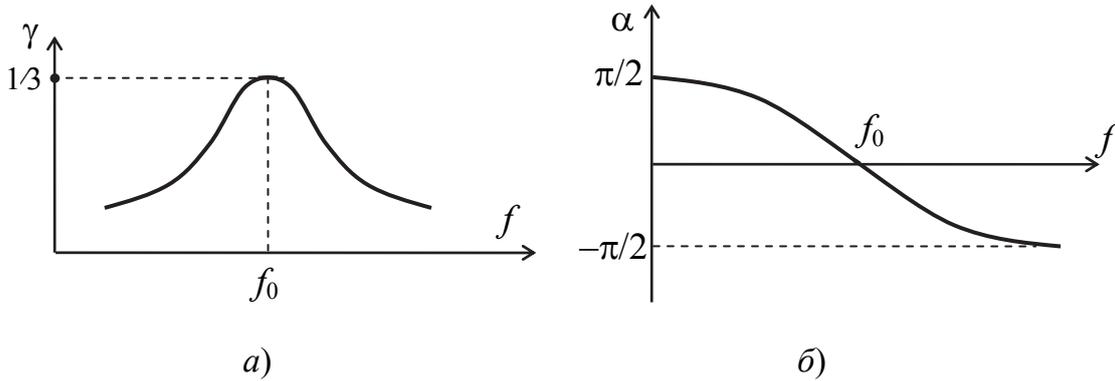


Рис. 4.3. Частотные характеристики RC-цепи

Из условия  $\frac{d\gamma}{d\omega} = 0$  получаем выражение для частоты, на которой  $\gamma$  принимает экстремальное (максимальное) значение:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, \text{ или } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (4.6)$$

Из подстановки (4.6) в (4.5) следует, что  $\gamma(\omega_0) = \frac{1}{3}$ .

Фазовый сдвиг, вносимый рассматриваемой цепью ПОС на произвольной частоте  $\omega$ , равен:

$$\alpha = -\text{arctg} \left( \frac{\omega R^2 C - \frac{1}{\omega C}}{3R} \right). \quad (4.7)$$

При этом на частоте  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ ,  $\alpha = 0$  (рис. 4.3, б).

На рис. 4.4 приведена схема цепи ПОС, обеспечивающая частотно-независимое значение коэффициента передачи цепи ПОС.

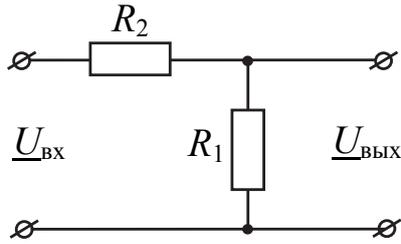


Рис. 4.4. Схема цепи ПОС, не вносящей фазового сдвига

$$\underline{U}_{\text{ПОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_1 + R_2} R_1, \text{ или } \underline{\gamma} = \frac{U_{\text{ПОС}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (4.8)$$

Частотные свойства других типов цепей ПОС, применяемых в генераторах, приводятся в литературе.

### 4.3. Генератор гармонических колебаний RC-типа на основе интегративного операционного усилителя

На рис. 4.5 приведена схема генератора синусоидальных колебаний, реализуемого на основе микросхемы ИОУ. В нем применена цепь ПОС (рис. 4.2, а).

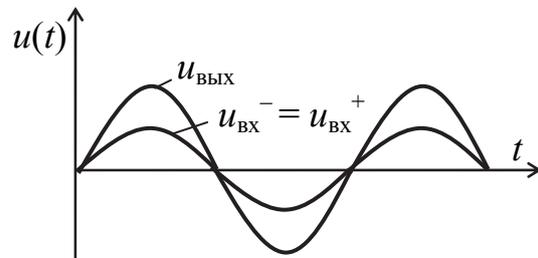
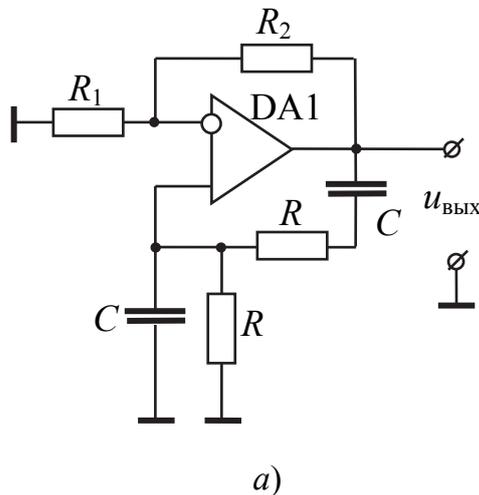


Рис. 4.5. Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) на входах ИОУ и выходе генератора гармонических колебаний

Условие баланса амплитуд  $K\gamma = 1$  в этом устройстве выполнено за счет выбора  $\frac{R_2}{R_1}$  из выражения  $K = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$ , и, следовательно,  $\frac{R_2}{R_1} = 2$ . Так как цепь ПОС на частоте  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  имеет  $\gamma = \frac{1}{3}$ , то  $K\gamma = 3 \cdot \frac{1}{3} = 1$ .

Условие баланса фаз  $\alpha + \varphi = 0$  выполнено на единственной частоте  $f_0$ , так как  $\alpha = 0$  и  $\varphi = 0$  (рис. 4.3, б).

Для развития процесса самовозбуждения генератора необходимо выбрать  $K$  чуть-чуть больше, чем  $\frac{1}{\gamma} = 3$ . Тогда при подключении генератора к источнику питания гармонические колебания на частоте  $f_0$  будут поступать с выхода генератора через цепь ПОС на инвертирующий вход ИОУ. А так как  $K > \frac{1}{\gamma}$ , то эти колебания будут усиливаться усилителем чуть больше, чем ослабляться цепью ПОС.

Поэтому с каждым циклом колебаний на частоте  $f_0$  амплитуда колебаний будет возрастать, как это показано на рис. 4.6, а.

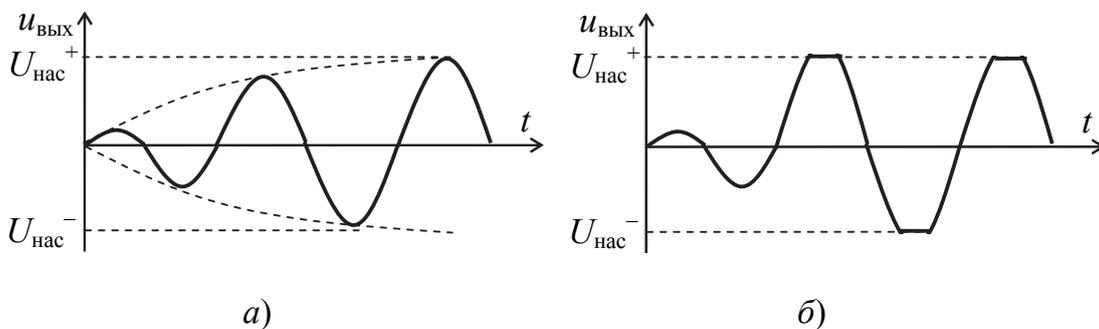


Рис. 4.6. Временные диаграммы возбуждения RC-генератора:

а – для  $K = \frac{1}{\gamma} = 3$ ; б – для  $K > 3$

При достижении амплитудой величины напряжения насыщения ( $U_{нас}$ ) коэффициент усиления  $K$  становится равным 3, и на выходе генератора установятся колебания синусоидальной формы с частотой  $f_0$  и амплитудой  $U_m = U_{нас}$ . При этом искажение формы колебаний за счет среза у вершин синусоид будет минимальным.

Если же выбрать  $K$  существенно больше  $1/\gamma$ , то  $u_{\text{вых}}$  достигнет величины  $U_{\text{нас}}$  раньше амплитудного значения, что приведет к значительным искажениям (рис. 4.6, б).

Для стабилизации амплитуды колебаний и минимизации искажений применяют дополнительные элементы для автоматической регулировки  $K$ .

При необходимости регулирования частоты  $f_0$  вместо постоянных резисторов  $R$  устанавливают сдвоенный (на одной оси) переменный резистор.

*Расчет RC-генератора*

По заданной частоте  $f_0$  определяют величину  $\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_0}$ .

Затем, задавшись стандартным значением  $C$ , определяют  $R = \frac{\tau}{C}$ , и принимают ближайшее к расчетному стандартное значение  $R$ . Далее, задавшись значением  $R_1$  (единицы, десятки килоом), определяют:

$$R_2 = 2R_1.$$

#### **4.4. Преобразователи и генераторы импульсных сигналов**

В электронных устройствах различного назначения широко используются импульсные сигналы прямоугольной, треугольной, пилообразной и другой формы. Импульсные сигналы имеют повышенную помехозащищенность, позволяют передавать информацию с большой точностью и надежностью при меньших затратах энергии.

Схемотехническое построение многих генераторов импульсных сигналов часто основано на применении так называемого регенеративного кольца «интегратор–компаратор».

Для понимания принципа работы таких генераторов необходимо понимать работу его составных частей (функциональных блоков).

Ранее в § 3.11 уже рассматривалась работа интегрирующего усилителя (интегратора). Назначение, разновидности и принцип работы аналоговых компараторов изложены ниже.

### 4.4.1. Аналоговые компараторы

Аналоговые компараторы – это электронные устройства, предназначенные для сравнения аналоговых сигналов. Они бывают одно-входовыми, двух- и многовходовыми.

На рис. 4.7, а приведена схема одновходового компаратора на микросхеме ИОУ.

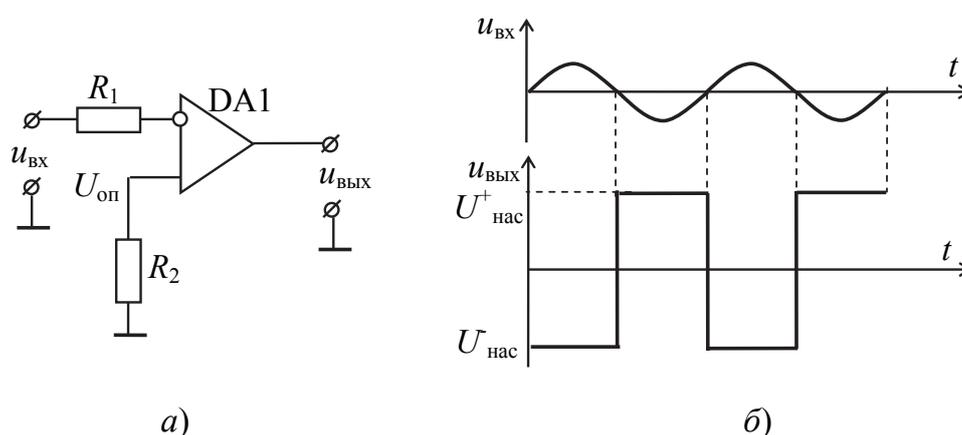


Рис. 4.7. Схема (а) и диаграммы напряжений (б) на входе и выходе нуля-компаратора

На неинвертирующий вход микросхемы DA1 интегрального операционного усилителя (ИОУ) подается опорный сигнал  $U_{оп} = 0$ , а на инвертирующий вход – входной сигнал  $u_{вх}$ . В момент равенства сигналов на обоих входах происходит резкое изменение напряжения на выходе компаратора от  $U_{нас}^+$  до  $U_{нас}^-$ , и, наоборот. Таким образом, можно по сигналу на выходе судить о величине сигнала  $u_{вх}$  (больше нуля он, или меньше).

На рис. 4.7, б проиллюстрировано применение нуля-компаратора для преобразования входного синусоидального сигнала в симметричные прямоугольные импульсы.

На рис. 4.8, а приведена схема двухвходового компаратора для сравнения двух однополярных сигналов. До момента  $t_1$  (рис. 4.8, б)  $U_{оп} > U_x$  и полярность  $u_{вых}$  совпадает с полярностью  $U_{оп}$ , а  $u_{вых} = U_{нас}^+$ . После момента времени  $t_1$  напряжение  $u_x > U_{оп}$ . Теперь полярность  $u_{вых}$  противоположна входному сигналу  $u_x$ . При этом при весьма незначительном превышении  $u_x$  над  $U_{оп}$ , т. е. практически в момент времени  $t_1$  напряжение на выходе компаратора устанавливается равным  $U_{нас}^-$ .

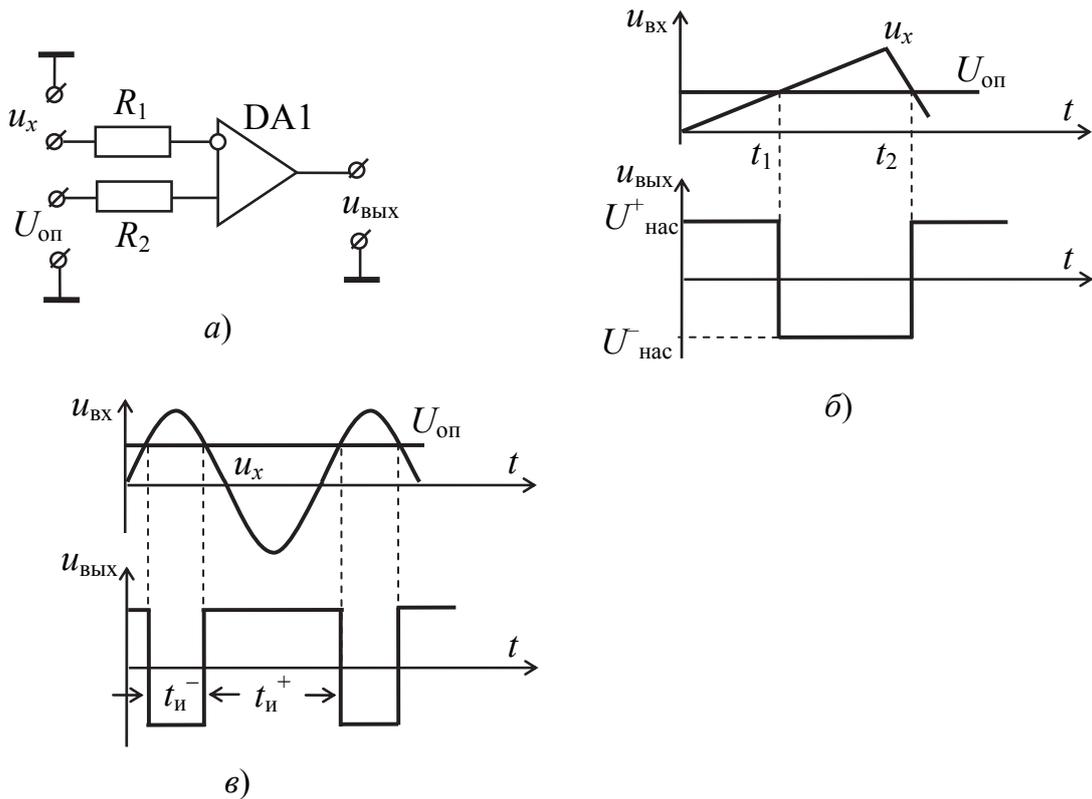


Рис. 4.8. Схема (а) и диаграммы напряжений на входе и выходе двухвходового компаратора (б, в)

На рис. 4.8, в проиллюстрировано преобразование синусоидального входного напряжения в несимметричные ( $t_{и}^- < t_{и}^+$ ) прямоугольные импульсы. Изменяя величину  $U_{оп}$ , можно изменять соотношение между  $t_{и}^-$  и  $t_{и}^+$ .

Такие свойства компараторов обусловлены большим значением коэффициента усиления ( $K_{ИОУ} \geq 50000$ ). При этом

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ИОУ}}(U_{\text{оп}} - u_x). \quad (4.9)$$

Наличие двух входов и отсутствие цепей обратной связи позволяет достичь  $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{нас}}^+$  при весьма незначительной разности сигналов  $U_{\text{оп}}$  и  $u_x$  ( $\Delta u \approx$  десятые доли милливольт).

Компараторы на основе микросхемы ИОУ позволяют проводить сравнение сигналов с высокой точностью, но обладают относительно низким быстродействием, обусловленным большим временем выхода транзисторов микросхемы из состояния насыщения. Более высоким быстродействием обладают специализированные интегральные микросхемы компараторов, выпускаемые промышленностью. В марки-

ровке таких микросхем значатся буквы СА (К521СА1, К521СА2, К544СА3 и др.). Цоколевка и параметры интегральных компараторов различных серий приводятся в справочниках.

#### 4.4.2. Триггеры Шмитта

Функции переключающих устройств на требуемом уровне  $U_{оп}$  в импульсных генераторах, реализуемых по схеме «интегратор–компаратор», часто выполняют триггеры Шмитта, отличающиеся от вышерассмотренных компараторов наличием широкополосной (реализуемой на резисторах) цепи положительной обратной связи (ПОС) (рис. 4.9, а).

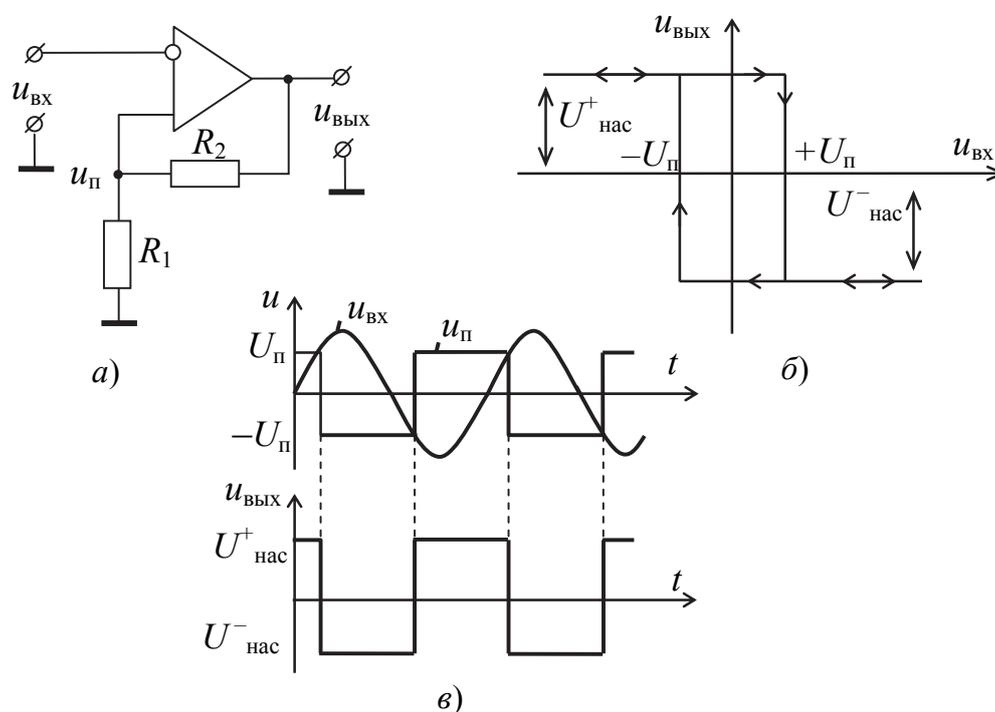


Рис. 4.9. Схема (а), передаточная характеристика (б) и временные диаграммы напряжений (в) триггера Шмитта

Это устройство имеет два устойчивых состояния: выходное напряжение принимает значение  $U_{нас}^+$  или  $U_{нас}^-$ . В любом из этих состояний триггер может находиться сколько угодно до прихода  $u_{вх} > U_{п}$ , где  $U_{п}$  – пороговое напряжение  $U_{п} = \gamma U_{нас}$ ,

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.10)$$

– коэффициент передачи цепи ПОС.

За счет цепи ПОС в триггере Шмитта при достижении условия  $|u_{\text{ВХ}}| > |U_{\text{п}}|$  развивается регенеративный процесс перехода  $u_{\text{ВЫХ}}$  скачком от  $U_{\text{нас}}^+$  на  $U_{\text{нас}}^-$  или, наоборот. Свойства триггера Шмитта поясняются передаточной характеристикой (рис. 4.9, б). Из этого рисунка следует, что его передаточная характеристика имеет гистерезис. При этом ширина петли гистерезиса зависит от величины коэффициента передачи  $\gamma$  цепи ПОС.

Из временных диаграмм напряжений (рис. 4.9, в) следует, что напряжение на выходе триггера  $u_{\text{ВЫХ}}$  и на неинвертирующем входе  $u_{\text{п}}$  повторяют друг друга по форме, что обусловлено отсутствием в цепи ПОС реактивных элементов ( $\gamma$  не зависит от частоты).

#### 4.5. Симметричный мультивибратор на основе микросхемы интегрального операционного усилителя

Мультивибраторы – это генераторы сигналов прямоугольной формы. «Мульти» – много, т. е. мультивибратор – это генератор, дающий много гармоник. Действительно, при разложении сигнала прямоугольной формы в ряд Фурье получается много синусоидальных (гармонических) составляющих, которые в сумме и дают прямоугольную форму.

Мультивибраторы собирают на транзисторах или на микросхемах. На рис. 4.10, а приведена схема симметричного мультивибратора на ИОУ, широко используемого в импульсных устройствах низкой частоты – до 100 кГц.

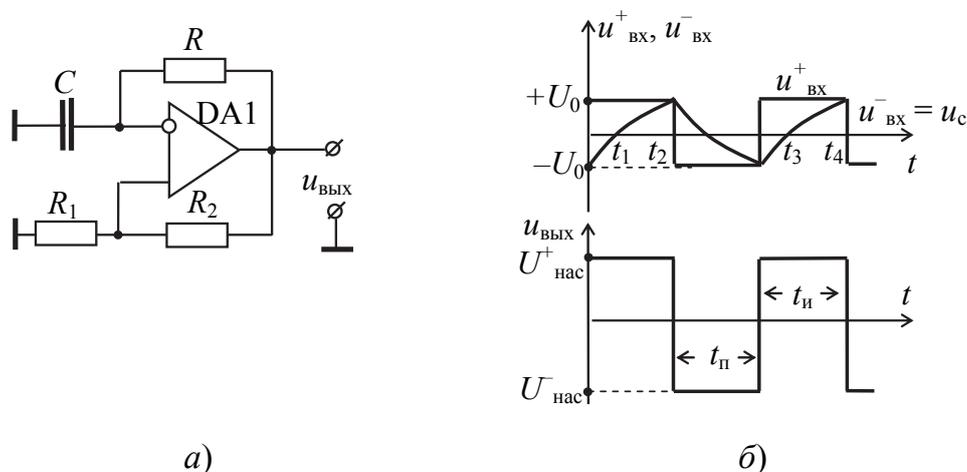


Рис. 4.10. Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) на входах и выходе симметричного мультивибратора

Мультивибратор работает в автоколебательном режиме, т. е. непрерывно формирует импульсы без внешнего воздействия, сразу после подключения к микросхеме ИОУ двухполярного источника питания (цепи питания на рис. 4.10, *a* не показаны).

При этом частота генерируемых импульсов:

$$f = \frac{1}{2RC \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)}. \quad (4.11)$$

Генератор работает следующим образом. Пусть в результате случайных процессов, после включения в момент времени  $t_1$  источника питания напряжение  $u_C = -U_0$ , а  $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$ . Перезаряд конденсатора  $C$  будет происходить под воздействием  $U_{\text{нас}}^+$  по цепи  $RC$  по экспоненте согласно известному из электротехники уравнению:

$$u_C(t) = U_{\text{нас}}^+ - (U_{\text{нас}}^+ + U_0)e^{-t/\tau}. \quad (4.12)$$

К моменту окончания перезаряда, когда  $u_C(t) = \frac{U_{\text{нас}}^+}{R_1 + R_2} R_1 = U_0^+$ , произойдет лавинообразное переключение триггера Шмитта, т. е.  $u_{\text{вых}}$  скачком изменится от  $U_{\text{нас}}^+$  до  $U_{\text{нас}}^-$ , и снова будет происходить перезаряд конденсатора от  $U_0^+$  до  $U_0^-$  по соотношению

$$u_C(t) = U_{\text{нас}}^- - (U_{\text{нас}}^- - U_0)e^{-t/\tau} \quad (4.13)$$

в интервале времени  $t_2 \div t_3$ .

Из выражений (4.12), (4.13) после преобразований получим, что

$$t_{\text{и}} = \tau_{\text{и}} \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right); \quad t_{\text{п}} = \tau_{\text{п}} \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right), \quad (4.14)$$

где  $\tau_{\text{и}} = R_{\text{и}}C$ ,  $\tau_{\text{п}} = R_{\text{п}}C$ .

Так как  $R_{\text{и}} = R_{\text{п}} = R$ , то

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{\text{и}} + t_{\text{п}}} = \frac{1}{2\tau \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)}, \quad (4.15)$$

где  $\tau_{\text{и}} = \tau_{\text{п}} = RC$  – постоянная времени цепи перезаряда конденсатора.

### Расчет симметричного мультивибратора

При расчете симметричного мультивибратора обычно известна требуемая частота  $f$ . Тогда, задавшись отношением  $\frac{R_1}{R} \leq 0,5$ , из (4.15) определяют  $\tau = RC$ , и далее, задавшись значением  $C$ , определяют  $R = \frac{\tau}{C}$ .

## 4.6. Несимметричный мультивибратор на интегральном операционном усилителе

При необходимости получить несимметричные прямоугольные импульсы напряжения, когда  $t_{\text{и}} \neq t_{\text{п}}$ , применяют несимметричный мультивибратор (рис. 4.11, а), в котором перезаряд конденсатора происходит по разным цепочкам, с различными постоянными времени.

Если  $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{нас}}^+$ , то открыт диод VD1, и  $\tau_{\text{и}} = R_{\text{и}}C$ . При этом длительность формируемого импульса:

$$t_{\text{и}} = R_{\text{и}}C \ln\left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right). \quad (4.16)$$

Если же  $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{нас}}^-$ , то открыт диод VD2, и  $\tau_{\text{п}} = R_{\text{п}}C$ . При этом длительность формируемого импульса отрицательной полярности (паузы):

$$t_{\text{п}} = R_{\text{п}}C \ln\left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right). \quad (4.17)$$

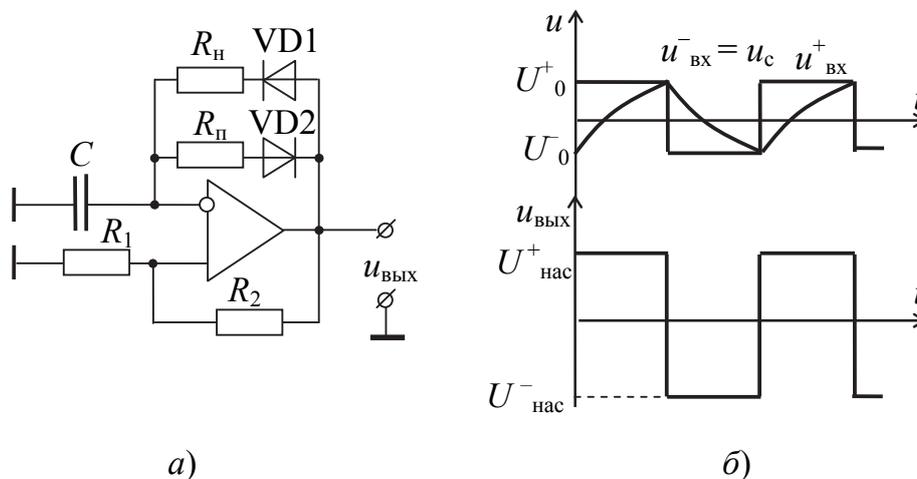


Рис. 4.11. Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) на входах и выходе несимметричного мультивибратора

### *Расчет несимметричного мультивибратора*

При расчете несимметричного мультивибратора обычно известны длительность импульса  $t_{и}$  и длительность паузы  $t_{п}$ . Задавшись величиной отношения  $\frac{R_1}{R_2} \leq 0,5$ , определяют  $\tau_{и} = R_{и}C$  и  $\tau_{п} = R_{п}C$  из выражений (4.16) и (4.17). Задавшись далее величиной емкости  $C$ , находят  $R_{и} = \frac{\tau_{и}}{C}$  и  $R_{п} = \frac{\tau_{п}}{C}$ .

## **4.7. Генератор одиночных прямоугольных импульсов (ждуший мультивибратор) на интегральном операционном усилителе**

Генераторы импульсов могут работать не только в автоколебательном режиме, но и в ждущем режиме, и в режиме внешней синхронизации и деления частоты.

На рис. 4.12, *a* приведена схема генератора, который формирует одиночный импульс на выходе только после подачи на неинвертирующий вход микросхемы ИОУ внешнего (запускающего) импульса положительной полярности и амплитуды большей, чем  $\frac{U_{нас}}{R_1 + R_2} R_1 = U_n$ .

При этом длительность формируемого импульса:

$$t_{и} = RC \ln \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (4.18)$$

При отсутствии запускающих импульсов, формируемых цепочкой  $C_1R_3 - VD2$ , устройство представляет собой симметричный мультивибратор, находящийся в заторможенном состоянии благодаря наличию диода  $VD1$ .

При подаче прямоугольного импульса на вход дифференцирующей цепочки  $C_1R_3$ , на резисторе  $R_3$  формируются два коротких импульса напряжения  $u_{R_3} = R_3C_1 \frac{du_{вх}}{dt}$ , длительность которых определяется постоянной времени  $\tau_{вх} = R_3C_1$ .

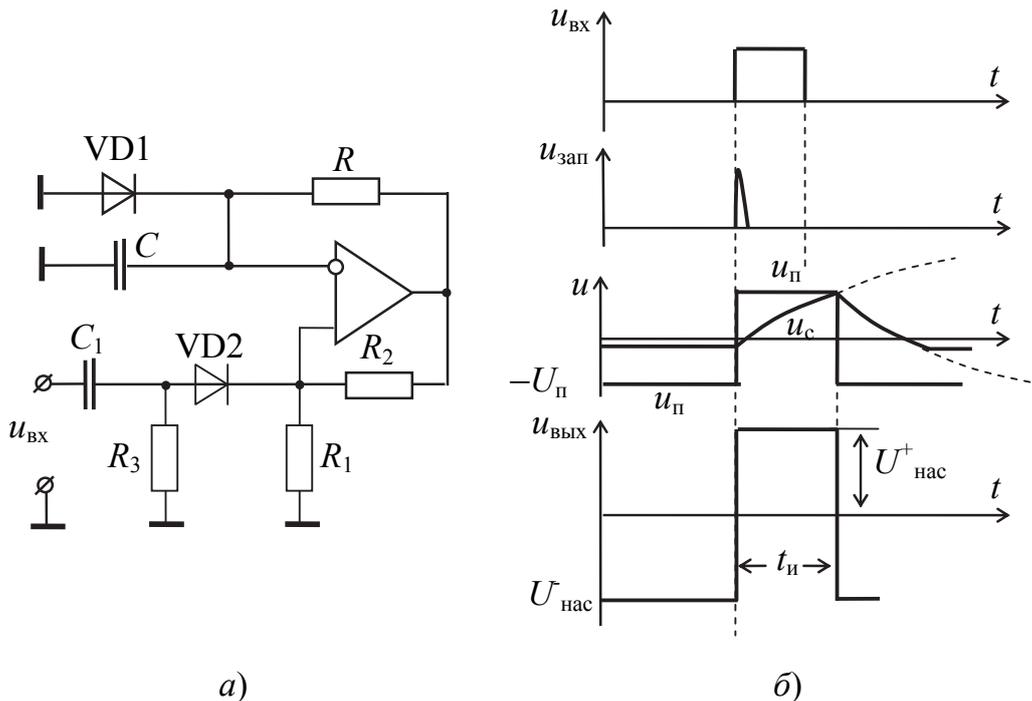


Рис. 4.12. Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) на входах и выходе ждущего мультивибратора

Через диод VD2 на неинвертирующий вход одновибратора поступают только положительные запускающие импульсы  $u_{\text{зап}}$ . Если  $u_{\text{зап}} > \left| \frac{U_{\text{нас}}}{R_1 + R_2} R_1 \right| = U_{\text{п}}$ , то одновибратор переключается в состояние, когда  $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{нас}}^+$ . Начинается заряд конденсатора  $C$  с постоянной времени  $\tau = RC$ . При достижении  $u_c = U_{\text{п}}$  одновибратор скачком возвращается в исходное состояние, когда  $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{нас}}^-$ .

Так как конденсатор в этом устройстве перезаряжается от  $u_c \approx 0$  до  $u_c = U_{\text{п}}$ , то длительность формируемого импульса определяется выражением (4.18).

Если на вход формирующей цепочки поступают импульсы с периодом  $T_{\text{зап}} > t_{\text{и}}$ , то на выходе одновибратора будет формироваться последовательность прямоугольных импульсов с частотой  $f = \frac{1}{T_{\text{зап}}}$ , длительностью, определяемой выражением (4.18), и с амплитудой  $U_m = U_{\text{нас}}$ .

При  $T_{\text{зап}} < t_{\text{и}}$  генератор станет срабатывать через импульс, т. е. будет происходить деление частоты.

### Расчет одновибратора

При расчете обычно известна длительность импульса  $t_{\text{и}}$ . Задав- шись отношением  $\frac{R_1}{R_2} \leq 0,5$ , определяют  $\tau = RC$  из (4.18).

Задавшись далее величиной  $C$ , определяют  $R = \frac{\tau}{C}$ . Далее опреде- ляют требуемую амплитуду запускающих импульсов  $U_{\text{м зап}} > \frac{U_{\text{нас}}}{R_1 + R_2} R_1$ .

## 4.8. Генераторы линейно-изменяющегося напряжения

Генераторы линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН) фор- мируют импульсы напряжения пилообразной формы (рис. 4.13, б). При этом в течение некоторого времени  $t_{\text{нар}}$  напряжение линейно на- растает, а затем в течение времени  $t_{\text{сп}}$  происходит возврат к исходно- му значению.

Для создания линейной зависимости напряжения от времени чаще всего используют заряд или разряд конденсатора постоянным током (рис. 4.13, а).

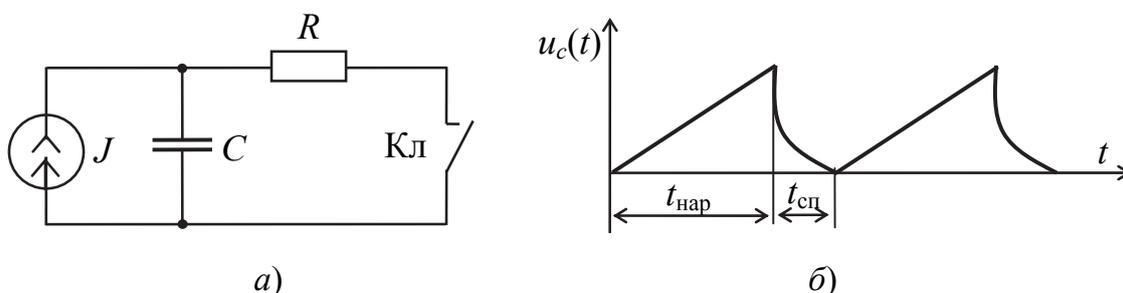


Рис. 4.13. Схема (а) и временные диаграммы напряжения (б) в простейшем формирователе линейно-нарастающего напряжения с источником тока

При разомкнутом ключе Кл конденсатор  $C$  заряжается от источ- ника тока  $J$  по закону:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^{t_{\text{нар}}} J dt + U_c(0) = \frac{J}{C} t + U_c(0), \quad (4.19)$$

где  $U_c(0)$  – начальное напряжение на конденсаторе.

При замыкании ключа происходит быстрый (при небольшом значении  $\tau = RC$ ) разряд конденсатора по экспоненциальному закону:

$$u_c(t) = U_m e^{-t/\tau}. \quad (4.20)$$

Пилообразные по форме напряжения и токи находят применение в генераторах горизонтальной развертки электронно-лучевых трубок осциллографов, в преобразователях напряжения во временной интервал, напряжения в частоту электрических колебаний, в число импульсов, в фазовый сдвиг и т. п.

#### 4.8.1. Генераторы линейно-изменяющегося напряжения с внешним управлением

На рис. 4.14, а приведена схема ГЛИН с внешним управлением ( $u_y$  – управляющее напряжение), а на рис. 4.14, б – диаграммы напряжения.

Схема состоит из аналогового компаратора (DA1) и интегратора (DA2). Длительность  $t_{и}$  входного положительного прямоугольного импульса  $u_y(t)$  определяет длительность стадии спада  $t_{сп}$   $u_r(t)$ , а длительность паузы между импульсами определяет длительность стадии нарастания  $t_{нар}$  выходного напряжения  $u_r(t)$ .

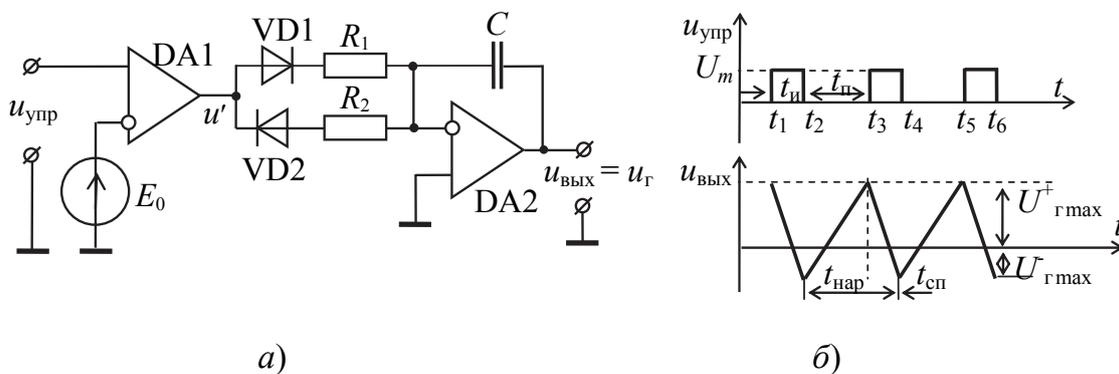


Рис. 4.14. Схема (а) и временные диаграммы напряжения (б) на входе и выходе

При поступлении входного прямоугольного импульса напряжения, амплитуда которого  $U_m > E_0$ , компаратор переходит в состояние положительного насыщения  $u' = U_{нас}^+$ . Открывается диод VD1, и напряжение  $u_r(t)$  убывает по линейному закону. При этом для момента времени  $t_2$  (рис. 4.14, б) напряжение на выходе интегратора (4.27):

$$U_{\Gamma \max}^- = -\frac{U_{\text{нас}}^+}{R_1 C} t_{\text{и}} + U_{\Gamma \max}^+, \quad (4.21)$$

или

$$\tau_1 = R_1 C = \frac{U_{\text{нас}}^+ t_{\text{и}}}{U_{\Gamma \max}^+ - U_{\Gamma \max}^-}. \quad (4.22)$$

После окончания импульса компаратор DA1 под воздействием  $E_0$  на инвертирующем входе переходит в состояние отрицательного насыщения  $u' = U_{\text{нас}}^-$ . Открывается диод VD2 и напряжение  $u_{\Gamma}$  на выходе интегратора возрастает по линейному закону. При этом для момента времени  $t_3$ :

$$U_{\Gamma \max}^+ = -\frac{U_{\text{нас}}^-}{R_2 C} t_{\text{п}} + U_{\Gamma \max}^-, \quad \text{или} \quad \tau_2 = R_2 C = \frac{U_{\text{нас}}^- t_{\text{п}}}{U_{\Gamma \max}^- - U_{\Gamma \max}^+}. \quad (4.23)$$

Устойчивая работа генератора (рис. 5.14, а) сводится к требованию:

$$\frac{t_{\text{и}}}{R_1 C} = \frac{t_{\text{п}}}{R_2 C}, \quad \text{или} \quad t_{\text{и}} R_2 = t_{\text{п}} R_1. \quad (4.24)$$

#### **4.8.2. Генераторы линейно-изменяющегося напряжения в автогенераторном режиме**

Кроме ГЛИН с внешним управлением, находят широкое применение ГЛИН, работающие в автогенераторном режиме, т. е. без управляющего сигнала (рис. 4.15, а).

Напряжение обратной связи  $u_{\text{о.с}}$  поступает на неинвертирующий вход компаратора DA1, как с выхода компаратора, так и с выхода интегратора DA2. Это напряжение находим в виде суммы  $u_{\text{о.с}} = u'_{\text{о.с}} + u''_{\text{о.с}}$ , где

$$u'_{\text{о.с}} = \frac{u_{\text{к}}}{R_3 + R_4} R_3, \quad u''_{\text{о.с}} = \frac{u_{\Gamma}}{R_3 + R_4} R_4,$$

следовательно,

$$u_{\text{о.с}}(t) = u_{\text{к}} \frac{R_3}{R_3 + R_4} + u_{\Gamma} \frac{R_4}{R_3 + R_4}. \quad (4.25)$$

Пусть в момент времени  $t_1$   $u_k = U_{\text{нас}}^-$ . При этом открывается диод VD2 и интегратор формирует линейно нарастающее напряжение  $u_r(t)$ .

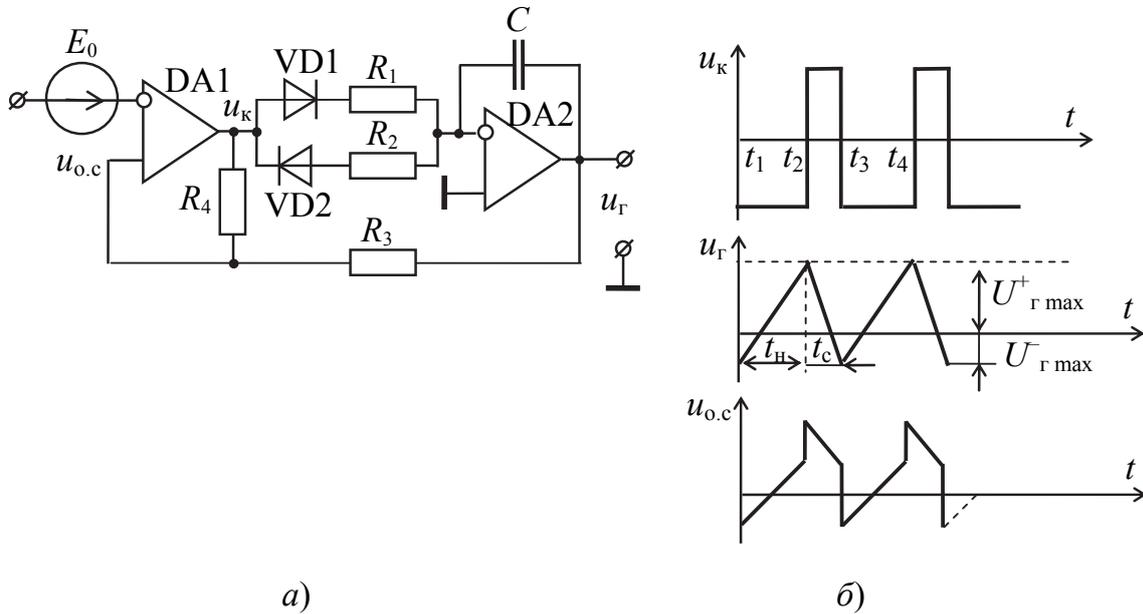


Рис. 4.15. Схема (а) и временные диаграммы напряжения (б) на входах ГЛИН в автогенераторном режиме

Напряжение  $u_{o.c}(t)$  на интервале  $t_1 \div t_2$  также линейно нарастает, и для момента времени  $t_2$  станет равным  $E_0$ :

$$u_{o.c}(t_2) = E_0 = U_{\text{нас}}^- \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_{\text{гр max}}^+ \frac{R_4}{R_3 + R_4}. \quad (4.26)$$

В этот момент  $t_2$  компаратор переключается, напряжение на его выходе изменяется скачком до  $u_k = U_{\text{нас}}^+$ . Из (4.25) также следует, что в момент  $t_2$  скачком изменяется и  $u_{o.c}(t)$ . Процесс переключения развивается регенеративно (лавинообразно) за счет положительной обратной связи (ПОС) через  $R_4$ .

На интервале  $t_2 \div t_3$  открыт диод VD1, а интегратор формирует линейно-убывающее напряжение  $u_r(t)$ . Напряжение  $u_{o.c}(t)$  также убывает линейно, и для  $t = t_3$  станет снова равным  $E_0$ :

$$u_{o.c}(t_3) = E_0 = U_{\text{нас}}^+ \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_{\text{гр max}}^- \frac{R_4}{R_3 + R_4}. \quad (4.27)$$

Компаратор снова переключается и т. д.

Из (4.26) следует, что

$$U_{\Gamma \max}^+ = (E_0 - U_{\text{нас}}^-) \frac{R_3}{R_4} + E_0, \quad (4.28)$$

а из (4.27):

$$U_{\Gamma \max}^- = (E_0 - U_{\text{нас}}^+) \frac{R_3}{R_4} + E_0. \quad (4.29)$$

Из выражения (4.25) следует, что при  $u_{\kappa} = U_{\text{нас}}^-$ ,  $u_{\Gamma}(0) = U_{\Gamma \max}^-$ , а  $u_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma \max}^+$  и, следовательно,

$$\frac{U_{\text{нас}}}{R_2 C} t_{\text{нар}} + U_{\Gamma \max}^- = U_{\Gamma \max}^+, \text{ или } t_{\text{нар}} = \frac{U_{\Gamma \max}^+ - U_{\Gamma \max}^-}{U_{\text{нас}}} R_2 C. \quad (4.30)$$

При  $u_{\kappa} = U_{\text{нас}}^+$   $u_{\Gamma}(0) = U_{\Gamma \max}^+$ , а  $u_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma \max}^-$  и, следовательно,

$$-\frac{U_{\text{нас}}}{R_1 C} t_{\text{сп}} + U_{\Gamma \max}^+ = U_{\Gamma \max}^-, \text{ или } t_{\text{сп}} = \frac{U_{\Gamma \max}^- - U_{\Gamma \max}^+}{U_{\text{нас}}} R_1 C. \quad (4.31)$$

В соотношениях (4.30) и (4.31) принято, что  $U_{\text{нас}}^+ = |U_{\text{нас}}^-| = U_{\text{нас}}$ .

Если  $E_0 = 0$  (инвертирующий вход компаратора заземлен), то из (4.28) и (4.29) следует, что

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{U_{\Gamma \max}}{U_{\text{нас}}}. \quad (4.32)$$

Из (4.28) и (4.29) следует, что возможен режим однополярных пилообразных импульсов. Если, к примеру, принять, что  $U_{\Gamma \max}^- = 0$ , то из (4.29) следует, что

$$E_0 = \frac{U_{\text{нас}}^+ \frac{R_3}{R_4}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}. \quad (4.33)$$

Подставив (4.33) в (4.28), получим, что

$$U_{\Gamma \max}^+ = \frac{R_3}{R_4} (U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{нас}}^-). \quad (4.34)$$

В этом случае  $\frac{R_3}{R_4}$  должно быть меньше 0,5.

Задаваясь значением  $U_{\Gamma \max}^+ < U_{\text{нас}}^+$  и зная  $U_{\text{нас}}^+$  и  $U_{\text{нас}}^-$ , можно определить  $\frac{R_3}{R_4}$  по выражению

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{U_{\Gamma \max}^+}{U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{нас}}^-}. \quad (4.35)$$

*Расчет параметров элементов ГЛИН по схеме на рис. 4.15, а.*

**Пример 1.** Рассчитать значение параметров элементов  $C$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ , если  $U_{\text{нас}} = 14$  В и требуется получить на выходе ГЛИН симметричное двухполярное пилообразное напряжение с  $t_{\text{нар}} = 5$  мс,  $t_{\text{сп}} = 2,5$  мс и амплитудой  $U_{\Gamma \max} = 10$  В.

Из (4.30) находим:

$$\tau_2 = R_2 C = \frac{U_{\text{нас}} t_{\text{нар}}}{U_{\Gamma \max}^+ - U_{\Gamma \max}^-} = \frac{14 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{10 + 10} = 3,5 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Из (4.31) находим:

$$\tau_1 = R_1 C = \frac{U_{\text{нас}} t_{\text{сп}}}{U_{\Gamma \max}^+ - U_{\Gamma \max}^-} = \frac{14 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{10 + 10} = 1,75 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Задавшись значением  $C = 0,1 \cdot 10^{-6}$  Ф, находим  $R_1$  и  $R_2$ :

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C} = \frac{1,75 \cdot 10^{-3}}{0,1 + 10^{-6}} = 17,5 \text{ кОм}; \quad R_2 = \frac{\tau_2}{C} = \frac{3,5 \cdot 10^{-3}}{0,1 + 10^{-6}} = 35 \text{ кОм.}$$

$$\text{Из (4.32) находим } \frac{R_3}{R_4} = \frac{U_{\Gamma \max}}{U_{\text{нас}}} = \frac{10}{14} = 0,714.$$

Задавшись значением  $R_4 = 10$  кОм, находим  $R_3 = 7,14$  кОм.

**Пример 2.** Рассчитать значения параметров  $C$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $E_0$  для получения на выходе ГЛИН однополярного положительного пилообразного напряжения с параметрами  $U_{\Gamma \max}^+ = 10$  В,  $t_{\text{нар}} = 5$  мс,  $t_{\text{сп}} = 2,5$  мс при  $U_{\text{нас}} = 14$  В,  $U_{\Gamma \max}^- = 0$ .

$$\text{Из (4.34) } \frac{R_3}{R_4} = \frac{U_{\Gamma \max}}{U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{нас}}^-} = \frac{10}{14 + 14} = 0,354.$$

Задавшись значением  $R_4 = 10$  кОм, находим  $R_3 = 3,54$  кОм.

Из (4.33) определяем  $E_0 = \frac{14 \cdot 0,354}{1 + 0,354} = 3,66$  В.

Из (4.30) определяем  $R_2 C = \frac{U_{\text{нас}}}{U_{\text{г max}}^+} t_{\text{нар}} = \frac{14 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{10} = 7 \cdot 10^{-3}$  с.

Из (4.31) определяем  $R_1 C = \frac{U_{\text{нас}} t_{\text{сп}}}{U_{\text{г max}}^+} = \frac{14 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}}{10} = 3,5 \cdot 10^{-3}$  с.

Задавшись значением  $C = 0,1 \cdot 10^{-6}$  Ф, определяем  $R_1$  и  $R_2$ :  
 $R_1 = 35$  кОм;  $R_2 = 70$  кОм.

### 4.8.3. Генератор линейно-изменяющегося напряжения – преобразователь напряжения в частоту импульсов

На рис. 4.16, а приведена схема, состоящая из интегрирующего усилителя (DA1), на инвертирующий вход которого подается отрицательное напряжение от регулируемого источника постоянного тока, и триггера Шмитта (DA2), выполняющего функцию нуля-компаратора, а на рис. 4.16, б приведены временные диаграммы напряжений на его входах, поясняющие работу этого устройства.

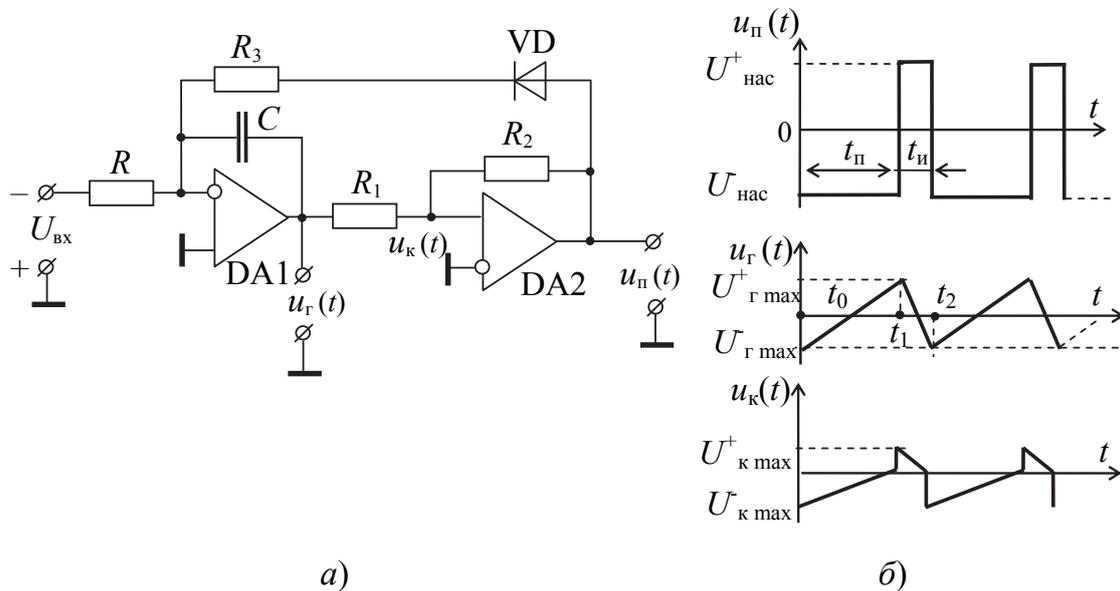


Рис. 4.16. Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) на входах ГЛИН – преобразователя напряжения в частоту импульсов

На рис. 4.16, а обозначено:

–  $u_{\text{г}}(t)$  – напряжение на выходе интегрирующего усилителя (на выходе ГЛИН);

–  $u_{\text{п}}(t)$  – напряжение на выходе нуля-компаратора (на выходе преобразователя);

–  $u_{\text{к}}(t)$  – напряжение на неинвертирующем входе компаратора.

Пусть в установившемся режиме в момент времени  $t_0$   $u_{\text{п}}(t_0) = U_{\text{нас}}^-$ , а  $u_{\text{г}}(t_0) = U_{\text{г max}}^-$  (рис. 4.16, б).

В период времени  $t_1 \div t_0 = t_{\text{п}}$  напряжение на конденсаторе будет нарастать по линейному закону:

$$u_{\text{г}}(t) = -\frac{U_{\text{вх}}^-}{RC}t + u_{\text{г}}(t_0), \quad (4.36)$$

в пределах от  $U_{\text{г max}}^-$  до  $U_{\text{г max}}^+$ .

Из (4.36) следует, что для  $t = t_{\text{п}}$ :

$$U_{\text{г max}}^+ = \frac{U_{\text{вх}}^-}{RC}t_{\text{п}} + U_{\text{г max}}^-, \quad (4.37)$$

где  $U_{\text{вх}}^-$  – модуль входного напряжения.

Из (4.37) следует, что

$$\tau = RC = \frac{U_{\text{вх}}^- t_{\text{п}}}{2U_{\text{г max}}^-}. \quad (4.38)$$

Напряжение  $u_{\text{к}}(t)$  на неинвертирующем входе DA2 также изменяется по линейному закону в интервале  $t_{\text{п}} = t_1 \div t_0$ :

$$u_{\text{к}}(t) = \frac{u_{\text{н}}(t)}{R_1 + R_2} R_1 + \frac{u_{\text{г}}(t)}{R_1 + R_2} R_2. \quad (4.39)$$

Из (4.39) для момента времени  $t = t_{\text{п}}$  следует:

$$0 = \frac{U_{\text{нас}}^-}{R_1 + R_2} R_1 + \frac{U_{\text{г max}}^+}{R_1 + R_2} R_2, \quad (4.40)$$

или

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{\text{г max}}^+}{U_{\text{нас}}^-}, \quad (4.41)$$

где учтено, что  $U_{\text{нас}}^- = U_{\text{нас}}$ .

В момент времени  $t_1 = t_{\text{п}}$   $u_{\text{к}}(t) = 0$ , и компаратор (DA2) скачком изменит свое состояние с  $U_{\text{нас}}^-$  на  $U_{\text{нас}}^+$ . При этом открывается диод VD, и конденсатор начнет перезаряжаться через резистор  $R_3$  от  $U_{\text{г max}}^+$  до  $U_{\text{г max}}^-$  по линейному закону в интервале времени  $t_{\text{и}} = t_2 - t_1$ :

$$u_{\text{г}}(t_0) = \frac{U_{\text{вх}}^-}{RC}(t_{\text{п}} + t_{\text{и}}) - \frac{u_{\text{г}}(t) - U_{\text{VD}}}{R_3 C} = u_{\text{г}}(t). \quad (4.42)$$

В момент  $t = t_{\text{и}}$  это напряжение станет равным  $U_{\text{г max}}^-$ , а так как  $u_{\text{г}}(t_0) = U_{\text{г max}}^-$  и  $u_{\text{г}}(t_{\text{и}}) = U_{\text{нас}}^+$ , то из (4.42) следует выражение

$$U_{\text{г max}}^- + \frac{U_{\text{вх}}^-}{RC}(t_{\text{и}} + t_{\text{п}}) - \frac{U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{VD}}}{R_3 C} t_{\text{и}} = U_{\text{г max}}^-. \quad (4.43)$$

Считая  $t_{\text{и}}$  известной величиной, и подставив в (4.43) выражение  $t_{\text{п}} = \frac{2RCU_{\text{г max}}^-}{U_{\text{вх}}^-}$ , которое следует из (4.38), получаем выражение для расчета  $R_3$ :

$$R_3 = \frac{R(U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{VD}})t_{\text{и}}}{2RCU_{\text{г max}}^- + U_{\text{вх}}^- t_{\text{и}}}, \quad (4.44)$$

где  $U_{\text{VD}}$  – падение напряжения на открытом диоде VD.

Частота следования импульсов на выходе устройства (рис. 4.16, а) равна:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{\text{п}} + t_{\text{и}}} = \frac{1}{2RCU_{\text{г max}}^-} \left[ U_{\text{вх}}^- - \frac{R_3 U_{\text{вх}}^2}{R(U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{VD}})} \right]. \quad (4.45)$$

Если на вход устройства подать положительное напряжение и изменить полярность включения диода VD, то при этом можно получить на выходе импульсы  $t_{\text{и}} > t_{\text{п}}$ , но параметры элементов схемы следует рассчитывать по выражениям:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{\text{г max}}^-}{U_{\text{нас}}^+}; \quad RC = \frac{U_{\text{вх}}^- t_{\text{и}}}{2U_{\text{г max}}^-}; \quad R_3 = \frac{R(U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{VD}})t_{\text{п}}}{2RCU_{\text{г max}}^- + U_{\text{вх}}^- t_{\text{п}}}. \quad (4.46)$$

Приравняв нулю выражение (4.45), получим, что устройство на рис. 4.16, а не будет генерировать импульсы, если  $U_{\text{вх}} = 0$ , и если

$$U_{\text{вх max}} \geq \frac{R}{R_3}(U_{\text{нас}} - U_{\text{VD}}). \quad (4.47)$$

При этом  $f \leq 0$ , что означает отсутствие генерации.

Взяв производную от  $f$  по  $U_{\text{вх}}$  и приравняв ее нулю, получим условие максимума генерируемой частоты импульсов:

$$U_{\text{вх}} = \frac{R}{2R_3}(U_{\text{нас}} - U_{\text{VD}}). \quad (4.48)$$

При этом

$$f_{\text{max}} = \frac{U_{\text{нас}} - U_{\text{VD}}}{8U_{\text{r max}} R_3 C}. \quad (4.49)$$

Решая (4.38) и (4.44) относительно  $t_{\text{п}}$  и  $t_{\text{и}}$  и подставив в эти выражения  $U_{\text{вх}}$  из (4.48), получим:

$$t_{\text{п}} = t_{\text{и}} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} = \frac{4R_3 C U_{\text{r max}}}{U_{\text{нас}} - U_{\text{VD}}}. \quad (4.50)$$

*Расчет параметров элементов ГЛИН – преобразователя напряжения  $U_{\text{вх}}$  в частоту  $f$  импульсов*

**Порядок расчета:**

– определить по справочнику или экспериментально величины  $U_{\text{нас}}$  и  $U_{\text{VD}}$  для выбранного типа ИОУ и диода;

– определить  $\frac{R_1}{R_2}$  по (4.41) и, задавшись стандартным значением  $R_1$ , определить  $R_2$ . Рекомендуется  $R_1$  выбирать из интервала  $2 \leq R \leq 10$  кОм;

– по заданным  $T = \frac{1}{f}$  и  $t_{\text{и}}$  определить  $t_{\text{п}} = T - t_{\text{и}}$ , рассчитать  $\tau = RC$  по (4.38) при  $U_{\text{вх}} < 0$ , или по (4.46) – при  $U_{\text{вх}} > 0$  и, задавшись стандартным значением емкости  $C$  конденсатора, определить  $R = \frac{\tau}{C}$ ;

– определить  $R_3$  по (4.44) для  $U_{\text{вх}} < 0$ , или по (4.46) – для  $U_{\text{вх}} > 0$ .

**Пример 1.** Дано:  $U_{\text{вх}} = -10$  В;  $f = 800$  Гц;  $U_{\text{г max}} = 5$  В;  
 $U_{\text{нас}} = 13,5$  В;  $U_{\text{VD}} = 0,5$  В;  $t_{\text{и}} = 0,25 \cdot 10^{-3}$  с;

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{\text{г max}}}{U_{\text{нас}}} = 0,37. \text{ Если } R_1 = 10 \text{ кОм, то } R_2 = 27 \text{ кОм;}$$

$$t_{\text{п}} = \frac{1}{f} - t_{\text{и}} = \frac{1}{800} - 0,25 \cdot 10^{-3} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ с;}$$

$$\tau = RC = \frac{U_{\text{вх}} t_{\text{п}}}{2U_{\text{г max}}} = \frac{10 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 5} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ с. Если } C = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ Ф, то}$$

$$R = \frac{\tau}{C} = 10 \text{ кОм;}$$

$$R_3 = \frac{R(U_{\text{нас}} - U_{\text{VD}})t_{\text{и}}}{2RCU_{\text{г max}} + U_{\text{вх}}t_{\text{и}}} = \frac{10^4(13,5 - 0,5)0,25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 5 + 10 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 2,6 \text{ кОм.}$$

Для найденных параметров преобразователь будет работать в интервале  $50 > |U_{\text{вх}}| > 0$  В. При  $U_{\text{вх}} = 25$  В частота генерируемых импульсов максимальная и равна:

$$f_{\text{max}} = \frac{U_{\text{нас}} - U_{\text{VD}}}{8U_{\text{г max}}R_3C} = \frac{13,5 - 0,5}{8 \cdot 5 \cdot 2,6 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 1250 \text{ Гц,}$$

а  $t_{\text{и}} = t_{\text{п}} = 0,4 \cdot 10^{-3}$  с.

**Пример 2.** Дано:  $U_{\text{вх}} = 10$  В;  $f = 800$  Гц;  $U_{\text{г max}} = 5$  В;  
 $U_{\text{нас}} = 13,5$  В;  $U_{\text{VD}} = 0,5$  В;  $t_{\text{и}} = 1 \cdot 10^{-3}$  с.

Расчет по формулам (4.46) показывает, что искомые параметры элементов те же, что и в предыдущем примере. Однако смена полярности входного напряжения и полярности включения диода VD сохраняет работоспособность устройства при перемене между собой значений  $t_{\text{и}}$  и  $t_{\text{п}}$ .

### Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение генератора электрических колебаний.
2. Приведите блок-схему генератора на основе усилителя с цепью положительной обратной связи.

3. Запишите математическое выражение условия самовозбуждения в комплексной форме, а также в виде условия «баланса амплитуд» и «баланса фаз».
4. Какие виды цепей ПОС применяются в генераторах электрических колебаний?
5. Приведите схему RC-генератора гармонических колебаний на основе микросхемы ИОУ и укажите порядок выбора параметров ее элементов.
6. Как можно изменить частоту генерируемых гармонических колебаний в схеме генератора (рис. 4.5, а)?
7. Поясните назначение и принцип работы аналоговых компараторов.
8. Приведите примеры маркировки интегральных микросхем аналоговых компараторов.
9. Приведите схему и поясните принцип работы с помощью временных диаграмм триггера Шмитта.
10. В каких устройствах применяются триггеры Шмитта и какие функции выполняют?
11. Приведите схему симметричного мультивибратора и поясните принцип его работы с помощью временных диаграмм.
12. Приведите формулу, связывающую частоту генерируемых симметричным мультивибратором импульсов с параметрами элементов схемы. Как можно изменить частоту генерируемых импульсов?
13. Укажите порядок выбора параметров элементов схемы симметричного мультивибратора по заданной частоте  $f$ .
14. Чем отличаются схема несимметричного мультивибратора и как выбирают параметры его элементов по заданным значениям  $t_{и}$  и  $t_{п}$ ?
15. Как работает ждущий (заторможенный) мультивибратор и как связана длительность генерируемых им импульсов с параметрами элементов схемы?
16. При какой минимальной амплитуде запускающих импульсов срабатывает ждущий мультивибратор?
17. Как выбирают значения параметров элементов одновибратора по заданной длительности импульса  $t_{и}$ ?
18. Приведите примеры применения генераторов линейно-изменяющегося напряжения.

19. Приведите схему и запишите выражение для  $u_c(t)$  простейшего формирователя линейно-нарастающего напряжения, содержащего источник тока.

20. Приведите схему и поясните принцип работы (с помощью временных диаграмм и аналитических выражений для  $R_1C$  и  $R_2C$ ) ГЛИН с внешним управлением.

21. Приведите схему и поясните принцип работы (с помощью временных диаграмм и аналитических выражений для  $u_{o.c}(t)$ ) ГЛИН, работающего в автоколебательном режиме.

22. Как выбираются значения параметров элементов схемы на рис. 4.15, *a* по заданным значениям  $U_{нас}$ ,  $t_{нар}$ ,  $t_{сп}$  для получения на выходе ГЛИН симметричного (двухполярного) напряжения?

23. Приведите схему и поясните принцип работы (с помощью временных диаграмм) ГЛИН – преобразователя напряжения в частоту импульсов.

24. Приведите расчетные соотношения для  $\frac{R_1}{R_2}$ , для  $\tau = RC$  и для  $R_3$  для схемы на рис. 4.16, *a*, позволяющие выбрать значения параметров элементов схемы по заданным значениям  $U_{нас}$ ,  $U_{VD}$ ,  $U_{Г\max}$ ,  $U_{вх}$ ,  $t_{п}$ ,  $t_{и}$ .

25. Чем отличаются выражения для величин  $\frac{R_1}{R_2}$ ,  $\tau = RC$  и  $R_3$  для случая подачи на вход устройства (рис. 4.16, *a*) положительного напряжения?

26. Приведите выражения для расчета частоты  $f$  генерируемых устройством (рис. 4.16, *a*) импульсов через  $U_{вх}$ ,  $U_{Г\max}$ ,  $U_{нас}$ ,  $U_{VD}$ . Покажите, что это выражение (4.46) имеет максимум. Приведите выражение для  $f_{\max}$ .

27. При каком значении  $U_{вх}$  устройство (рис. 4.16, *a*) генерирует  $f_{\max}$ ? Приведите выражение для  $U_{вх}$ , отвечающего  $f_{\max}$ .

## Глава 5. ЧАСТОТНЫЕ ФИЛЬТРЫ

### 5.1. Классификация, параметры и характеристики частотных фильтров, области применения

Частотный фильтр – это устройство (четырёхполюсник), которое хорошо пропускает в нагрузку сигналы в одном диапазоне частот (в полосе пропускания) и задерживает сигналы в остальном диапазоне частот (в полосе заграждения).

Из определения следует, что коэффициент передачи частотного фильтра по напряжению  $K_{\phi} = |K_{\phi}| = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$  зависит от частоты.

Это, в свою очередь, значит, что частотные фильтры строятся с применением  $RC$ ,  $RL$  или  $RLC$ -цепей, в которых имеются элементы с индуктивным  $X_L = 2\pi fL$  и емкостным  $X_C = 1/(2\pi fC)$  сопротивлением, зависящим от частоты.

При помощи частотных фильтров выделяют полезный сигнал из множества сигналов других частот, что, в частности, применяется при частотном разделении каналов связи, когда на одной линии связи создают несколько каналов, работающих на разных частотах.

Фильтры бывают пассивные и активные. Пассивные собираются только на пассивных элементах и, следовательно, максимальное значение их коэффициента передачи не превышает единицы.

В активных частотных фильтрах для улучшения избирательности и снижения влияния нагрузки на характеристики фильтров, в дополнение к пассивным частотно-зависимым  $RC$ -цепям применяют электронные усилители, что также позволяет увеличить коэффициент передачи в полосе пропускания.

Основной характеристикой частотного фильтра является зависимость модуля коэффициента передачи  $K_{\phi}$  от частоты, называемая амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). В зависимости от вида АЧХ фильтры подразделяются на четыре типа:

- фильтры нижних частот (ФНЧ);
- фильтры верхних частот (ФВЧ);
- полосовые (полосно-пропускающие) фильтры (ПЧФ);
- заграждающие (режекторные) фильтры (ЗЧФ).

На рис. 5.1 приведены АЧХ этих фильтров.

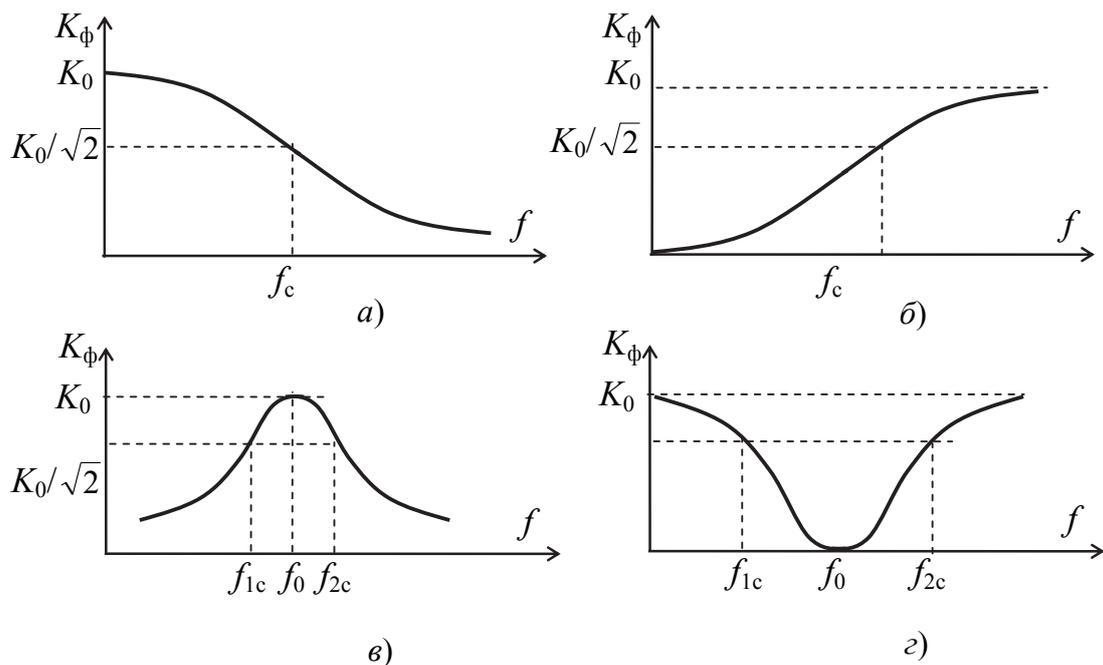


Рис. 5.1. Типы АЧХ частотных фильтров:  
 а – ФНЧ; б – ФВЧ; в – ПЧФ; з – ЗЧФ

Работа фильтров характеризуется также частотой или частотами среза. Это такие частоты, на которых коэффициент передачи в  $\sqrt{2}$  раз меньше максимального его значения  $K_0$ , т. е.

$$K_{\phi}(f_c) = \frac{K_0}{\sqrt{2}} = 0,707K_0. \quad (5.1)$$

При этом  $K_0$  определяется на частотах полосы пропускания.

Полосовой и заграждающий частотные фильтры характеризуются также абсолютной и относительной полосой пропускания (заграждения):

$$\Delta f = f_{2c} - f_{1c} \text{ и } \delta f = \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (5.2)$$

## 5.2. Пассивные частотные фильтры

### 5.2.1. Фильтры нижних частот

На рис. 5.2, а приведена простейшая схема пассивного ФНЧ RC-типа.

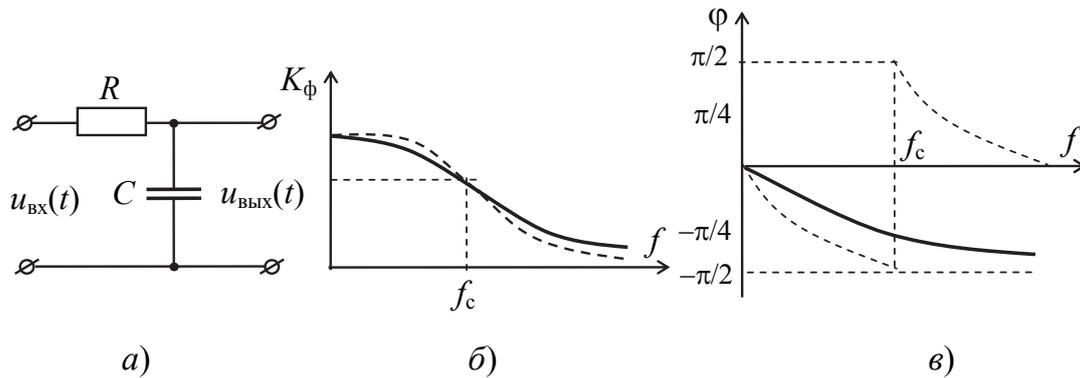


Рис. 5.2. Фильтр нижних частот:  
 а – схема; б – АЧХ; в – ФЧХ; (— — однозвенный;  
 - - - - двухзвенный)

Из рис. 5.2, а, следует, что  $\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\underline{U}_{\text{ВХ}}}{R - jX_c}$ ;

$$\underline{K}_\phi = \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = K_\phi e^{j\varphi}, \quad (5.3)$$

где

$$K_\phi = |\underline{K}_\phi| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}; \quad \varphi = -\text{arctg}(\omega RC); \quad \omega = 2\pi f. \quad (5.4)$$

На рис. 5.2, б, в приведены АЧХ и ФЧХ этого типа фильтра. На частоте среза  $f_c$ ,  $K_\phi = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$ , где  $K_0 = 1$ , и, следовательно,

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_c RC)^2}}, \quad \text{или} \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (5.5)$$

При каскадном соединении двух звеньев типа (рис. 5.2, а), образуется ФНЧ (рис. 5.3, а), для которого:

$$K_\phi = |\underline{K}_\phi| = \frac{1}{\sqrt{1 + 7(\omega RC)^2 + (\omega RC)^4}}; \quad \varphi = -\text{arctg}\left(\frac{3\omega RC}{1 - \omega^2 R^2 C^2}\right). \quad (5.6)$$

Потребовав для  $f_c$  выполнения условия  $\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 7(\omega RC)^2 + (\omega RC)^4}}$ , получаем, что

$$f_c = \frac{0,374}{2\pi RC}. \quad (5.7)$$

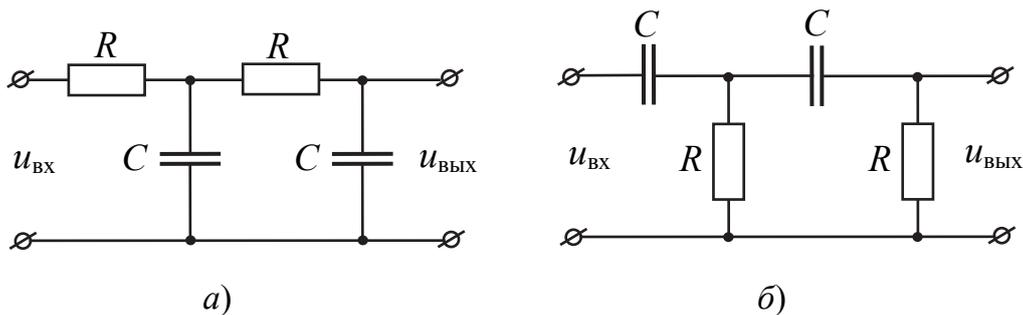


Рис. 5.3. Схема двухзвенных пассивных частотных фильтров RC-типа из одинаковых звеньев:  
 а – ФНЧ; б – ФВЧ

АЧХ и ФЧХ двухзвенного ФНЧ приведены на рис. 5.2, б, в штриховыми линиями. Из рис. 5.2, б следует, что увеличение числа звеньев улучшает частотную избирательность фильтра (растет крутизна переходного участка АЧХ).

### 5.2.2. Фильтры верхних частот

На рис. 5.4, а приведена простейшая схема пассивного ФВЧ RC-типа.

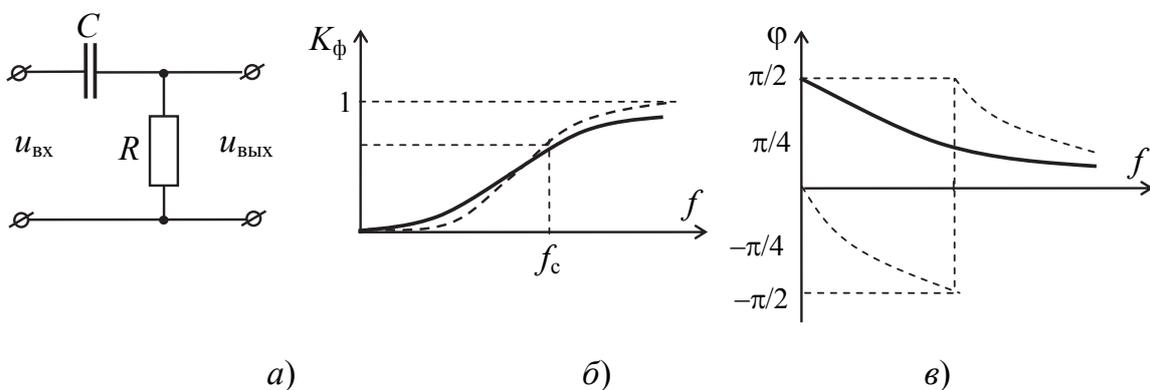


Рис. 5.4. Фильтр верхних частот:  
 а – схема; б – АЧХ; в – ФЧХ  
 (— — однозвенный; - - - - двухзвенный)

Из рис. 5.4 следует:

$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\underline{U}_{\text{ВХ}}}{R + \frac{1}{j\omega C}} R = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}; \quad (5.8)$$

$$\underline{K}_\phi = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = K_\phi e^{j\varphi}, \quad (5.9)$$

где  $K_\phi = |\underline{K}_\phi| = \omega RC / \sqrt{1 + (\omega RC)^2}$ ;  $\varphi = \text{arctg}(1/\omega RC)$ .

Из условия  $\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_c RC}{\sqrt{1 + (\omega_c RC)^2}}$  находим, что

$$f_c = 1/(2\pi RC). \quad (5.10)$$

АЧХ и ФЧХ этого типа фильтра приведены на рис. 5.4, б, в сплошными линиями.

При каскадном соединении двух однотипных звеньев (рис. 5.4, а) образуется ФВЧ (рис. 5.3, б), для которого

$$K_\phi = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{7}{(\omega RC)^2} + \frac{1}{(\omega RC)^4}}}; \quad \varphi = -\text{arctg}\left[\frac{3\omega RC}{(\omega RC)^2 - 1}\right];$$

$$f_c = \frac{2,674}{2\pi RC}. \quad (5.11)$$

АЧХ и ФЧХ двухзвенного ФВЧ приведены на рис. 5.4, б, в штриховыми линиями.

### 5.2.3. Полосовые частотные фильтры

Для получения простейшего пассивного ПЧФ цепи ФНЧ и ФВЧ (рис. 5.2, а, 5.4, а) объединяют по схеме на рис. 5.5, а, б.

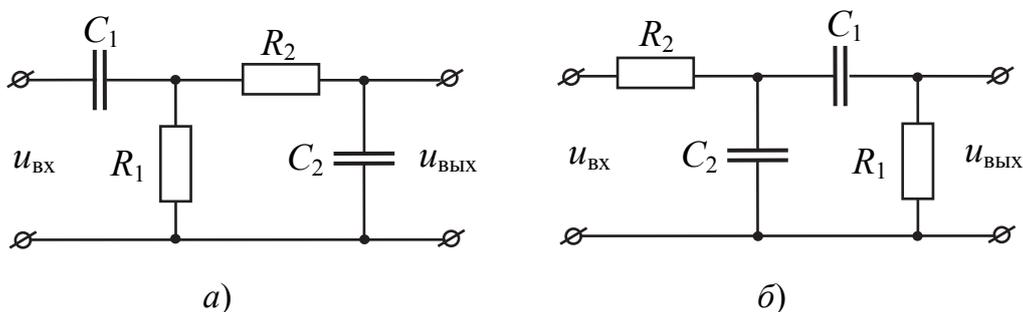


Рис. 5.5. Варианты реализации двухзвенного ПЧФ RC-типа

Цепочка  $R_1C_1$  ВФЧ в схеме на рис. 5.5, а обеспечивает увеличение  $K_\phi$  с ростом частоты, а цепочка  $R_2C_2$  ФНЧ обеспечивает умень-

шение  $K_\phi$  с ростом частоты  $f$ , поэтому АЧХ этого типа фильтра имеет максимум коэффициента передачи на частоте  $f_0$  (рис. 5.6, а).

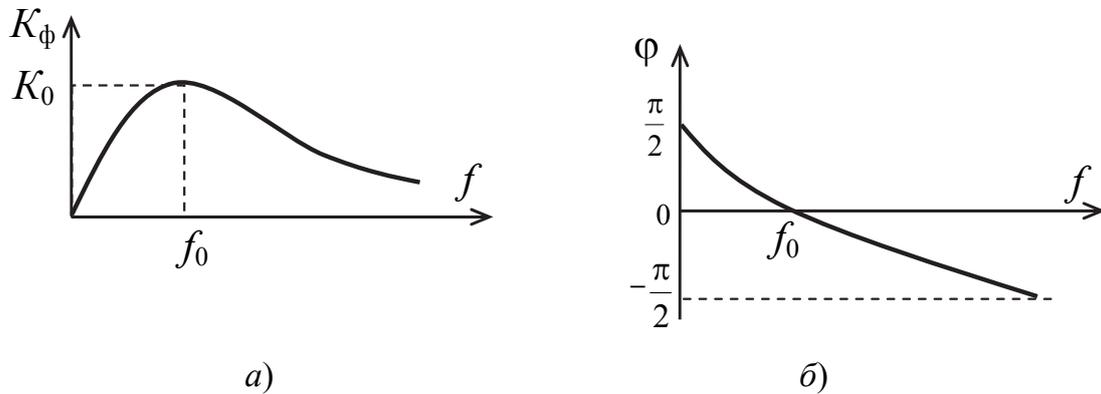


Рис. 5.6. Частотные характеристики ПЧФ:  
а – АЧХ; б – ФЧХ

Для случая, когда  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ :

$$K_\phi = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)^2}}; \quad \phi = -\operatorname{arctg} \left[ \frac{(\omega RC)^2 - 1}{3\omega RC} \right]. \quad (5.12)$$

Из уравнения  $\frac{dK_\phi}{d\omega} = 0$  находим, что функция  $K_\phi$  имеет максимум  $K_0 = \frac{1}{3}$  на частоте:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (5.13)$$

#### 5.2.4. Заграждающие частотные фильтры

На рис. 5.7, а приведена схема пассивного ЗЧФ, представляющая собой двойной  $T$ -образный мост.

В этом устройстве сигналы высоких частот проходят на выход по двум конденсаторам, так как для этих частот  $X_c \rightarrow 0$ . Сигналы низких частот проходят на выход через два резистора и поэтому на высоких и низких частотах  $K_\phi = 1$  (рис. 5.7, б).

Можно показать, что частота  $f_0$ , на которой модуль коэффициента передачи минимален, определяется из выражения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (5.14)$$

При этом

$$K_\phi = \frac{1 - (\omega RC)^2}{\sqrt{[1 - (\omega RC)^2]^2 + (4\omega RC)^2}}; \quad \varphi = -\operatorname{arctg} \left[ \frac{4\omega RC}{1 - (\omega RC)^2} \right]. \quad (5.15)$$

Из подстановки  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$  в (5.15) следует, что на этой частоте  $K_\phi(\omega_0) = 0$  (рис. 5.7, б). Зависимость фазы коэффициента передачи от частоты приведена на рис. 5.7, в.

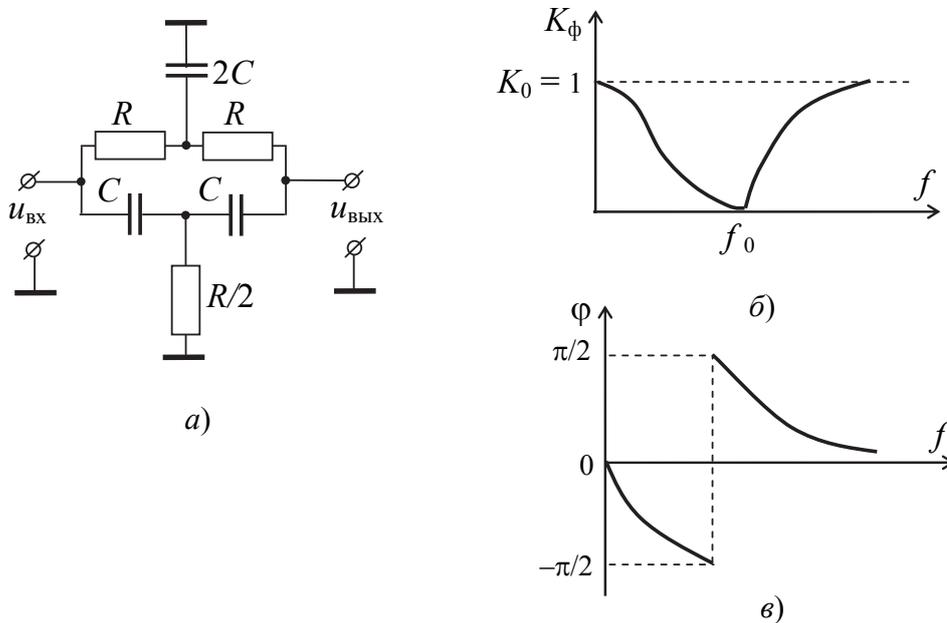


Рис. 5.7. Пассивный заграждающий фильтр:  
а – схема; б – АЧХ; в – ФЧХ

### Расчет параметров элементов пассивных фильтров

Расчет параметров элементов ФНЧ (рис. 5.3, а), ФВЧ (рис. 5.4, а), ПЧФ (рис. 5.5) и ЗЧФ (рис. 5.7, а) производится определением  $\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_c}$ , либо  $\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_0}$  по заданной частоте среза  $f_c$ , либо центральной частоте  $f_0$  полосы пропускания или заграждения. Затем, задавшись стандартным значением емкости конденсаторов  $C$ , определяют требуемое значение сопротивления резисторов  $R = \frac{\tau}{C}$ .

Расчет параметров элементов двухзвенных ФНЧ (рис. 5.3, а) и ФВЧ (рис. 5.3, б) выполняют аналогично, но по формулам (5.7), либо (5.11).

### 5.3. Активные частотные фильтры

Пассивные частотные фильтры имеют существенный недостаток. Их характеристики зависят от сопротивления нагрузки.

Если выход пассивного фильтра подключить к входу электронного усилителя с большим входным сопротивлением, то получится активный фильтр, в котором сопротивление нагрузки, подключаемой на выходе усилителя, не будет влиять на характеристики фильтра. Кроме того, за счет обратных связей в активных фильтрах можно существенно улучшить характеристики фильтров и увеличить величину и стабильность коэффициента передачи  $K_\Phi$  фильтра.

#### 5.3.1. Активные фильтры нижних частот

На рис. 5.8, а приведена схема активного ФНЧ с частотно-избирательной RC-цепью второго порядка, без цепи ПОС.

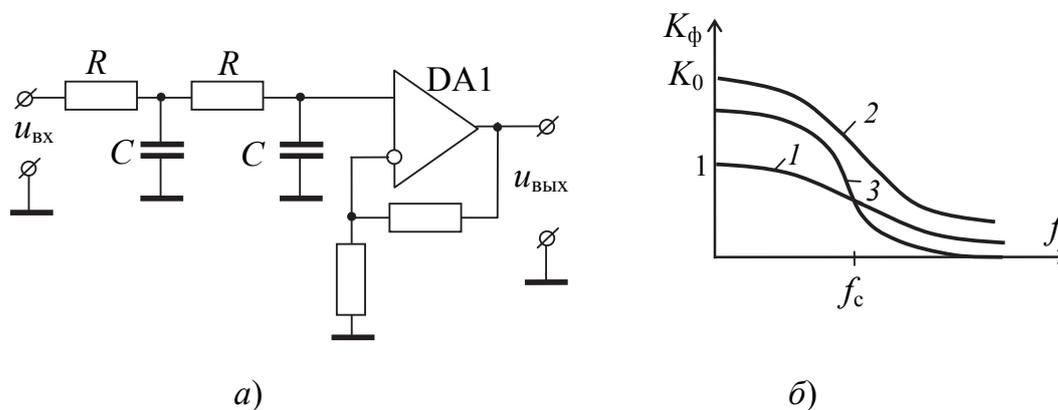


Рис. 5.8. Схема (а) и АЧХ (кривая 2) (б) активного ФНЧ без цепи ПОС

Расчет параметров этого устройства проводится по двум выражениям:

$$K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ и } RC = \frac{0,374}{2\pi f_c}; \quad K_{\text{АФ}} = K_{\text{ПФ}} K_y, \quad (5.16)$$

где  $K_y$  – коэффициент усиления неинвертирующего усилителя.

При этом  $K_y$  может быть любым, но не более  $\frac{U_{\text{нас}}}{U_{\text{ВХ}}}$ .

На рис. 5.9, а приведена схема активного ФНЧ с частотно-избирательной  $RC$ -цепью второго порядка и неинвертирующим усилителем, охваченным цепью положительной обратной связи (ПОС) через конденсатор  $C$ .

Расчет параметров элементов этого типа ФНЧ можно выполнить по выражениям (5.17).

Цепь ПОС на рис. 5.9, б представляет собой полосовой частотный фильтр, у которого на частоте  $f_c$   $\gamma = \frac{1}{3}$ , а это значит, что коэффициент усиления усилителя не должен превышать трех, т. е.  $K_y < 3$ , иначе будет иметь место режим самовозбуждения и начнется генерация на частоте  $f_c$ . Для получения плоской вершины АЧХ (в полосе пропускания) рекомендуется выбирать  $K_y = 1,5 \div 1,7$ .

$$\left. \begin{aligned} K_y &= 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad RC = \frac{\sqrt{\sqrt{K_0^2 + 1} - K_0}}{2\pi f_c}; \quad K_0 = \frac{(3 - K_y)^2 - 2}{2}; \\ K_{\text{АФНЧ}} &= \frac{K_y}{\sqrt{(3 - K_y)^2 (\omega RC)^2 + [(\omega RC)^2 - 1]^2}}; \\ \varphi_{\text{АФНЧ}} &= \arctg \left[ \frac{(3 - K_y) \omega RC}{(\omega RC)^2 - 1} \right]. \end{aligned} \right\} (5.17)$$

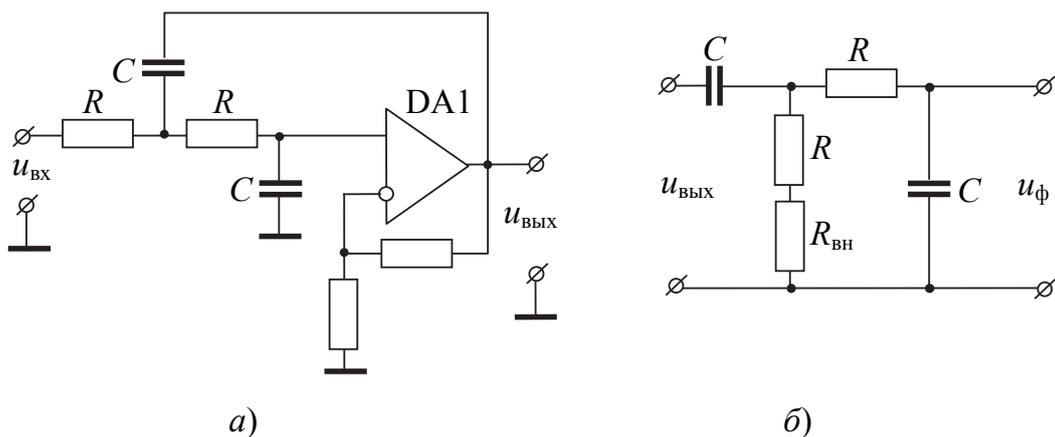


Рис. 5.9. Схема (а) активного ФНЧ с цепью ПОС (б)

На рис. 5.8, б приведены АЧХ пассивного (кривая 1), активного без цепи ПОС (кривая 2) и активного с цепью ПОС (кривая 3) ФНЧ.

### 5.3.2. Активные фильтры верхних частот

На рис. 5.10, а приведена схема активного ФВЧ с частотно-избирательной  $RC$ -цепью второго порядка, без цепи ПОС. Этот фильтр отличается от схемы на рис. 5.8, а заменой местами  $R$  и  $C$ .

Расчет параметров элементов производится по выражениям:

$$K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad RC = \frac{2,672}{2\pi f_c}; \quad K_{\text{АФ}} = K_{\text{ПФ}} K_y. \quad (5.18)$$

Как и для схемы на рис. 5.8, а,  $K_y$  может быть любым, но не более чем  $\frac{U_{\text{нас}}}{U_{\text{вх}}}$ .

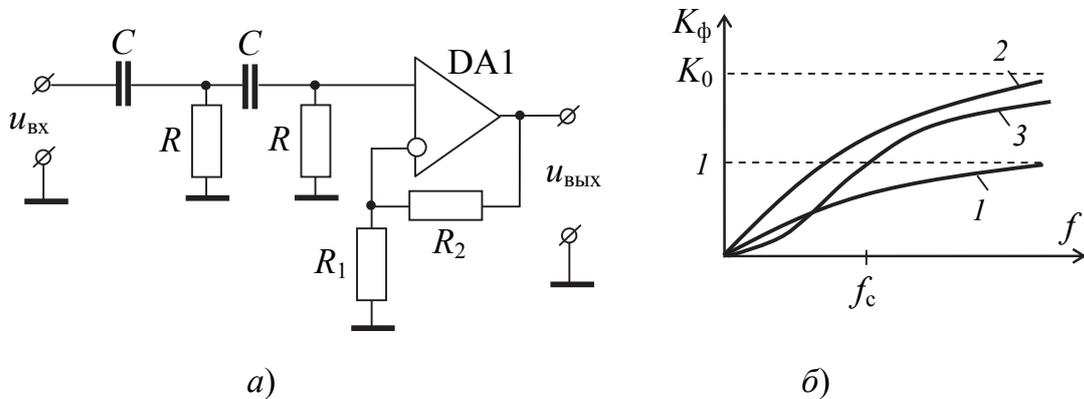


Рис. 5.10. Схема (а) и АЧХ (кривая 2) (б) активного ФВЧ без цепи ПОС

На рис. 5.11, а приведена схема активного ФВЧ с частотно-избирательной  $RC$ -цепью второго порядка и цепью ПОС.

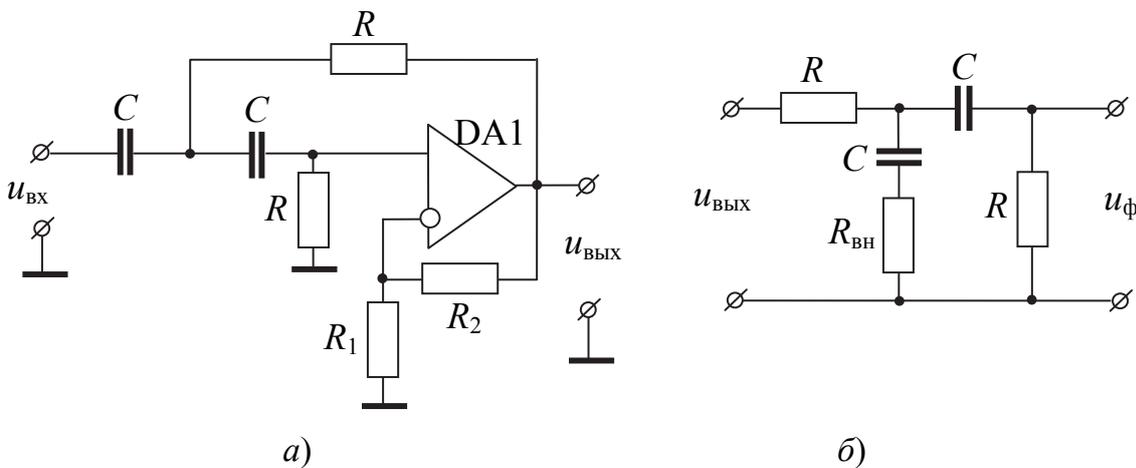


Рис. 5.11. Схема (а) активного ФВЧ с цепью ПОС (б)

Схема цепи ПОС для этого типа ФВЧ приведена на рис. 5.11, б. Расчет параметров элементов фильтра проводится по выражениям (5.19). Поскольку для схемы (рис. 5.11, б) цепи ПОС коэффициент передачи  $\gamma = \frac{1}{3}$  на частоте  $f_c$ , то при  $K_y \geq 3$  усилителя фильтр ВЧ (рис. 5.11, а) также будет самовозбуждаться. Для получения плоской вершины АЧХ в полосе пропускания рекомендуется принимать  $K_y = 1,5 \div 1,7$ . На рис. 5.10, б приведена АЧХ пассивного (кривая 1), активного без цепи ПОС (кривая 2) и активного с цепью ПОС (кривая 3) ФВЧ.

$$K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad f_c = \frac{\sqrt{\sqrt{K_0^2 + 1} + K_0}}{2\pi f_c}; \quad K_0 = \frac{(3 - K_y)^2 - 2}{2}; \quad (5.19)$$

$$K_{\text{АФВЧ}} = \frac{K_y (\omega RC)^2}{\sqrt{(3 - K_y)^2 (\omega RC)^2 + [(\omega RC)^2 - 1]^2}}; \quad \varphi_{\text{АФВЧ}} = \arctg \left[ \frac{(3 - K_y) \omega RC}{(\omega RC)^2 - 1} \right].$$

### 5.3.3. Полосовые активные частотные фильтры

На рис. 5.12, а приведена схема ПЧФ, состоящая из частотно-избирательной цепи по схеме пассивного ПЧФ (рис. 5.5, а), выполняющая функцию цепи ПОС и инвертирующего усилителя. Так как у пассивного ПЧФ  $\gamma = \frac{1}{3}$  на частоте  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  (5.13), то коэффици-

ент усиления усилителя  $K_y = -\frac{R_2}{R_1}$  не должен превышать 3. В против-

ном случае фильтр будет самовозбуждаться.

Расчет АЧХ и ФЧХ полосового активного фильтра проводится по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{АПЧФ}} &= K_y \sqrt{\frac{(3\omega RC)^2 + [(\omega RC)^2 - 1]^2}{(2 - K_y)^2 (\omega RC)^2 + [(\omega RC)^2 - 1]^2}}; \\ \varphi_{\text{АПЧФ}} &= -\arctg \left[ \frac{(1 + K_y) \omega RC [(\omega RC)^2 - 1]}{3(2 - K_y) (\omega RC)^2 + [(\omega RC)^2 - 1]^2} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

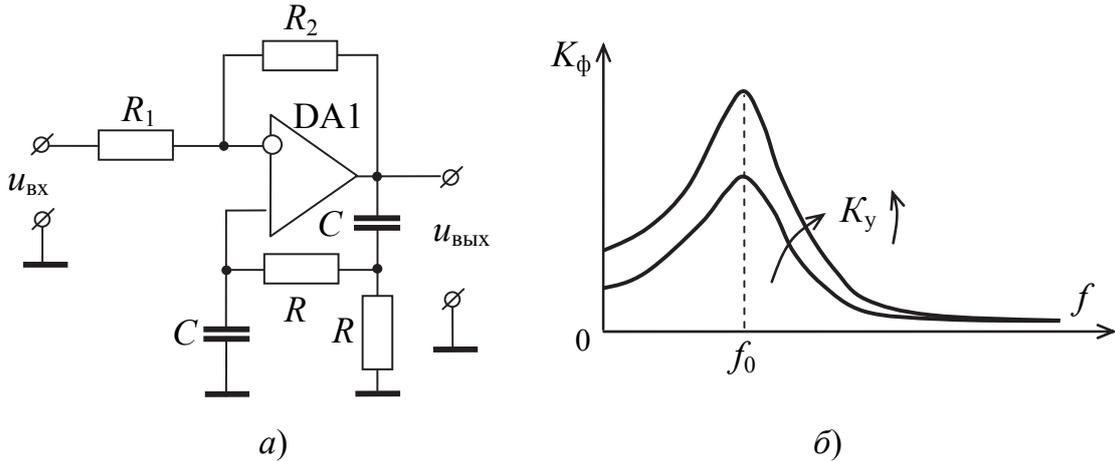


Рис. 5.12. Схема (а) и АЧХ (б) активного ПЧФ с цепью ПОС

На рис. 5.12, б приведены АЧХ для двух значений коэффициента усиления  $K_y$  усилителя.

Схема активного ПЧФ без цепи ПОС приведена на рис. 5.13, а.

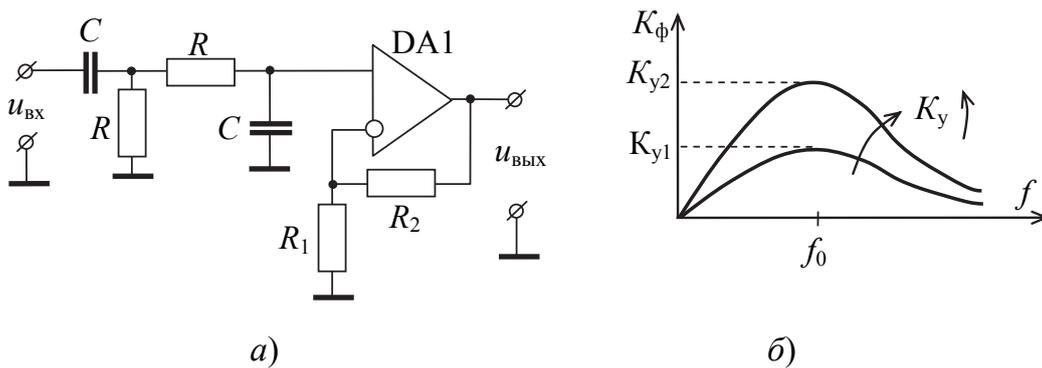


Рис. 5.13. Схема (а) и АЧХ (б) активного ПЧФ без цепи ПОС

В этой схеме применен неинвертирующий усилитель с большим входным сопротивлением, и коэффициент усиления  $K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  может быть больше 3, что позволяет увеличить коэффициент передачи фильтра. Но полоса пропускания формируется только  $RC$ -цепью и шире, чем в предыдущей схеме (рис. 5.13, б). При этом  $K_{АФ} = K_{ПФ} K_y$ .

#### 5.3.4. Заграждающие активные частотные фильтры

Схема активного ЗЧФ без цепи ПОС приведена на рис. 5.14, а.

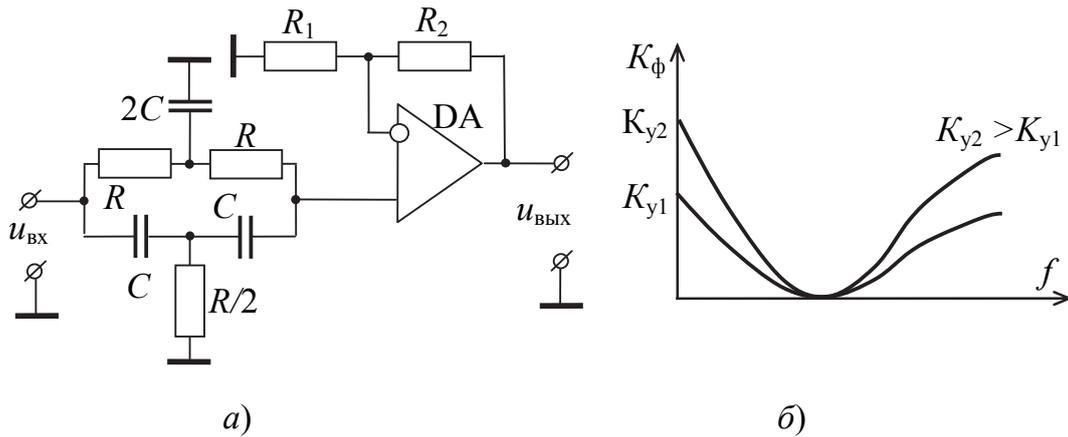


Рис. 5.14. Схема (а) и АЧХ (б) активного ЗЧФ без цепи ПОС

Параметры элементов схемы выбираются из выражений для коэффициента усиления усилителя  $K_y = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  и для центральной час-

тоты полосы заграждения  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ . При этом  $K_{АФ} = K_{ПФ}K_y$ .

Значение коэффициента передачи фильтра  $K_0$  в полосе пропускания равно  $K_y$  усилителя.

На рис. 5.15, а приведена схема активного ЗЧФ с цепью ПОС. Она содержит пассивный ЗЧФ по схеме двойного Т-образного моста и неинвертирующий усилитель на микросхеме DA1.

Использование цепи ПОС позволяет увеличить коэффициент передачи в полосе пропускания и одновременно уменьшить ширину полосы заграждения.

Отрицательная обратная связь по цепи  $R_1-R_2$  обеспечивает требуемый коэффициент усиления усилителя:

$$\left. \begin{aligned} K_y &= 1 + \frac{R_2}{R_1}; & f_0 &= \frac{1}{2\pi RC}; \\ K_{АЗЧФ} &= K_y \frac{|1 - (\omega RC)^2|}{\sqrt{[1 - (\omega RC)^2]^2 + 4(\omega RC)^2(2 - K_y)^2}}; \\ \varphi_{АЗЧФ} &= -\arctg \left[ \frac{2(\omega RC)^2(2 - K_y)}{1 - (\omega RC)^2} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

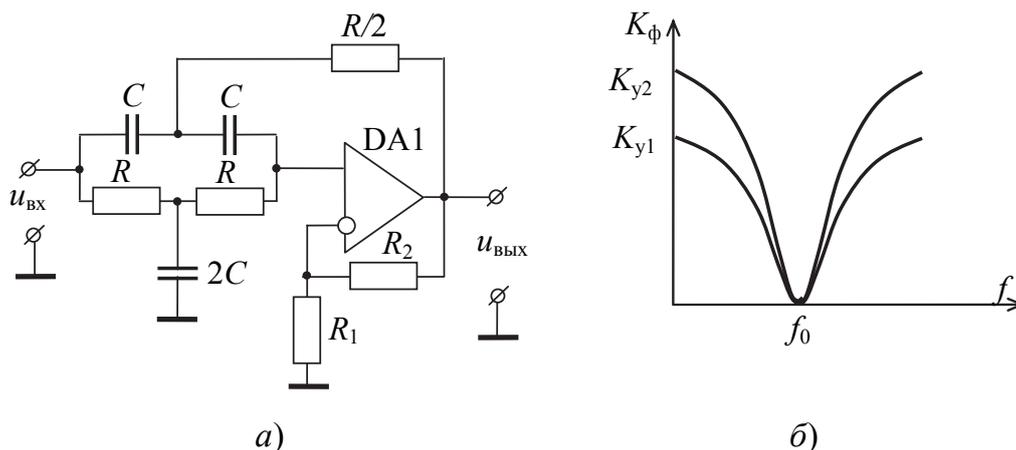


Рис. 5.15. Схема (а) и АЧХ (б) активного ЗЧФ с цепью ПОС

Выбор параметров элементов осуществляется по выражениям (5.21).

В данной схеме из-за наличия ПОС значение  $K_y$  усилителя рекомендуется устанавливать  $K_y \leq 1,8$ . При больших значениях  $K_y$  работа фильтра становится нестабильной.

### Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение частотного фильтра.
2. Что понимается под комплексным коэффициентом передачи частотного фильтра?
3. Дайте определение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) частотного фильтра.
4. Дайте определение фазо-частотной характеристики (ФЧХ) частотного фильтра.
5. Приведите классификацию пассивных частотных фильтров по виду АЧХ. Нарисуйте графики зависимости  $K_\phi$  от частоты  $f$ .
6. Чем обусловлены зависимости от частоты АЧХ и ФЧХ частотных фильтров, реализуемых с применением  $RC$ -цепей?
7. Как устроены активные фильтры и каковы функции усилителя в схеме активного фильтра?
8. Как определяется граничная частота (частота среза) фильтров НЧ и фильтров ВЧ?
9. Как определяется абсолютная и относительная полоса пропускания ПЧФ и полоса заграждения ЗЧФ?
10. Почему могут самовозбуждаться активные фильтры (рис. 5.8, а, 5.9, а, 5.12, а)?

11. Приведите примеры применения частотных фильтров.
12. Каким способом можно улучшить частотную избирательность (увеличить крутизну АЧХ) пассивных ФНЧ, ФВЧ?
13. От чего зависит ширина полосы пропускания ПЧФ и полосы заграждения ЗЧФ?

## Глава 6. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

### 6.1. Структурные схемы, параметры и характеристики источника питания

Вторичные источники питания предназначены для питания электронных устройств различного назначения. Вторичными их называют потому, что, в свою очередь, они получают электрическую энергию от первичных источников, вырабатывающих электричество, т. е. от генераторов. Питая электронные устройства от первичных источников обычно нельзя.

Структурная схема источника питания без преобразования частоты приведена на рис. 6.1.

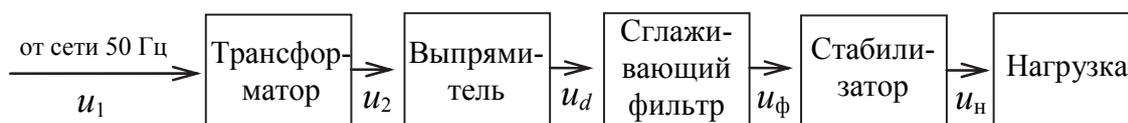


Рис. 6.1. Структурная схема источника питания без преобразования частоты

Трансформатор предназначен для развязки питающей сети и нагрузки по постоянному току и для изменения уровня переменного напряжения.

Выпрямитель преобразует переменное напряжение в пульсирующее одной полярности.

Сглаживающий фильтр уменьшает пульсации напряжения на выходе источника питания.

Стабилизатор уменьшает изменения напряжения на нагрузке (стабилизирует напряжение), вызванные изменением напряжения сети и изменением тока, потребляемого нагрузкой.

Основными параметрами вторичного блока питания являются:

- величина напряжения на нагрузке  $U_n$ ;
- максимальный ток через нагрузку  $I_{n\max}$ ;

– коэффициент пульсации напряжения:

$$q = \frac{U_m}{U_H}, \quad (6.1)$$

где  $U_m$  – амплитуда первой гармоники разложения в ряд Фурье функции  $u_H(t)$ ;

– коэффициент полезного действия:

$$\eta = \frac{P_H}{P_1} = \frac{P_1 - \Delta P}{P_1} = 1 - \frac{\Delta P}{P_1}, \quad (6.2)$$

где  $P_H$  и  $P_1$  – мощность, выделяемая в нагрузке, и мощность, потребляемая источником питания от сети;  $\Delta P$  – потери мощности в источнике.

Основной характеристикой источника питания является зависимость напряжения на выходе источника питания  $U_H$  (на нагрузке) от величины тока  $I_H$  через нагрузку. Эта зависимость называется внешней характеристикой источника питания. Она снимается при условии постоянства напряжения  $U_1$  сети:

$$U_H = f(I_H) \Big|_{U_1 = \text{const}}. \quad (6.3)$$

Из схемы замещения рис. 6.2, а источника питания следует, что

$$U_H = E - I_H R_B, \quad (6.4)$$

где  $E$  – ЭДС источника питания;  $R_B$  – внутреннее сопротивление источника питания.

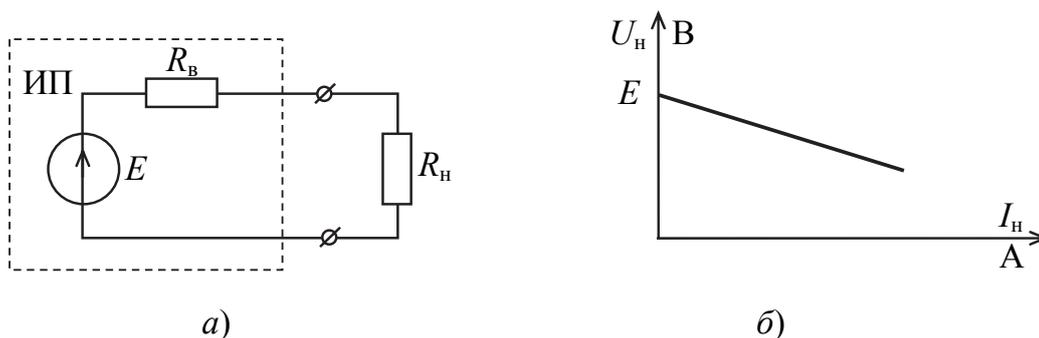


Рис. 6.2. Схема замещения (а) и внешняя характеристика (б) источника питания

Из (6.4) и из рис. 6.2, б следует, что напряжение на выходе источника питания уменьшается с увеличением тока  $I_H$  за счет падения напряжения на внутреннем сопротивлении  $R_B$  источника.

Применительно к схеме на рис. 6.1, преобразование величины и формы напряжения структурными элементами источника питания можно представить временными диаграммами (рис. 6.3).

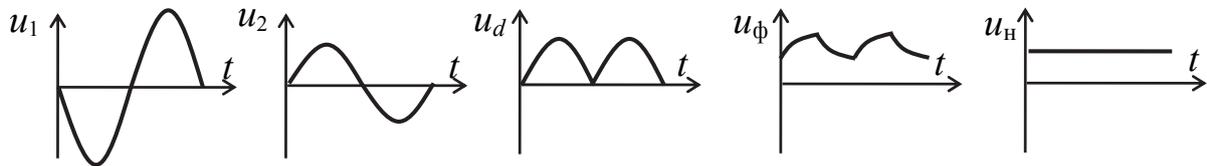


Рис. 6.3. Временные диаграммы напряжений на входе и выходах структурных элементов вторичного источника питания без преобразования частоты

В настоящее время все чаще используются вторичные источники питания с преобразованием частоты, структурная схема которых приведена на рис. 6.4.

Конвертор изменяет уровень постоянного напряжения.



Рис. 6.4. Структурная схема источника питания с преобразованием частоты

Поскольку транзисторы, тиристоры, т. е. активные элементы в этом устройстве, работают в ключевом режиме, то его называют импульсным источником питания. Импульсные источники обладают значительно лучшими технико-экономическими показателями в сравнении с источниками без преобразования частоты.

## 6.2. Принцип работы, параметры и характеристики полупроводниковых выпрямителей

Работа выпрямителей характеризуется:

– средним значением выходного напряжения  $U_{\text{ср}}$  и тока  $I_{\text{ср}}$  :

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt; \quad I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_d(t) dt, \quad (6.5)$$

где  $T$  – период;  $u_d(t)$  и  $i_d(t)$  – напряжение на выходе выпрямителя и ток, снимаемый с выпрямителя (мгновенные значения);  
 – коэффициентом пульсаций выходного напряжения:

$$\varepsilon = \frac{U_{1m}}{U_{cp}}, \text{ или } \varepsilon, \% = \varepsilon \cdot 100, \quad (6.6)$$

где  $U_{1m}$  – амплитуда первой гармоники разложения в ряд Фурье функции  $u_d(t)$ .

При выборе диодов для выпрямителя учитывают величину обратного напряжения  $U_{d\max}$  и величину максимально допустимого значения тока  $I_{d\max}$ , протекающего через диод в открытом его состоянии.

Выпрямители классифицируют по мощности, напряжению, числу фаз, схеме выпрямления. По числу фаз выпрямители подразделяются на однофазные, трехфазные и многофазные. По схеме выпрямления различают выпрямители однофазные однополупериодные, однофазные двухполупериодные со средним выводом трансформатора, однофазные двухполупериодные мостовые, однофазные управляемые, трехфазные с нейтральным выводом трансформатора, трехфазные мостовые.

### 6.2.1. Однофазный однополупериодный выпрямитель

Простейший выпрямитель с одним диодом приведен на рис. 6.5, а.

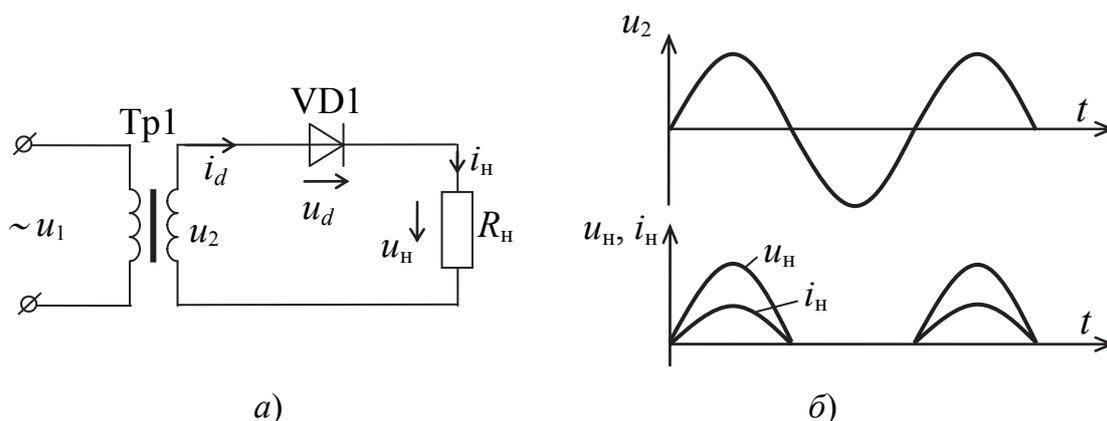


Рис. 6.5. Схема (а) и временные диаграммы напряжений и тока (б) однофазного однополупериодного выпрямителя

Ток  $I_H$  через нагрузку равен току  $I_d$ , протекающему через диод. Этот ток протекает лишь в течение одного полупериода входного синусоидального напряжения, когда диод VD1 открыт:

$$\left. \begin{aligned} U_{cp} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,45U_2, \quad \text{или} \quad U_2 \approx 2,22U_{cp}; \\ I_{cp} &= \frac{U_{cp}}{R_H}; \quad \varepsilon = \frac{U_m/2}{U_m/\pi} = \frac{\pi}{2} = 1,57; \\ U_{обр \max} &= \sqrt{2}U_2 = \pi U_{cp}; \quad I_{d \text{ cp}} = I_{cp}; \\ I_{d \max} &= \frac{\sqrt{2}}{R_H} U_2 = \pi I_{cp}. \end{aligned} \right\} \quad (6.7)$$

Такой выпрямитель находит ограниченное применение в мало-мощных источниках питания.

### 6.2.2. Однофазный двухполупериодный выпрямитель со средним выводом трансформатора

Эта схема на рис. 6.6, а представляет собой параллельное соединение двух однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку.

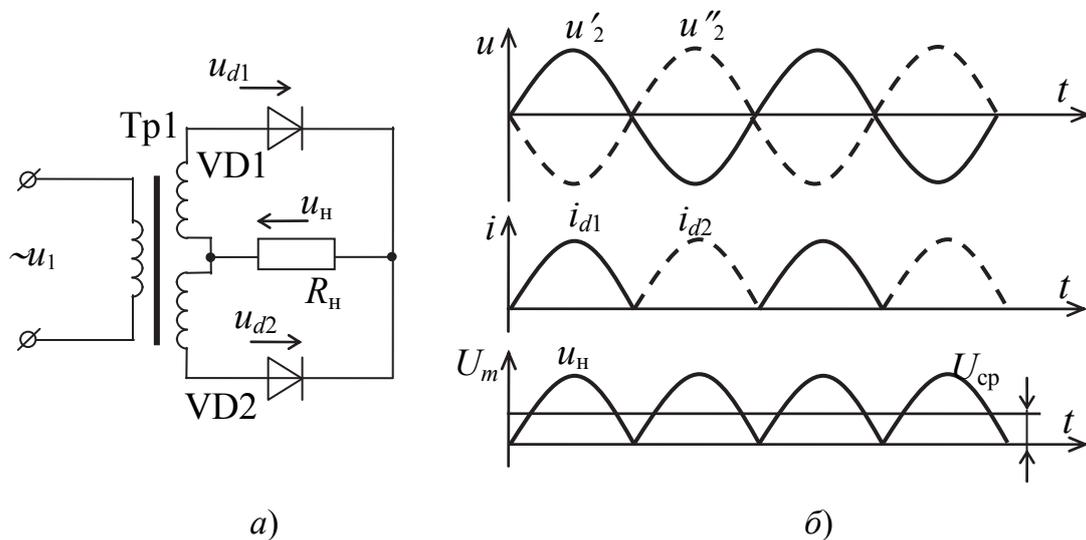


Рис. 6.6. Схема (а) и временные диаграммы напряжений и тока (б) однофазного двухполупериодного выпрямителя со средним выводом трансформатора

В первый полупериод, когда диод VD1 открыт, диод VD2 закрыт, и во второй полупериод, когда VD1 закрыт, а VD2 открыт, ток через нагрузку течет в одном направлении (справа налево по рисунку).

Этот выпрямитель характеризуется следующими параметрами:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ср}} &= 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0,9 U_2, \text{ или } U_2 \approx 1,11 U_{\text{ср}}; \\ I_{\text{ср}} &= \frac{U_{\text{ср}}}{R_{\text{H}}}; \quad \varepsilon = \frac{4U_m/3\pi}{2U_m/\pi} = \frac{2}{3} = 0,67; \\ U_{\text{обр max}} &= 2\sqrt{2} U_2 = \pi U_{\text{ср}} = 2U_m; \\ I_{d \text{ ср}} &= \frac{I_{\text{ср}}}{2}; \quad I_{d \text{ max}} = \frac{\sqrt{2} U_2}{R} = \frac{\pi}{2} I_{\text{ср}}, \end{aligned} \right\} (6.8)$$

где  $U_2$  – действующее значение напряжения каждой половинки вторичной обмотки трансформатора.

Этот выпрямитель характеризуется довольно высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. При его проектировании полезно помнить о сравнительно большом обратном напряжении на диодах.

### 6.2.3. Однофазный двухполупериодный мостовой выпрямитель

На рис. 6.7, а показана схема выпрямителя на четырех диодах, включенных по мостовой схеме, в одну диагональ которого подключена вторичная обмотка трансформатора, а в другую – нагрузка.

Диоды в этой схеме открываются и закрываются парами.

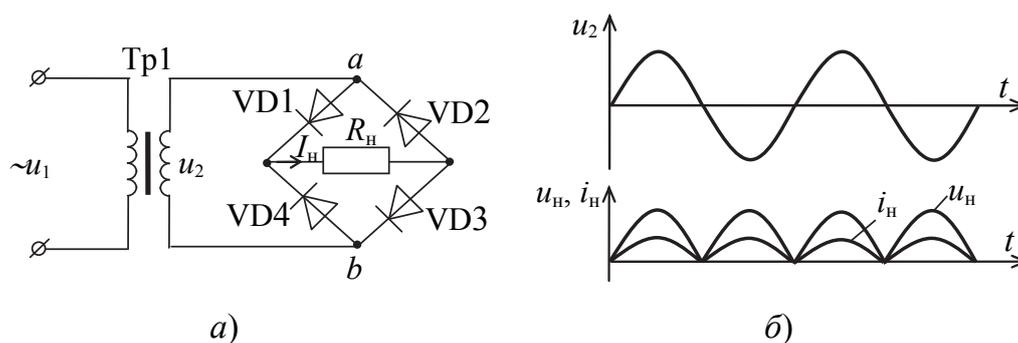


Рис. 6.7. Схема (а) и временные диаграммы напряжений и тока (б) однофазного двухполупериодного мостового выпрямителя

В течение первого полупериода, когда потенциал точки «а» положителен, ток протекает от точки «а» через диод VD1, нагрузку  $R_{\text{H}}$  и диод VD3. При этом к нагрузке приложено напряжение  $u_2$ . Во второй полупериод, когда потенциал точки «b» положителен, ток проте-

кает через диод VD4, нагрузку  $R_H$  и диод VD2. Таким образом, ток  $i_H$  через нагрузку протекает все время в одном направлении.

Выпрямитель характеризуется следующими параметрами:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ср.н}} &= 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9U_2, \quad \text{или} \quad U_2 \approx 1,1U_{\text{ср}}; \\ I_{\text{ср}} &= \frac{U_{\text{ср.н}}}{R_H}; \quad \varepsilon = \frac{2}{3} = 0,67; \\ U_{\text{обр max}} &= \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2}U_{\text{ср}} = 1,57U_{\text{ср}}; \quad I_{d\text{p}} = \frac{I_{\text{ср}}}{2}; \\ I_H &= I_{\text{ср}} = 2I_{d\text{ср}}; \quad I_{d\text{max}} = \frac{\sqrt{2}}{R_H}U_2 = \frac{\pi}{2}I_{\text{ср}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.9)$$

Этот тип выпрямителя характеризуется высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике.

#### 6.2.4. Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом

На рис. 6.8 приведена схема и временная диаграмма напряжений трехфазного выпрямителя с нулевым выводом вторичной обмотки трансформатора.

Коэффициент пульсаций  $\varepsilon = \frac{2}{3^2 - 1} = 0,25$ , что значительно ниже в сравнении с двухполупериодным однофазным напряжением ( $\varepsilon = 0,67$ ).

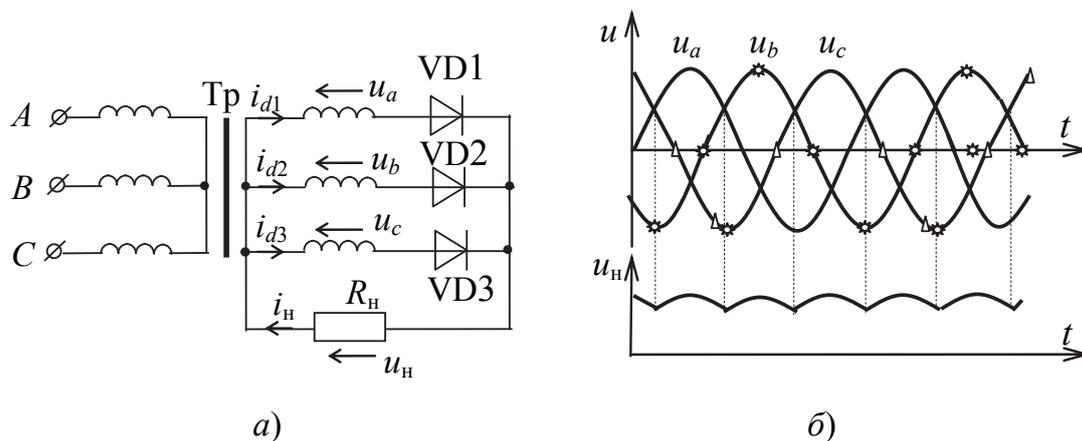


Рис. 6.8. Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) трехфазного выпрямителя с нулевым выводом

Частота пульсаций в этом выпрямителе в три раза выше частоты питающей сети. Каждый диод открыт в течение одной трети периода сетевого напряжения. Ток в нагрузке не падает до нуля. Ток через

каждый диод в его открытом состоянии  $I_{dпр} = \frac{I_H}{3}$ . Замкнутый диод включен на линейное напряжение:

$$I_{dобр\max} = \sqrt{3}U_{2ф}\sqrt{2} = 2,09U_H.$$

Этот тип выпрямителя применяется для выпрямления низких напряжений.

Так как токи диодов  $i_{д1}$ ,  $i_{д2}$ ,  $i_{д3}$  протекают по фазам вторичной обмотки трансформатора только в одном направлении, то они создают дополнительное постоянное подмагничивание магнитопровода, что может привести к его насыщению. Чтобы этого не случилось, приходится увеличивать площадь сечения магнитопровода, что приводит к увеличению стоимости и габаритов выпрямителя в целом.

### 6.2.5. Трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова)

В трехфазном мостовом выпрямителе на рис. 6.9, а отсутствует дополнительное подмагничивание, так как во вторичной обмотке трансформатора во всех фазах протекают синусоидальные токи.

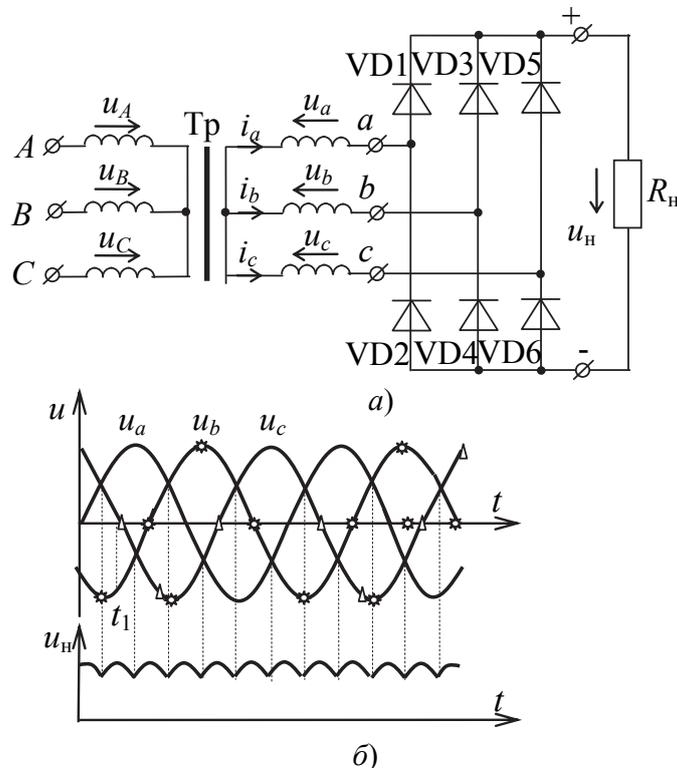


Рис. 6.9. Схема (а) и временные диаграммы напряжений (б) трехфазного мостового выпрямителя

Выпрямитель содержит 6 диодов, разделенных на две группы. В группе, состоящей из четных диодов VD2, VD4, VD6, аноды соединены вместе, а на катоды поданы напряжения от выводов  $a$ ,  $b$ ,  $c$  вторичной обмотки трехфазного трансформатора (анодная группа диодов). В группе, состоящей из нечетных диодов VD1, VD3, VD5, соединены вместе катоды, а на аноды поданы напряжения от тех же выводов  $a$ ,  $b$ ,  $c$  вторичной обмотки трансформатора (катодная группа диодов). Нагрузка  $R_n$  включена между анодами анодной группы и катодами – катодной группы.

В любой момент времени ток нагрузки протекает через два открытых диода, один из которых находится в анодной, а второй – в катодной группе. В анодной группе будет открыт тот диод, на котором будет самое большое по величине отрицательное напряжение. В катодной группе в это время будет открыт тот диод, на котором будет самое большое по величине положительное напряжение.

Например, в момент времени  $t_1$  будут открыты диоды VD1 и VD4. В это время ток нагрузки будет протекать по контуру: обмотка фазы  $a$  – VD1 –  $R_n$  – VD4 – обмотка фазы  $b$ .

За один период изменения напряжения на вторичной обмотке трансформатора происходит 6 переключений диодов в моменты времени, когда  $u_a = u_b$ ;  $u_b = u_c$ ;  $u_c = u_a$ ;  $|-u_a| = |-u_b|$ ;  $|-u_b| = |-u_c|$ ;  $|-u_c| = |-u_a|$ . Следовательно, коэффициент пульсаций выходного напряжения  $u_n$  трехфазного мостового выпрямителя равен:

$$\varepsilon = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0,057.$$

Это в 4,4 раза меньше, чем у трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом трансформатора по рис. 6.8,  $a$ .

Так как в мостовом выпрямителе (рис. 6.9,  $a$ ) используются и положительные, и отрицательные полусинусоиды напряжения подаваемой с вторичной обмотки трансформатора, то среднее значение выпрямленного напряжения в 2 раза больше, чем у выпрямителя на рис. 6.8,  $a$ , и равно  $U_{cp} = 2,34U_2$ .

При этом и КПД трехфазного мостового выпрямителя больше, чем у всех рассмотренных ранее выпрямителей. Поэтому эти выпрямители получили широкое применение в преобразовательной технике.

### 6.2.5. Управляемый однофазный выпрямитель

В неуправляемых выпрямителях изменение величины выпрямленного напряжения  $U_n$  можно осуществлять с помощью автотрансформатора в цепи переменного тока на входе выпрямителя, либо с помощью потенциометра, в цепи постоянного тока на выходе выпрямителя. Недостатками таких способов регулирования являются громоздкость, дороговизна, низкий КПД, инерционность, невозможность автоматического управления величиной  $U_n$ .

Для управления средним значением  $U_{\text{ср.н}}$  широко используются управляемые выпрямители на тиристорах (рис. 6.10, а), в которых регулируется время протекания тока через открытый тиристор путем изменения угла управления тиристора.

Такой метод обеспечивает широкий диапазон регулирования среднего значения выпрямленного напряжения при высоком КПД и малом потреблении мощности в цепях управления, высоком быстродействии и возможность автоматического управления величиной  $U_n$ .

Устройство (рис. 6.10, а) содержит силовую часть по мостовой схеме выпрямления на двух диодах VD1, VD2 и двух тиристорах VD3, VD4, нагрузку  $R_n$  и фазоимпульсную схему управления, состоящую из фазосдвигающего устройства (ФСУ) и формирователя импульсов управления (ФИУ).

На рис. 6.10, б приведены временные диаграммы напряжений. Среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{\text{ср.н}}$  пропорционально заштрихованной части полусинусоиды для двухполупериодного выпрямления, в режиме холостого хода ( $R_n = \infty$ ):

$$U_{\text{ср.н}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{m2} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} U_{m2} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = U_{\text{ср0}} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (6.10)$$

где  $U_{\text{ср0}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2$  – среднее значение выпрямленного напряжения при  $\alpha = 0$  и  $R_n = \infty$ .

Зависимость  $U_{\text{ср}} = f(\alpha)$ , снятая при  $R_n = \infty$ , т. е. в режиме холостого хода выпрямителя, приведена на рис. 6.11, и называется регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя, где

$U'_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{ср}}}{U_{\text{ср0}}}$  – нормированное среднее значение напряжения на выходе выпрямителя.

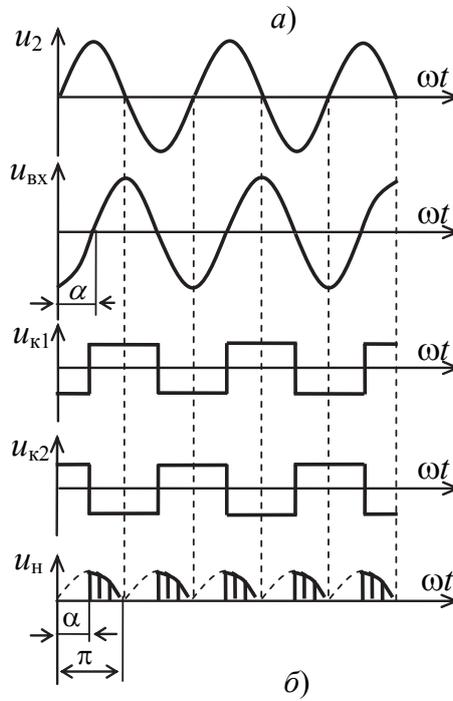
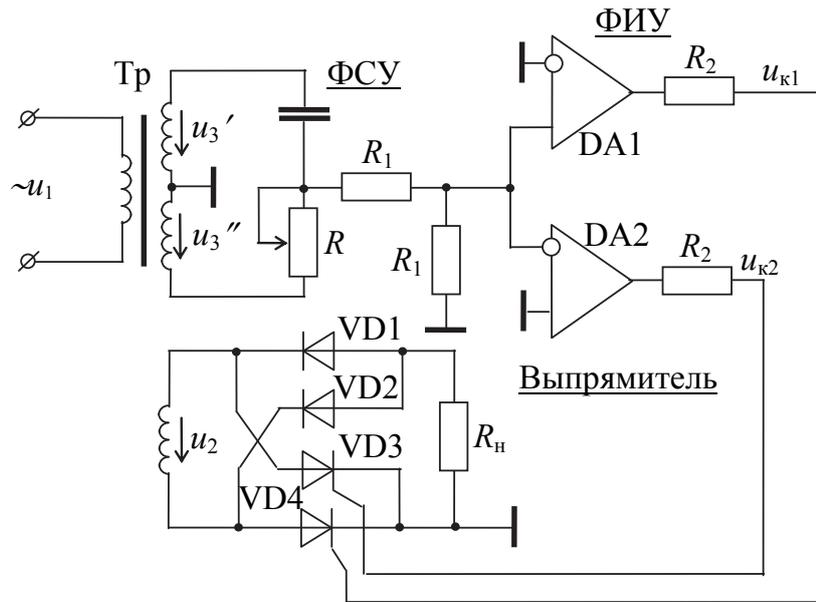


Рис. 6.10. Схема (а) и диаграмма напряжений (б) однофазного управляемого выпрямителя

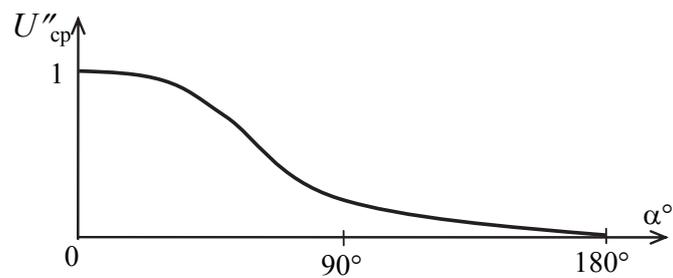


Рис. 6.11. Регулировочная характеристика управляемого выпрямителя

Угол управления  $\alpha$  тиристоров в устройстве (рис. 6.10, а) регулируется изменением сопротивления  $R$  резистора фазосдвигающего устройства ( $\alpha = 0$  – при  $R = \infty$  и  $\alpha = 180^\circ$  – при  $R = 0$ ).

### 6.3. Сглаживающие фильтры

На выходе выпрямителя получается пульсирующее напряжение  $u_d(t)$ . Эту функцию можно разложить в ряд Фурье на постоянную составляющую и гармоники, частоты которых кратны частоте питающей сети.

Для нормальной работы большинства электронных устройств требуется, чтобы коэффициент пульсаций  $\varepsilon$  был не более  $10^{-2} \div 10^{-6}$ . По этой причине на выходе большинства выпрямителей включают сглаживающие фильтры, которые уменьшают амплитуду переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Эффективность работы фильтра оценивается коэффициентом сглаживания:

$$S = \frac{q_1}{q_2}, \quad (6.11)$$

где  $q_1$  и  $q_2$  – значения коэффициентов пульсаций без фильтра и с фильтром.

Фильтры строятся с использованием реактивных ( $L, C$ ) элементов благодаря их способности накапливать энергию в электрическом или магнитном поле и потом эту энергию отдавать для заполнения провалов энергии между полусинусоидами выпрямленного напряжения.

Схема простого емкостного фильтра приведена на рис. 6.12, а, где конденсатор емкости  $C_\phi$  включен параллельно нагрузке  $R_H$ .

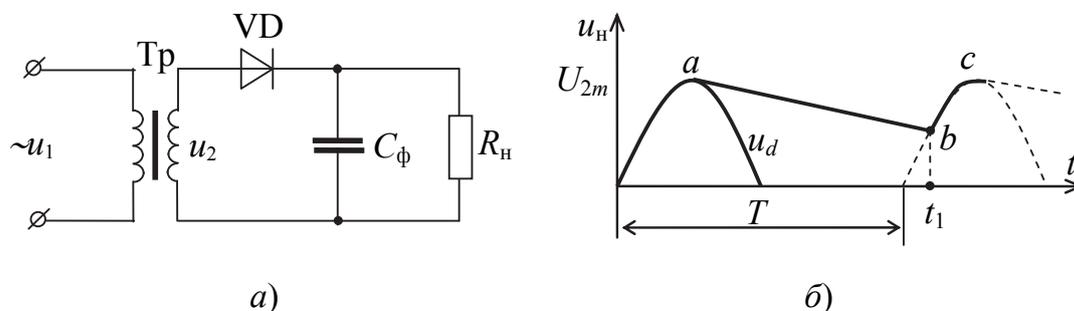


Рис. 6.12. Схема (а) и диаграмма (б) напряжения на выходе однофазного однополупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

Работа фильтра поясняется диаграммой на рис. 6.12, б. При включении схемы под напряжение в течение первой четверти периода ( $t = 0 \div \frac{T}{4}$ ) конденсатор  $C_\phi$  заряжается до  $U_{2m}$ . После этого  $u_d$  становится меньше, чем  $u_c = U_{2m}$ , вентиль (диод VD) закрывается и конденсатор разряжается через нагрузку  $R_H$ , поддерживая в ней ток. При  $t \approx T$  потенциал анода диода начнет возрастать, и в момент  $t_1$ , соответствующий точке *b*, диод снова откроется, а конденсатор снова подзарядится до  $u_c = U_{2m}$ .

При  $\tau = R_H C_\phi > 10T$  коэффициент сглаживания такого фильтра:

$$S = 2\pi f_1 m R_H C_\phi \cdot 10^{-6}, \quad (6.12)$$

где  $m$  – число пульсаций выпрямленного напряжения за период  $T$ ;  $C_\phi$  – емкость конденсатора фильтра, мкФ.

Такой фильтр применяют в маломощных выпрямителях при больших  $R_H$ .

В мощных выпрямителях при малых  $R_H$  находит применение простой индуктивный фильтр (рис. 6.13).

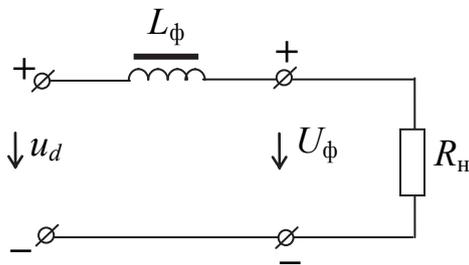


Рис. 6.13. Сглаживающий L-фильтр

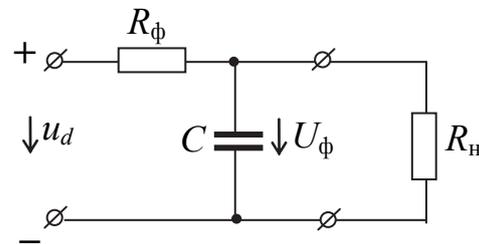


Рис. 6.14. Сглаживающий RC-фильтр

Так как индуктивное сопротивление  $X_L = 2\pi fL$  пропорционально частоте  $f$  пульсаций, то для постоянной составляющей выпрямленного напряжения сопротивление катушки определяется малым активным сопротивлением  $R_k$ . Если при этом индуктивность  $L$  выбрать достаточно большой, чтобы выполнялось условие  $X_L \gg R_H$  на частоте пульсаций, то переменная составляющая выпрямленного напряжения  $u_d$  будет выделяться на  $X_L$ , а постоянная  $U_d$  – на нагрузке  $U_\phi = U_d - U_L$ , где  $U_L = I R_k$ .

В отличие от емкостного фильтра, в котором коэффициент сглаживания  $S$  тем больше, чем меньше ток нагрузки (чем больше  $R_H$ ), в индуктивном фильтре, наоборот, коэффициент сглаживания растет с ростом тока через нагрузку.

Для индуктивного фильтра коэффициент сглаживания:

$$S = \frac{2\pi f_1 m L_\phi}{R_H}. \quad (6.13)$$

Для улучшения сглаживания (для увеличения  $S$ ) и уменьшения величин  $C_\phi$ ,  $L_\phi$  часто применяют более сложные Г-образные (рис. 6.15) и П-образные (рис. 6.16) фильтры.

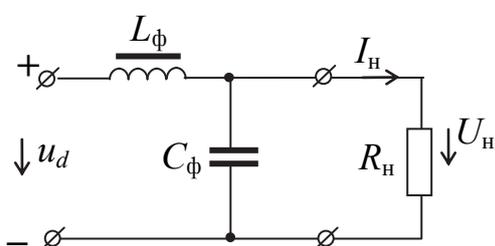


Рис. 6.15. Г-образный LC-фильтр

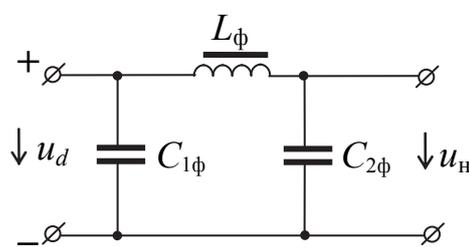


Рис. 6.16. П-образный LC-фильтр

При малом токе нагрузки индуктивность  $L_\phi$  часто заменяют активным сопротивлением  $R_\phi$  (рис. 6.14), что снижает стоимость и габариты фильтра.

Включение в состав вторичного источника питания (ИП) сглаживающих фильтров увеличивает его внутреннее сопротивление, что вызывает дополнительные потери напряжения и мощности, т. е. снижает КПД ИП.

## 6.4. Стабилизаторы напряжения

Стабилизаторы напряжения – это электронные устройства, предназначенные для автоматического поддержания неизменным напряжения на нагрузке при изменении напряжения питающей сети или тока нагрузки (при изменении  $R_H$ ). На вход стабилизатора подается напряжение с выхода сглаживающего фильтра, а к выходу подключается нагрузка.

Основным параметром, характеризующим работу стабилизатора, является коэффициент стабилизации:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ф}}/U_{\text{ф}}}{\Delta U_{\text{н}}/U_{\text{н}}}. \quad (6.14)$$

При изменении тока нагрузки его влияние на выходное напряжение оценивается выходным сопротивлением:

$$R_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{н}}}. \quad (6.15)$$

Различают два типа стабилизаторов напряжения: параметрические и компенсационные. В параметрических используются элементы с нелинейной вольт-амперной характеристикой. В качестве таких элементов применяют полупроводниковые стабилитроны, условное обозначение и вольт-амперная характеристика которых приведены на рис. 1.7.

Простейшая схема параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 1.8, а, б.

Напряжение на нагрузке:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{ст}} = U_{\text{ф}} - (I_{\text{ст}} + I_{\text{н}})R_{\text{б}}, \quad (6.16)$$

где  $U_{\text{ф}}$  – напряжение на выходе фильтра (на входе стабилизатора).

При увеличении или уменьшении  $U_{\text{ф}}$  резко возрастает или убывает ток  $I_{\text{ст}}$ , что обеспечивает постоянство  $U_{\text{н}}$ . При этом напряжение на нагрузке будет почти неизменным, пока ток  $I_{\text{ст}}$  будет находиться в пределах  $I_{\text{ст min}} < I_{\text{ст}} < I_{\text{ст max}}$  (рис. 1.7, б).

При увеличении  $I_{\text{н}}$  (за счет уменьшения  $R_{\text{н}}$ ) будет уменьшаться  $I_{\text{ст}}$  на такую же величину, а значит  $U_{\text{б}} = I_{\text{б}}R_{\text{б}}$  и  $U_{\text{н}} = I_{\text{н}}R_{\text{н}}$  останутся неизменными.

Коэффициент стабилизации  $K_{\text{ст}}$  параметрических стабилизаторов можно приближенно определить по формуле

$$K_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{н}}R_{\text{б}}}{U_{\text{ф}}R_{\text{д.ст}}}, \quad (6.17)$$

где  $R_{\text{д.ст}}$  – динамическое сопротивление стабилитрона на участке стабилизации (рис. 1.7, б):

$$R_{д.ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}. \quad (6.18)$$

У параметрических стабилизаторов  $K_{ст} = 20 \div 40$ , что обычно бывает недостаточно для стабилизации напряжения питания электронных устройств. По этой причине параметрические стабилизаторы используются также в качестве стабильного опорного напряжения в более качественных и мощных компенсационных стабилизаторах.

Обладая высоким быстродействием, компенсационные стабилизаторы напряжения одновременно хорошо сглаживают выходное напряжение  $U_H$ , т. е. выполняют и роль сглаживающего фильтра. Поэтому во вторичных источниках с компенсационными стабилизаторами в качестве предварительного фильтра устанавливают только электролитические конденсаторы большой емкости на входе и выходе стабилизатора.

Коэффициент стабилизации  $K_{ст}$  у компенсационных стабилизаторов может достигать величины в несколько тысяч.

На рис. 6.17 приведена схема простейшего компенсационного стабилизатора напряжения.

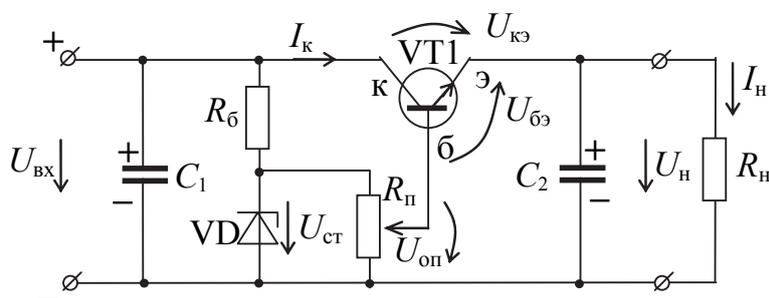


Рис. 6.17. Схема компенсационного стабилизатора

В качестве стабилизатора здесь используется эмиттерный повторитель, у которого, как известно, имеется 100%-й ООС по напряжению. Поэтому у него выходное напряжение  $U_H$  приблизительно равно опорному напряжению  $U_{оп}$ , получаемому при помощи параметрического стабилизатора на стабилитроне.

Для контура «база (б) транзистора – эмиттер (э) транзистора, сопротивление нагрузки –  $U_{оп}$ » можно составить уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$U_{б.э} = U_{оп} - U_H. \quad (6.19)$$

Аналогично для контура «коллектор – эмиттер транзистора – нагрузка –  $U_{\text{ВХ}}$ »:

$$U_{\text{Н}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{к.э}}. \quad (6.20)$$

Если, к примеру,  $U_{\text{ВХ}}$  увеличится, то с увеличением  $U_{\text{Н}}$  будет уменьшаться  $U_{\text{б.э}}$ , что приведет к увеличению  $U_{\text{к.э}}$  и уменьшению тока  $I_{\text{Н}}$ , и, следовательно, к уменьшению  $U_{\text{Н}} = I_{\text{Н}}R_{\text{Н}}$  стабилизируя эту величину. Таким образом, за счет 100%-го ООС в эмиттерном повторителе происходит стабилизация выходного напряжения  $U_{\text{Н}} \approx U_{\text{оп}}$ . Изменяя  $U_{\text{оп}}$  при помощи переменного резистора  $R_{\text{п}}$ , можно устанавливать различное значение стабилизированного напряжения на нагрузке в пределах до  $U_{\text{оп}} = U_{\text{ст}}$  стабилитрона VD.

Компенсационные стабилизаторы на эмиттерном повторителе (рис. 7.17) обеспечивают получение  $K_{\text{ст}} \leq 100$ .

Для увеличения коэффициента стабилизации применяют регулирование проводимости транзистора VT1 при помощи усилителя. За счет этого чувствительность стабилизатора к изменениям  $U_{\text{Н}}$  увеличивается в  $K$  раз.

Кроме того, при малых  $R_{\text{Н}}$  ток  $I_{\text{Н}}$  может превысить допустимую величину  $I_{\text{Н.доп}}$ , определяемую допустимым током коллектора транзистора VT1 (рис. 6.17). Превышение  $I_{\text{Н}}$  величины  $I_{\text{Н.доп}}$  может привести к перегреву транзистора VT1 и выходу его из строя.

Для ограничения тока нагрузки  $I_{\text{Н}}$  в стабилизатор устанавливают дополнительный (защитный) транзистор VT2 (рис. 6.18).

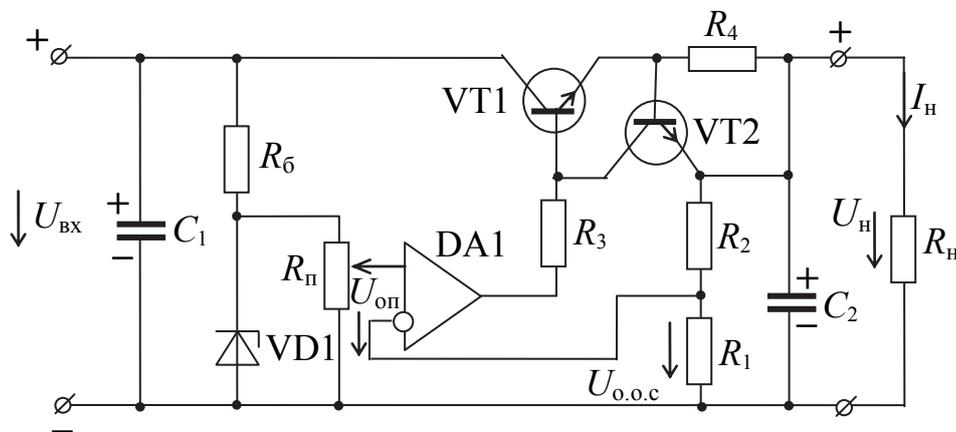


Рис. 6.18. Стабилизатор с защитой по току

Таким образом, на микросхему операционного усилителя DA1 подается напряжение отрицательной обратной связи  $U_{o.o.c}$  с резистора  $R_1$  на инвертирующий вход, а на неинвертирующий вход подается опорное напряжение  $U_{оп}$ .

В результате сравнения этих напряжений  $U_H$  поддерживается неизменным с высокой точностью.

Элементы  $R_3$ ,  $R_4$  и VT2 предназначены для ограничения  $I_H$  на уровне:

$$I_{H \max} = \frac{U_{б.о2}}{R_4}, \quad (6.21)$$

где  $U_{б.о2}$  – базовое напряжение открывания транзистора VT2.

При превышении  $I_H$  величины  $I_{H \max}$ , напряжением  $U_{R_4} = I_{H \max} R_4$  откроется транзистор VT2 и предотвратит дальнейшее увеличение базового тока транзистора VT1 и, следовательно, предотвратит увеличение тока  $I_H$  выше  $I_{H \max}$ .

Промышленностью выпускаются стабилизаторы напряжения в виде микросхем. Так, например, стабилизатор К142ЕН11 имеет предельно допустимый выходной ток  $I_{вых. доп} = 1,5$  А, а выходное напряжение можно устанавливать в диапазоне  $U_{вых} = (1,2 \div 30)$  В при помощи внешнего делителя на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 6.18).

### Вопросы для самоконтроля

1. Приведите блок-схему источника вторичного питания без преобразования частоты.
2. Укажите назначение функциональных блоков вторичного блока питания без преобразования частоты.
3. Перечислите основные параметры вторичного блока питания и дайте им определение.
4. Что понимается под внешней характеристикой вторичного блока питания?
5. Почему с ростом тока в нагрузке  $I_H$  напряжение на выходе блока питания уменьшается?
6. Приведите временные диаграммы напряжений на входах (выходах) составных элементов (блоков) вторичного источника питания без преобразования частоты.

7. Перечислите применяемые на практике разновидности выпрямителей.

8. Какими параметрами характеризуется работа выпрямителей? Дайте определение этих параметров.

9. Приведите схему и временные диаграммы работы однофазного однополупериодного выпрямителя, укажите значения его основных параметров ( $U_{\text{ср}}$ ,  $I_{\text{ср}}$ ,  $U_{d \text{обр max}}$ ,  $I_{d \text{пр max}}$ ,  $\varepsilon$ ).

10. Приведите схему и временные диаграммы работы однофазного двухполупериодного выпрямителя со средним выводом трансформатора и укажите значения его основных параметров.

11. Приведите схему и временные диаграммы работы однофазного двухполупериодного мостового выпрямителя и укажите значения его основных параметров.

12. Приведите схемы и временные диаграммы работы трехфазных выпрямителей с нулевым выводом трансформатора и мостового типа и дайте им сравнительную оценку по параметрам.

13. Приведите схему однофазного управляемого выпрямителя и поясните принцип его работы по временным диаграммам напряжений.

14. Что понимается под регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя?

15. С какой целью включают сглаживающий фильтр на выходе выпрямителя?

16. Каким параметрам оценивается эффективность работы сглаживающего фильтра?

17. Приведите схему простейшего емкостного сглаживающего фильтра и поясните принцип его работы с помощью диаграммы напряжений.

18. Какие функции выполняют стабилизаторы напряжения, устанавливаемые на выходе сглаживающего фильтра?

19. Дайте определение коэффициента стабилизации стабилизатора напряжения.

20. Приведите схему простейшего параметрического стабилизатора напряжения и поясните принцип его работы с помощью вольт-амперной характеристики.

21. Какие типы стабилизаторов напряжения применяются на практике?

# Глава 7. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

## 7.1. Введение

Как уже отмечалось в главе 1, электронные устройства различного назначения можно разрабатывать на основе дискретных элементов, либо с применением микросхем. С помощью современных технологий разрабатываются и выпускаются серийно микросхемы, являющиеся по существу готовыми электронными устройствами, используемыми как отдельно, так и для разработки сложных электронных устройств и систем, предназначенных для измерения, контроля и управления технологическими процессами, для обработки информации и т. д.

Такие сложные электронные устройства и системы содержат в своем составе датчики (первичные преобразователи), логические элементы, цифровые устройства комбинационного типа, цифровые устройства последовательностного типа, цифро-аналоговые (ЦАП) и аналого-цифровые (АЦП) преобразователи, микроконтроллеры, микропроцессоры, микроЭВМ и др.

В последующих разделах рассматриваются назначение, принцип работы, параметры и характеристики этих устройств.

## 7.2. Логические элементы

Дискретное (цифровое) устройство, реализующее одну из логических операций, называют логическим элементом (ЛЭ). Логические элементы предназначены для логического преобразования информации, представляемой в виде двоичных сигналов. Логический элемент может иметь один или несколько входов « $A$ ,  $B$ ,  $C$ , ...», или « $X_1$ ,  $X_2$ , ...» и один выход « $Q$ » или « $Y$ ».

По виду реализуемой логической операции (функции) логические элементы подразделяются на:

- элементы, реализующие операцию «логическое умножение», – конъюнкцию (конъюнкторы, элементы И, схемы совпадения);
- элементы, реализующие операцию «логическое сложение», – дизъюнкцию (дизъюнкторы, элементы ИЛИ, схемы собирания);
- элементы, реализующие операцию «логическое отрицание», – инверсию (инверторы, элементы НЕ);

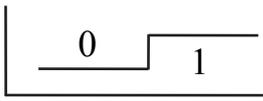
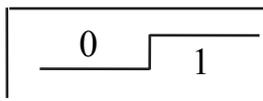
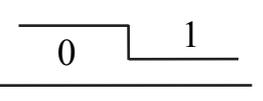
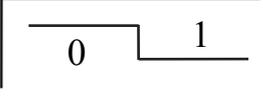
– элементы, реализующие универсальные логические функции (элементы И-НЕ, элементы ИЛИ-НЕ).

По типу логики (по технологическим особенностям производства, по особенностям схемотехники и применяемым компонентам) наибольшее применение находят логические элементы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), эмиттерно-связной логики (ЭСЛ), интегральной инжекционной логики (И2Л) и металл-диэлектрик-полупроводниковой (МДП) логики.

По полярности различаются элементы положительной (позитивной) и отрицательной (негативной) логики.

Виды кодирования двоичных сигналов с учетом полярности, положения нулевого уровня и полярности питающего напряжения, представлены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

| Виды логики   | Полярность напряжения питания   |   |
|---------------|---|---|
|               | Положительная   | Отрицательная   |
| Положительная |   |   |
| Отрицательная |  |  |

По способу питания логические элементы делятся на элементы с потенциальным питанием и с импульсным питанием. В элементах с потенциальным питанием питание осуществляется от стабилизированных источников постоянного тока. В элементах с импульсным питанием в качестве источников питания используются специальные генераторы импульсов.

Условное обозначение логических элементов (как и всех цифровых интегральных микросхем) определяется ГОСТ 18687–72, либо ОСТ 11073915–80 (см. § 1.4.2). Например, КМ155ЛА3 означает микросхему широкого применения (буква М), в керамическом корпусе (буква К), 155-й серии, логический элемент И-НЕ, третий номер разработки в данной серии.

В табл. 7.2 приведена классификация логических элементов по третьему знаку условного обозначения.

| Подгруппа           |                      | Вид                    |                      | Типономинал |
|---------------------|----------------------|------------------------|----------------------|-------------|
| Наименование        | Условное обозначение | Наименование           | Условное обозначение |             |
| Логические элементы | Л                    | И-НЕ                   | А                    | ЛА          |
|                     |                      | ИЛИ-НЕ                 | Е                    | ЛЕ          |
|                     |                      | И                      | И                    | ЛИ          |
|                     |                      | ИЛИ                    | Л                    | ЛА          |
|                     |                      | НЕ                     | Н                    | ЛН          |
|                     |                      | И-ИЛИ                  | С                    | ЛС          |
|                     |                      | И-НЕ/ИЛИ-НЕ            | Б                    | ЛБ          |
|                     |                      | И-ИЛИ-НЕ               | Р                    | ЛР          |
|                     |                      | И-ИЛИ-НЕ/И-ИЛИ         | К                    | ЛК          |
|                     |                      | ИЛИ-НЕ/ИЛИ             | М                    | ЛМ          |
|                     |                      | Логические расширители | Д                    | ЛД          |
|                     |                      | Прочие                 | П                    | ЛП          |

### 7.2.1. Конъюнктор (элемент И)

Конъюнктор – двоичный элемент, реализующий операцию конъюнкции (логическое умножение). Это элемент, единица на выходе которого имеет место в случае, если имеется логическая единица на всех входах одновременно.

На рис. 7.1, а приведено условное графическое обозначение этого элемента, а на рис. 7.1, б – временные диаграммы, поясняющие принцип работы трехвходового элемента (элемента 3И). Для того чтобы лампа ЛН зажглась, необходимо замкнуть два ключа одновременно.

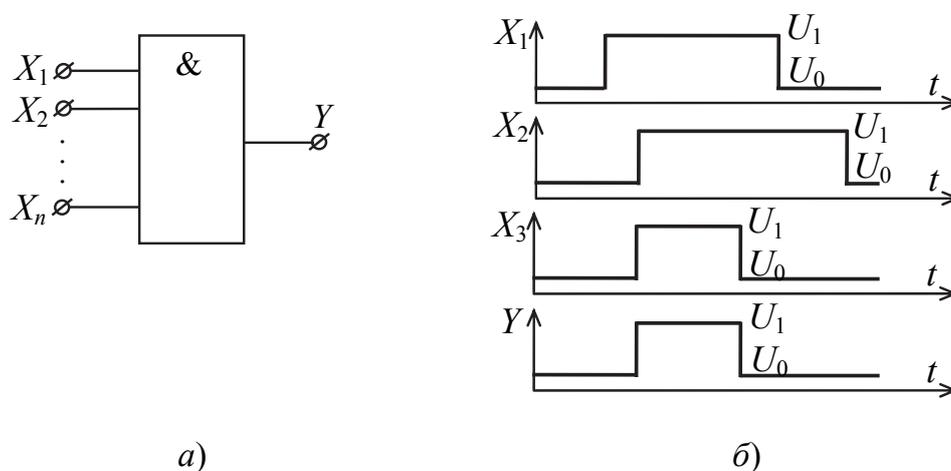


Рис. 7.1. Условное обозначение (а) и временные диаграммы (б) работы конъюнктора

Работу этого элемента поясняет схема на рис. 7.2, а.

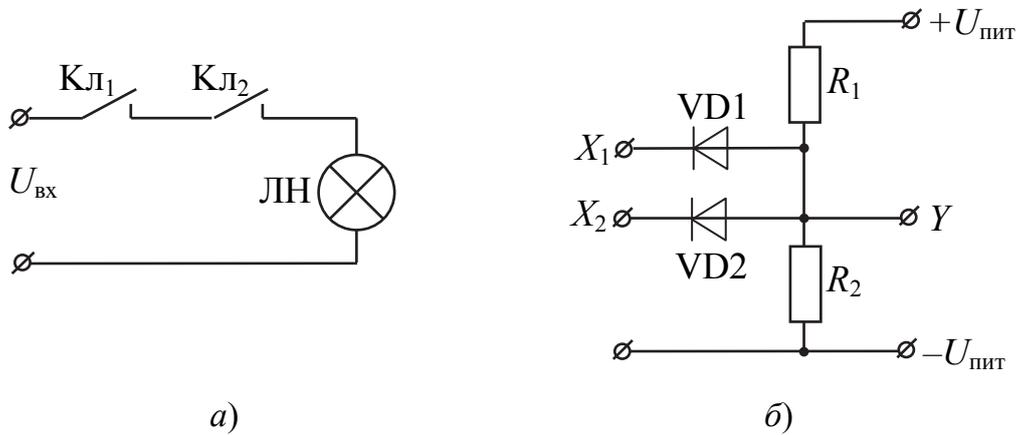


Рис. 7.2. Электрическая модель логической операции 2И (а) и пример практической реализации элемента 2И на полупроводниковых диодах (б)

В табл. 7.3 логика работы конъюнктора на три входа представлена таблицей истинности (таблицей состояний).

Таблица 7.3

| $X_3$ | $X_2$ | $X_1$ | $Y$ |
|-------|-------|-------|-----|
| 0     | 0     | 0     | 0   |
| 0     | 0     | 1     | 0   |
| 0     | 1     | 0     | 0   |
| 0     | 1     | 1     | 0   |
| 1     | 0     | 0     | 0   |
| 1     | 0     | 1     | 0   |
| 1     | 1     | 0     | 0   |
| 1     | 1     | 1     | 1   |

Логическое уравнение работы конъюнктора на  $n$  входов имеет вид:

$$Y = X_1 X_2 \dots X_n, \text{ или } Y = X_1 \wedge X_2 \wedge \dots \wedge X_n. \quad (7.1)$$

Из временных диаграмм (рис.7.1, б) следует, что, если на входы конъюнктора поступают сигналы в разные моменты времени и разной длительности, то сигнал  $y$  на выходе определяется как результат пересечения всех входных сигналов:

$$Y = \prod_{i=1}^n X_i. \quad (7.2)$$

С точки зрения физической реализации конъюнкторы выполняются на основе полупроводниковых диодов рис. 7.2, б, транзисторов и других элементов, а также в интегральном исполнении в виде микросхем различных серий.

### 7.2.2. Дизъюнктор (элемент ИЛИ)

Дизъюнктор – логический элемент, реализующий операцию дизъюнкция (логическое сложение). Сигнал единица на выходе этого элемента имеется в тех случаях, когда имеется единица хотя бы на одном из входов. На рис. 7.3, а приведено условное обозначение этого элемента, а на рис. 7.3, б – временные диаграммы, поясняющие принцип работы трехвходового дизъюнктора.

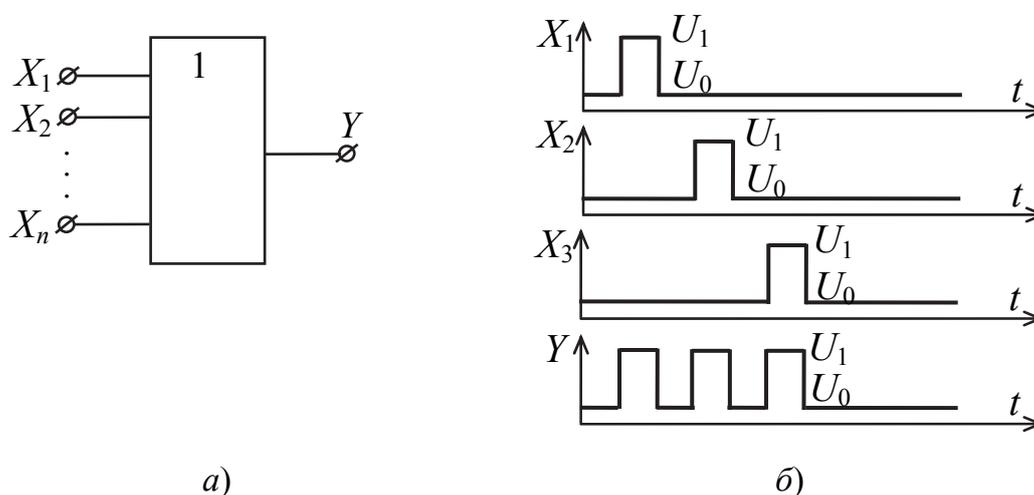


Рис. 7.3. Условное обозначение (а) и временные диаграммы (б) работы дизъюнктора

Работу этого элемента поясняет схема на рис. 7.4, а.

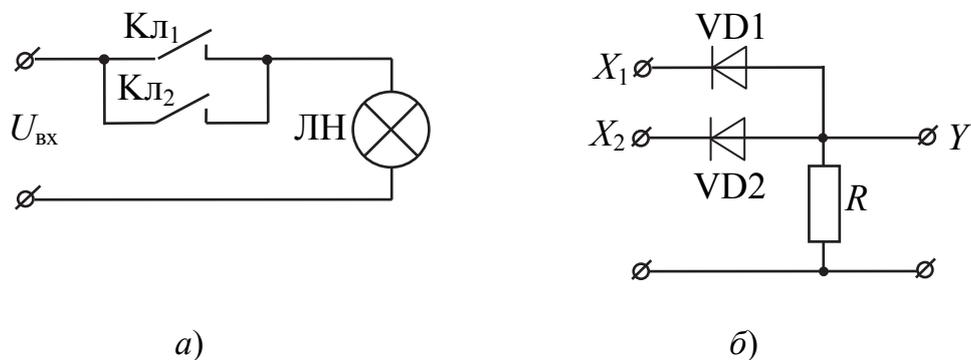


Рис. 7.4. Электрическая модель логического элемента 2ИЛИ (а) и пример практической реализации элемента 2ИЛИ на полупроводниковых диодах (б)

Для того чтобы лампа накаливания ЛН зажглась, достаточно замкнуть один из ключей.

В табл. 7.4 логика работы дизъюнктора на три входа представлена таблицей истинности.

Таблица 7.4

| $X_3$ | $X_2$ | $X_1$ | $Y$ |
|-------|-------|-------|-----|
| 0     | 0     | 0     | 0   |
| 0     | 0     | 1     | 1   |
| 0     | 1     | 0     | 1   |
| 0     | 1     | 1     | 1   |
| 1     | 0     | 0     | 1   |
| 1     | 0     | 1     | 1   |
| 1     | 1     | 0     | 1   |
| 1     | 1     | 1     | 1   |

Логическое уравнение работы дизъюнктора на  $n$  входов имеет вид:

$$Y = X_1 + X_2 + \dots + X_n, \text{ или } Y = X_1 \vee X_2 \vee \dots \vee X_n. \quad (7.3)$$

Из временных диаграмм (рис. 8.3, б) следует, что, если на вход дизъюнктора поступают сигналы в разные моменты времени, то сигнал на выходе определяется как результат объединения входных сигналов:

$$Y = \bigcup_{i=1}^n X_i. \quad (7.4)$$

На рис. 7.4, б приведен пример практической реализации дизъюнктора 2ИЛИ на полупроводниковых диодах.

### 7.2.3. Принцип двойственности

Для логических элементов И, ИЛИ выполняется принцип двойственности (дуальности, инверсии), состоящий в следующем: одна и та же схема в зависимости от способа кодирования входной информации может быть либо схемой И, либо схемой ИЛИ.

Например, схема И положительной логики является одновременно схемой ИЛИ отрицательной логики, и наоборот.

### 7.2.4. Инвертор (элемент НЕ)

Инвертор – логический элемент, реализующий операцию логического отрицания. Это элемент, 1 на выходе которого имеет место, если на входе сигнал 0.

На рис. 7.5, а показано условное обозначение элемента, применяемое на функциональных схемах цифровых электронных устройств, а на рис. 7.5, б приведены временные диаграммы.

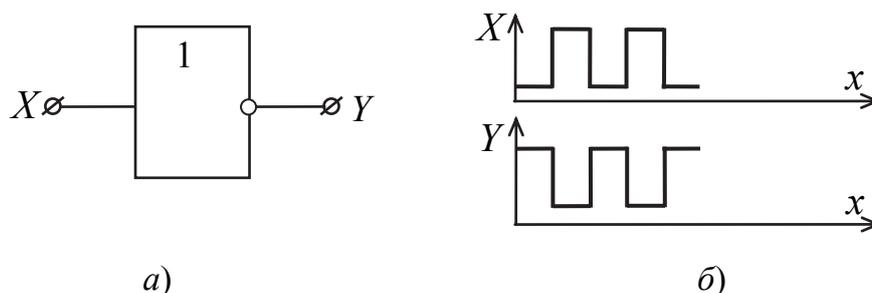


Рис. 7.5. Условное обозначение (а) и временные диаграммы (б) элемента НЕ

В табл. 7.5 логика работы этого элемента отображается таблицей истинности.

Таблица 7.5

| X | Y |
|---|---|
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |

Пример реализации элемента НЕ на биполярном транзисторе приведен на рис. 7.6.

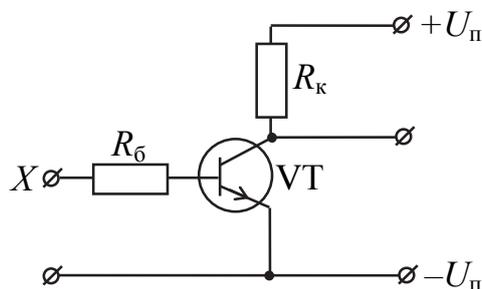


Рис. 7.6. Схема элемента НЕ

Из временных диаграмм (рис. 7.5, б) видно, что если на входе X инвертора – сигнал, отвечающий уровню логического нуля  $U_{\text{вх}} = U_0$ ,

то транзистор VT (рис. 7.6) закрыт, и на выходе у этого устройства – сигнал, отвечающий уровню логической единицы  $U_{\text{ВЫХ}} = U_1$ . Если же  $U_{\text{ВХ}} = U_1$ , то транзистор VT открывается, и на выходе  $U_{\text{ВЫХ}} = U_0$ .

Логическое уравнение инвертора:

$$Y = \bar{X}.$$

Черта сверху означает отрицание (инверсию).

### 7.2.5. Элемент Шеффера (элемент И-НЕ)

Элемент Шеффера – двоичный логический элемент, реализующий операцию логического умножения с отрицанием. Это элемент, на выходе которого устанавливается уровень логической единицы ( $U_{\text{ВЫХ}} = U_1$ ) всегда, кроме случая, когда на все его входы подаются сигналы логических единиц.

На рис. 7.7, а показано условное обозначение этого элемента, на рис. 7.7, б приведены временные диаграммы элемента ЗИ–НЕ, а на рис. 7.7, в приведена схема этого элемента на элементе ЗИ и инверторе.

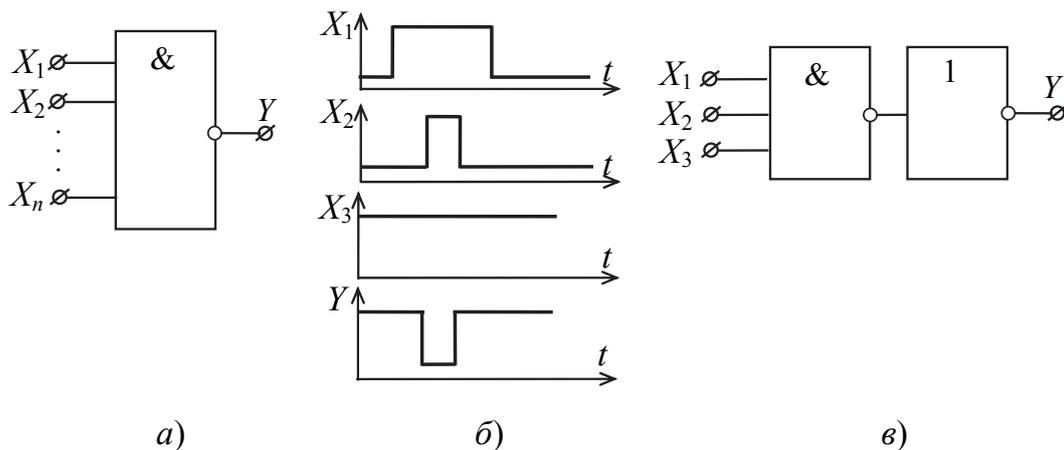


Рис. 7.7. Условное обозначение (а), временные диаграммы (б) и реализация элемента ЗИ-НЕ (в) на элементах ЗИ и НЕ

Таблица истинности иллюстрирует работу этого элемента для случая трех входов (табл. 7.6).

Таблица 7.6

| $X_3$ | $X_2$ | $X_1$ | $Y$ |
|-------|-------|-------|-----|
| 0     | 0     | 0     | 1   |
| 0     | 0     | 1     | 1   |
| 0     | 1     | 0     | 1   |

| $X_3$ | $X_2$ | $X_1$ | $Y$ |
|-------|-------|-------|-----|
| 0     | 1     | 1     | 1   |
| 1     | 0     | 0     | 1   |
| 1     | 0     | 1     | 1   |
| 1     | 1     | 0     | 1   |
| 1     | 1     | 1     | 0   |

Логическое уравнение работы этого элемента с  $n$  входами:

$$Y = \overline{X_1 X_2 \dots X_n}, \text{ или } Y = \overline{X_1 \wedge X_2 \wedge \dots \wedge X_n}. \quad (7.5)$$

Из этого уравнения следует, что элемент И-НЕ можно реализовать по схеме на рис. 7.7, в.

Элемент И-НЕ обладает функциональной полнотой, т. е. применяя только этот тип элемента, можно реализовать логические устройства, выполняющие операции И, ИЛИ, НЕ (рис. 7.8).

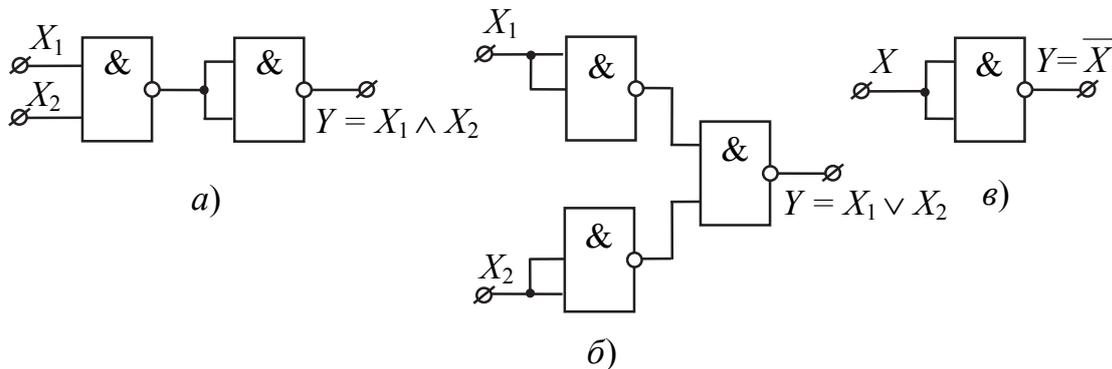


Рис. 7.8. Реализация логических операций И (а), ИЛИ (б) и НЕ (в) на базе элемента И-НЕ

### 7.2.6. Элемент Пирса (элемент ИЛИ-НЕ)

Элемент Пирса – двоичный логический элемент, реализующий операцию логического сложения с отрицанием. Это элемент, на выходе которого устанавливается уровень логической единицы ( $U_{\text{вых}} = U_1$ ) всегда, кроме случая, когда на все его входы подаются сигналы логического нуля. На рис. 7.9, а показано условное обозначение этого элемента, на рис. 7.9, б приведены временные диаграммы, а на рис. 7.9, в приведена схема трехвходового элемента ЗИЛИ-НЕ на элементах ЗИЛИ и НЕ.

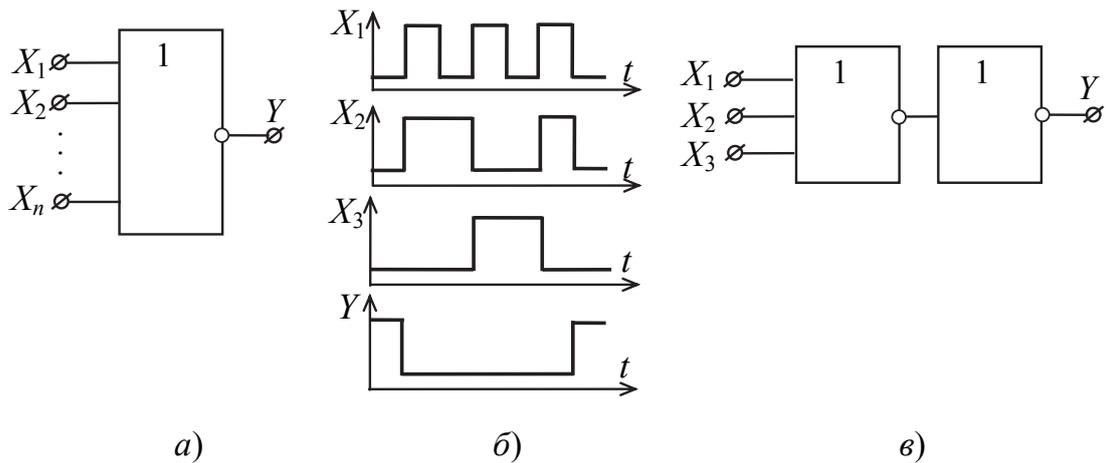


Рис. 7.9. Условное обозначение (а), временные диаграммы (б) и реализация элемента ЗИЛИ-НЕ (в) на элементах ЗИЛИ и НЕ

Логика работы элемента ИЛИ-НЕ с тремя входами определена в табл. 7.7.

Таблица 7.7

| $X_3$ | $X_2$ | $X_1$ | $Y$ |
|-------|-------|-------|-----|
| 0     | 0     | 0     | 1   |
| 0     | 0     | 1     | 0   |
| 0     | 1     | 0     | 0   |
| 0     | 1     | 1     | 0   |
| 1     | 0     | 0     | 0   |
| 1     | 0     | 1     | 0   |
| 1     | 1     | 0     | 0   |
| 1     | 1     | 1     | 0   |

Логическое уравнение работы этого элемента с  $n$  входами имеет вид:

$$Y = \overline{X_1 + X_2 + \dots + X_n}, \text{ или } Y = \overline{X_1 \vee X_2 \vee \dots \vee X_n}. \quad (7.6)$$

Элемент ИЛИ-НЕ также обладает функциональной полнотой, т. е., применяя только эти элементы, можно реализовать логические операции И, ИЛИ и НЕ (рис. 7.10).

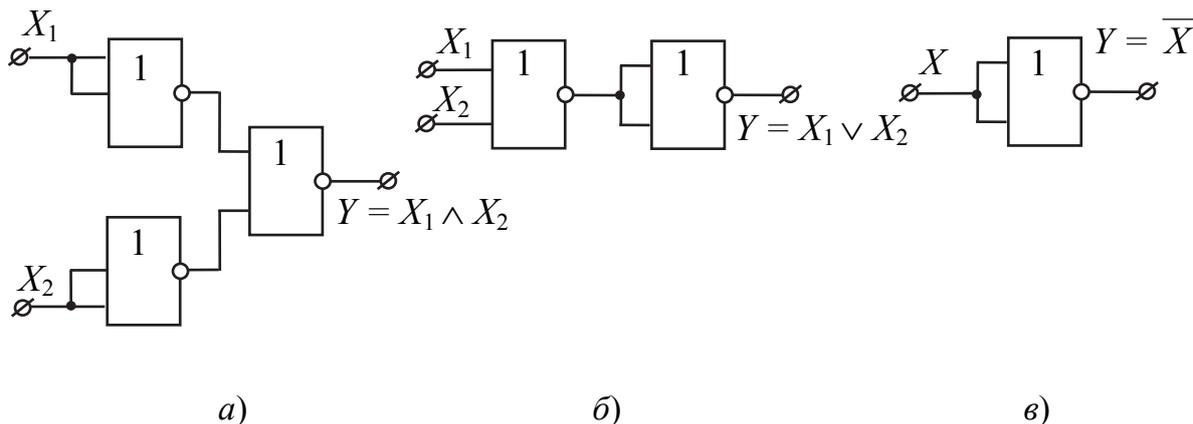


Рис. 7.10. Реализация логических операций И (а), ИЛИ (б) и НЕ (в) на базе элемента ИЛИ-НЕ

Как уже отмечалось, логические элементы изготавливаются по интегральной технологии и выпускаются в виде микросхем различных серий, схемы, цоколевка и параметры которых приводятся в справочниках.

При этом в одной микросхеме содержатся либо несколько однотипных логических элементов, либо комбинации различных элементов, что позволяет реализовывать более сложные логические устройства.

Примеры микросхем: К131ЛН1 – 6 элементов НЕ в одном корпусе; К555ЛН2 – 6 элементов НЕ с открытым коллекторным выходом; К555ЛИ1 – 4 элемента 2И (с двумя входами); 555ЛА1 – 2 элемента 4И-НЕ (4 входа); 555ЛА2 – элемент 8И-НЕ (8 входов).

### 7.3. Цифровые устройства комбинационного типа (КЦУ)

В основе техники передачи информации дискретными сигналами, а также цифровой и вычислительной техники лежит применение логических или переключательных схем, которые делятся на два класса: комбинационные (КЦУ) и последовательностные (ПЦУ).

Комбинационные логические схемы, как правило, состоят из одних лишь логических элементов. В таких схемах значение выходной переменной зависит только от значений входных переменных в данный момент времени. При этом сложные логические связи между входными и выходными переменными могут быть реализованы разными способами, с применением разного набора функционально полных систем логических элементов. По этой причине комбинационные логические схемы, выполняющие одни и те же функции, могут

отличаться по числу входящих в них элементов и способу их соединения между собой.

К цифровым устройствам комбинационного типа относятся сумматоры, цифровые компараторы, преобразователи кодов, коммутаторы цифровых сигналов.

### **7.3.1. Основы алгебры Буля**

Проектирование экономичных логических схем осуществляется с помощью специального математического аппарата, предложенного английским математиком Дж. Булем, названного булевой алгеброй.

Алгебра Буля строится на основе трех логических операций: дизъюнкции (ИЛИ), конъюнкции (И) и инверсии (НЕ). Приоритет выполнения операций в логическом выражении следующий: сначала выполняются отрицания над отдельными переменными, затем логическое умножение и, наконец, логическое сложение. Роль скобок – как и в обычной алгебре. Если знак логического отрицания (черта сверху) ставится над совокупностью символов, то операция отрицания для этой совокупности выполняется в последнюю очередь.

Впервые возможность применения булевой алгебры в качестве теоретической основы сложных переключательных схем была показана В. И. Шестаковым в 1936 г., и затем К. Шенноном в 1938 г.

### **7.3.2. Способы представления (задания) булевых функций**

Булевой называют функцию вида

$$Y = F(X_1, X_2, \dots, X_n), \quad (7.7)$$

аргументы которой (логические переменные  $X_1, X_2$ ) и сама функция  $Y$  принимают значения логического нуля «0» или логической единицы «1».

Задать булеву функцию – это значит указать значение функции (0 или 1) при всех возможных комбинациях значений аргументов. Различают словесный, табличный, алгебраический, числовой и графический способы представления (задания) логических (булевых) функций.

*Словесный способ* состоит в словесных утверждениях, полностью задающих как логическую функцию, так и логику работы соответствующей комбинационной логической схемы (устройства). Например: функция трех переменных принимает значение «1», если два любых аргумента или все три равны «1». Во всех других случаях функция равна нулю «0».

Табличный способ состоит в задании булевой функции в виде таблицы состояний (истинности). Например: таблица состояний булевой функции трех аргументов  $X_1$ – $X_3$ , заданная выше словесным способом, представлена в табл. 7.8.

Таблица 7.8

| Номер набора | Значения аргументов |       |       | Значения функции |
|--------------|---------------------|-------|-------|------------------|
|              | $X_3$               | $X_2$ | $X_1$ | $Y$              |
| 0            | 0                   | 0     | 0     | 0                |
| 1            | 0                   | 0     | 1     | 0                |
| 2            | 0                   | 1     | 0     | 0                |
| 3            | 0                   | 1     | 1     | 1                |
| 4            | 1                   | 0     | 0     | 0                |
| 5            | 1                   | 0     | 1     | 1                |
| 6            | 1                   | 1     | 0     | 1                |
| 7            | 1                   | 1     | 1     | 1                |

Для  $K$  входных переменных  $X$  существует  $N = 2^K$  различных логических функций, отличающихся набором нулей и единиц.

Алгебраический способ состоит в представлении функции в виде алгебраического выражения, называемого структурной формулой.

Существует две формы булевых функций алгебраического вида, называемые нормальными формами. Первая, или дизъюнктивная, нормальная форма (ДНФ) представляет собой логическую сумму логических произведений. При этом каждая из слагаемых образуется логическим произведением аргументов  $X$ , или их отрицаний (с чертой сверху). Например,  $Y = X_1 \bar{X}_2 + X_2 X_3 + \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3$ . Если значение переменной  $X$  в наборе равно «1», то оно входит в слагаемое в прямом виде, а если нулю, то в инверсном виде.

Если в каждое из слагаемых входят все переменные, или их отрицания, то такое представление (задание) функции называется совершенной дизъюнктивной нормальной формой (СДНФ). Для функции трех переменных, например,  $Y = X_1 \bar{X}_2 X_3 + \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3 + X_1 X_2 \bar{X}_3$ .

Под набором или точкой понимают каждую конкретную комбинацию значений всех аргументов (т. е. вместо  $X_1 = 1$ ,  $X_2 = 0$ ,  $X_3 = 1$  пишут 101). Десятичное число, отвечающее набору, называют номером набора (например, набор 101 имеет номер 5).

Вторая форма, или конъюнктивная нормальная форма (КНФ) есть логическое произведение элементарных логических сумм. Если каждая сумма содержит все переменные, или их отрицания, то говорят о представлении функции в совершенной конъюнктивной нормальной форме (СКНФ). Например:

$$Y = (\bar{X}_1 + X_2 + \bar{X}_3) \cdot (X_1 + \bar{X}_2 + X_3) \cdot (\bar{X}_1 + \bar{X}_2 + X_3).$$

Переход от таблицы истинности к алгебраическому выражению (булевой функции) в СДНФ называют составлением структурной формулы по единицам, а в СКНФ – по нулям.

Таким образом, для перехода к СДНФ:

а) для каждого набора, где функция  $Y$  равна «1», записываются произведения всех аргументов без отрицания, если аргумент равен «1», или с отрицанием, если аргумент равен «0»;

б) производится логическое сложение произведений.

Для перехода к СКНФ:

а) для каждого набора, где функция  $Y$  равна «0», записывается элементарная логическая сумма всех аргументов без отрицания, если аргумент равен «0», или с отрицанием, если аргумент равен «1»;

б) элементарные суммы объединяются логическим умножением.

*Числовой способ* состоит в перечислении под знаком  $\sum$  номеров всех наборов (в возрастающем порядке), для которых функция равна «1» (для первой стандартной формы), либо в перечислении под знаком произведения  $\prod$  всех наборов, для которых функция равна нулю (для второй стандартной формы).

Для табл. 7.8 этот способ задания имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} Y &= \sum(3, 5, 6, 7) - \text{для СДНФ, или} \\ Y &= \prod(0, 1, 2, 4) - \text{для СКНФ.} \end{aligned} \right\} \quad (7.8)$$

*Графическая форма.* Наиболее распространенной графической формой задания логических функций являются карты Вейча-Карно. Карта Карно содержит  $2^K$  (где  $K$  – количество аргументов логической функции) клеток, каждой из которых соответствует один из наборов (конъюнкция всех переменных) (рис. 7.11).

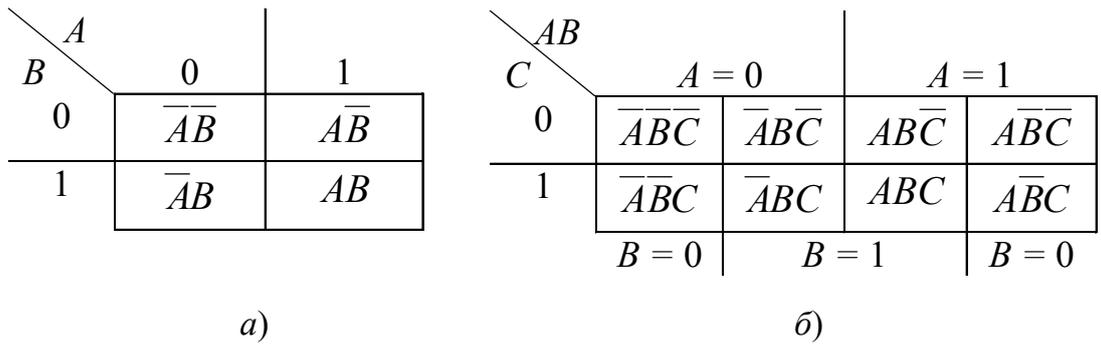


Рис. 7.11. Карты Карно для логических функций двух (а) и трех (б) переменных

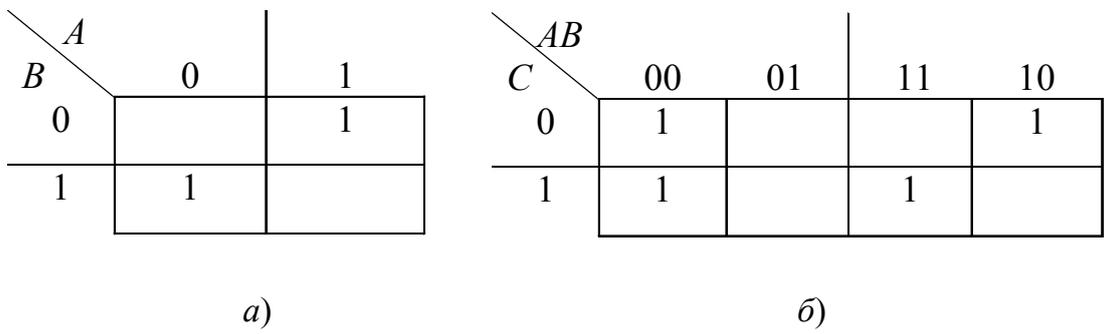


Рис. 7.12. Примеры графического задания булевых функций двух (а) и трех (б) переменных

Для перехода от таблицы истинности к карте Карно в клетки карты выписываются единицы для всех наборов, для которых функция  $Y$  принимает значение «1». Остальные клетки остаются пустыми, либо заполняются нулями (рис. 7.12).

### 7.3.3. Переход от структурной формулы к логической схеме и обратный переход

На основании заданной структурной формулы можно построить комбинационную схему, состоящую из элементов И, ИЛИ, НЕ, которая будет реализовывать эту заданную булеву функцию. Логические элементы, предназначенные для выполнения указанных в формуле логических операций, располагаются на схеме, начиная от входов, в том же порядке, в каком выполняются логические операции.

Пусть, к примеру, требуется составить логическую схему (КЦУ), которая должна реализовывать булеву функцию вида

$$\begin{aligned}
 Y(X_1, X_2, X_3) &= 011 + 101 + 110 + 111 = \\
 &= \overline{X}_1 X_2 X_3 + X_1 \overline{X}_2 X_3 + X_1 X_2 \overline{X}_3 + X_1 X_2 X_3.
 \end{aligned}$$

Вначале в левом столбце (рис. 7.13) изображают инверторы для получения отрицаний входных переменных  $\bar{X}_1$ ,  $\bar{X}_2$ ,  $\bar{X}_3$ . Затем изображают столбец элементов И, а потом – элементов ИЛИ.

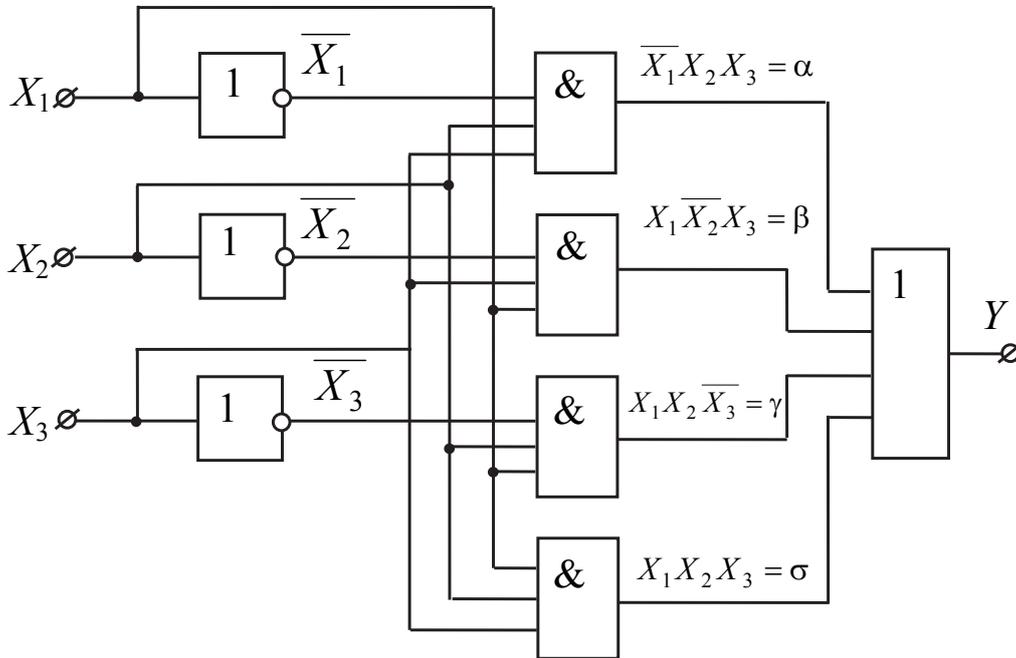


Рис. 7.13. Логическая схема, реализующая булеву функцию заданного вида (пример перехода от формулы к схеме)

Для перехода от логической схемы к структурной формуле удобно для входных сигналов элементов, если они подаются с выходов других элементов, вводить промежуточные обозначения.

Так, вводя обозначение для входных сигналов элементов 4ИЛИ в виде  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $\delta$ , можем записать, что  $Y = \alpha + \beta + \gamma + \delta$ , где  $\alpha = \bar{X}_1 X_2 X_3$ ,  $\beta = X_1 \bar{X}_2 X_3$ ,  $\gamma = X_1 X_2 \bar{X}_3$ ,  $\delta = X_1 X_2 X_3$ .

Таким образом, получается искомая булева функция:

$$Y = \bar{X}_1 X_2 X_3 + X_1 \bar{X}_2 X_3 + X_1 X_2 \bar{X}_3 + X_1 X_2 X_3.$$

### 7.3.4. Минимизация булевых функций

Построение комбинационных логических схем на основе булевых функций, представленных в первой или второй стандартных формах, которые получаются при переходе от таблицы истинности к формулам, в большинстве случаев нецелесообразно. Переходу к логической схеме должно предшествовать упрощение структурной

формулы (минимизация). Основная задача минимизации состоит в получении такой формы булевой функции, которой соответствует логическая схема с минимальным числом логических элементов. Для минимизации булевых функций применяются теоремы и законы булевой алгебры. При большом числе переменных (более трех) и большом числе слагаемых для минимизации булевых функций применяют карты Карно.

В большинстве случаев булева функция описывает логику работы КЦУ, имеющего несколько входов и один выход. Однако на практике встречаются логические схемы, которые имеют  $n$  входов и  $m$  выходов. Работа таких схем описывается  $m$  булевыми функциями, причем каждая из них в общем случае является функцией  $n$  аргументов.

При проектировании таких схем каждая из функций должна быть задана таблицей и затем представлена в первой или второй стандартной форме. В принципе, можно минимизировать каждую из  $m$  функций в отдельности и по ним построить логическую схему, которая будет состоять из  $m$  отдельных схем, имеющих одни и те же входы. Однако такой путь зачастую приводит к большой избыточности элементов. В теории логических схем существуют специальные приемы минимизации систем из нескольких булевых функций.

### **7.3.5. Преобразователи кодов**

Преобразователи кодов относятся к цифровым устройствам комбинационного типа (КЦУ) и служат для перевода одной формы числа (кода) в другую.

#### **7.3.5.1. Шифраторы (кодеры)**

Шифратор служит для преобразования единичных сигналов (унитарный код 1 из 10) в  $n$ -разрядный двоичный код. Наибольшее применение шифраторы находят в устройствах ввода информации для преобразования десятичных чисел в двоичный код. Как следует из табл. 7.9, в таком устройстве должно быть 10 входов и 1 выход. На выходе  $Y_1$  единица появляется при нажатии нечетных клавиш устройства ввода, т. е. при подаче единичного сигнала хотя бы на одну из нечетных входных шин. Следовательно, выходу  $Y_1$  отвечает булева функция вида

$$Y_1 = X_1 \vee X_3 \vee X_5 \vee X_7 \vee X_9, \text{ или } Y_1 = X_1 + X_3 + X_5 + X_7 + X_9.$$

Для остальных выходов булевы функции имеют вид:

$$Y_2 = X_2 \vee X_3 \vee X_6 \vee X_7; Y_3 = X_4 \vee X_5 \vee X_6 \vee X_7; Y_4 = X_8 \vee X_9.$$

Таблица 7.9

| Десятичное<br>число | Двоичный код |       |       |       | Десятичное<br>число | Двоичный код |       |       |       |
|---------------------|--------------|-------|-------|-------|---------------------|--------------|-------|-------|-------|
|                     | $Y_4$        | $Y_3$ | $Y_2$ | $Y_1$ |                     | $Y_4$        | $Y_3$ | $Y_2$ | $Y_1$ |
| 0                   | 0            | 0     | 0     | 0     | 5                   | 0            | 1     | 0     | 1     |
| 1                   | 0            | 0     | 0     | 1     | 6                   | 0            | 1     | 1     | 0     |
| 2                   | 0            | 0     | 1     | 0     | 7                   | 0            | 1     | 1     | 1     |
| 3                   | 0            | 0     | 1     | 1     | 8                   | 1            | 0     | 0     | 0     |
| 4                   | 0            | 1     | 0     | 0     | 9                   | 1            | 0     | 0     | 1     |

Из этой системы уравнений следует, что схема шифратора содержит один пятиходовый, два четырехходовых и один двухходовый элементы ИЛИ (рис. 7.14).

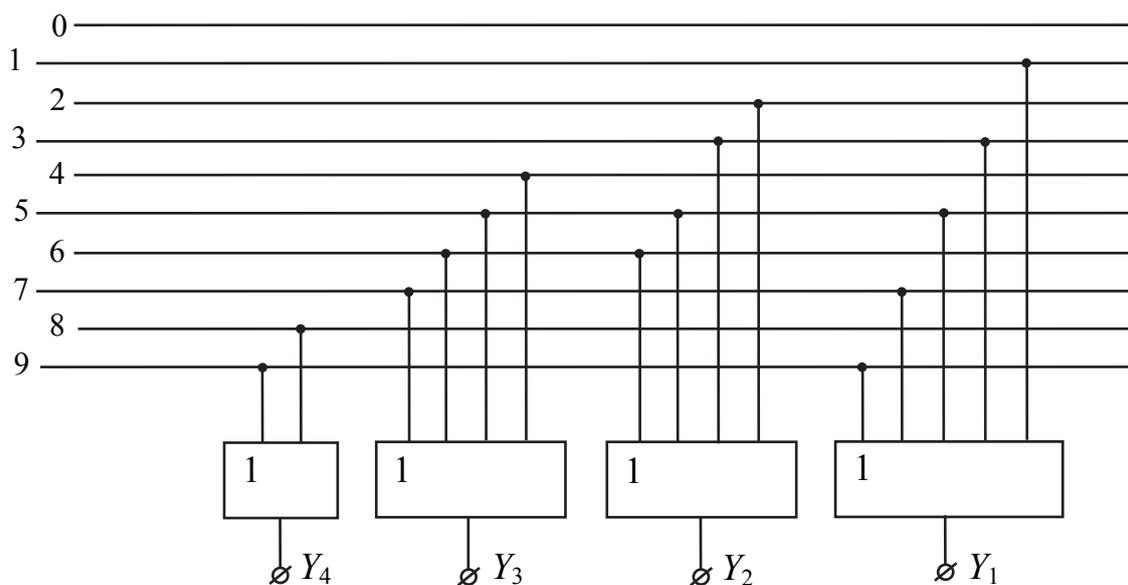


Рис. 7.14. Схема шифратора (кодера) для преобразования десятичных чисел в двоичный код

Условное обозначение шифратора на функциональных схемах приведено на рис. 7.15.

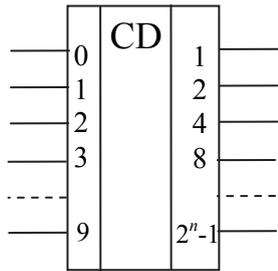


Рис. 7.15. Условное обозначение шифратора

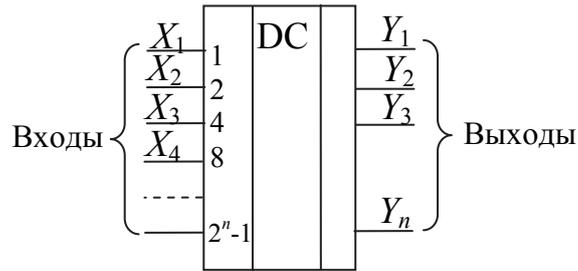


Рис. 7.16. Условное обозначение дешифратора

В серии отечественных микросхем шифраторы обозначаются буквами ИВ. Например, К155ИВ1.

### 7.3.5.2. Дешифраторы (декодеры)

В общем случае дешифраторы используются для преобразования  $n$ -разрядного двоичного кода на входе в требуемый код на выходе. Наибольшее применение дешифраторы получили в микропроцессорной технике для преобразования  $n$ -разрядного двоичного кода в унитарный код на  $2^n$  выходов. Номер этого выхода в десятичном коде определяется из уравнения

$$N = \alpha \cdot 2^0 + \alpha \cdot 2^1 + \alpha \cdot 2^2 \dots + \alpha \cdot 2^{n-1}, \quad (7.9)$$

где  $n$  – число разрядов двоичного кода;  $\alpha$  – состояние разряда двоичного кода, т. е.  $\alpha = 0$ , либо  $\alpha = 1$ .

Например, если на вход подан двоичный код 1011, то  $N = 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 = 11$ , т. е. этому двоичному коду на входе соответствует 11-й выход дешифратора. Таким образом, для преобразования  $n$ -разрядного двоичного кода требуется дешифратор с  $m = 2^n$  выходами.

Условное обозначение дешифратора на функциональных схемах приведено на рис. 7.16. Дешифраторы входят во многие серии микросхем ТТЛ и КМДП-логики. Например, К155ИД4 (два дешифратора в одном корпусе) преобразует двоичный код в код 1 из четырех; К155ИД1 и К176ИД1 – в код 1 из десяти; К155ИД3 и К153ИД3 – в код 1 из шестнадцати.

На рис. 7.17, а приведена схема дешифратора К155ИД3. Микросхема имеет четыре прямых входа ( $X_1 \div X_4$ ), 16 инверсных выходов ( $Y_0 \div Y_{15}$ ) и два дополнительных инверсных входа  $W_0$ ,  $W_1$  для управления работой дешифратора.

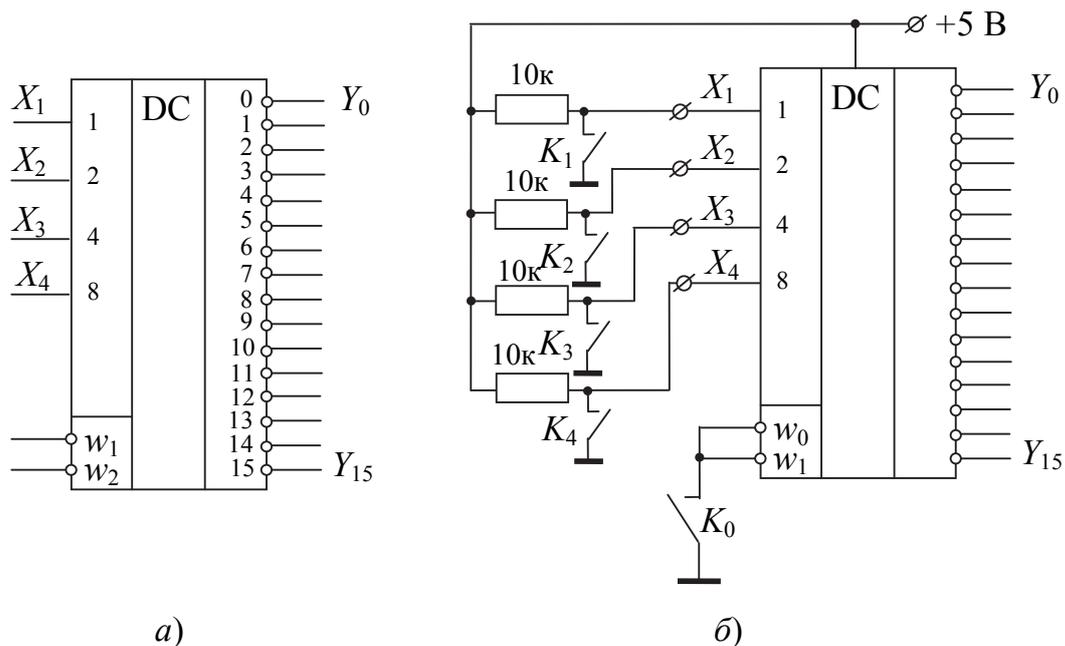


Рис. 7.17. Обозначение (а) и схема получения таблицы истинности (б) дешифратора К155ИДЗ

Таблица истинности этого типа дешифратора, снятая экспериментально с помощью схемы на рис. 7.17, б, приведена в табл. 7.10.

Таблица 7.10

| $W_1$ | $W_2$ | $X_4$ | $X_3$ | $X_2$ | $X_1$ | $Y_0$ | $Y_1$ | $Y_2$ | $Y_3$ | $Y_4$ | $Y_5$ | $Y_6$ | $Y_7$ | $Y_8$ | $Y_9$ | $Y_{10}$ | $Y_{11}$ | $Y_{12}$ | $Y_{13}$ | $Y_{14}$ | $Y_{15}$ |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 0     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 0     | 1     | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 0     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 1     | 0     | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 1     | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 1     | 0     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 1     | 1     | 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 0        | 1        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 0        | 1        | 1        |
| 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 1        |
| 0     | 0     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        |
| 0     | 1     | X     | X     | X     | X     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 1     | 0     | X     | X     | X     | X     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 1     | 1     | X     | X     | X     | X     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1     | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |

Если  $W_1 = W_2 = 0$  (ключ  $K_0$  замкнут) (рис. 8.17, б), то каждому входному двоичному четырехразрядному коду ( $X_1 \div X_4$ ) соответствует один единственный инверсный выход (сигнал логического нуля), а на всех остальных выходах нет сигнала (сигнал логической единицы). При  $W_1 \neq 0$  (или)  $W_2 \neq 0$  дешифратор не работает (на всех инверсных выходах сигнал логической единицы).

### 7.3.5.3. Индикаторные устройства

Результаты работы цифровых электронных устройств отображаются визуально, как правило, в десятичном коде с помощью индикаторных устройств, содержащих собственно индикатор, дешифратор и источник питания.

В зависимости от конкретных преобразований и условий работы используются газоразрядные индикаторы (ГРИ), вакуумно-люминисцентные индикаторы (ВЛИ), светодиодные индикаторы (СДИ), жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ), а также электронно-лучевые трубки.

Газоразрядные индикаторы – это газоразрядные диоды, содержащие один анод и несколько катодов. ГРИ конструктивно выполнены в виде стеклянных баллонов, заполненных инертным газом, внутри которых помещены анод и катоды, имеющие выводы для внешних соединений. Катоды выполнены из тонкой проволоки в виде букв или цифр, расположенных один за другим. При увеличении разности потенциалов между анодом и одним из катодов до (200÷250) В, ток между ними резко возрастает, газ возле катода начинает светиться, и через стекло баллона видна высвечиваемая цифра или буква. Ток ограничивается сопротивлением резистора, включенного последовательно с анодом. Основным недостатком ГРИ является необходимость в источнике постоянного тока, высокого напряжения.

Вакуумно-люминисцентные индикаторы (ВЛИ) – это вакуумные триоды, содержащие в стеклянном баллоне нить накала, катод, сетку и несколько анодов, расположенных в одной плоскости. Аноды выполнены в виде знаков синтезирующих металлических сегментов, покрытых люминофором. Каждый анод имеет отдельный вывод, к которому прикладывается напряжение положительной полярности относительно катода. При пропускании тока накала  $I_n$  катод испускает электроны, которые под действием ускоряющих электрических полей сетки и анодов устремляются к анодам, к которым подано положительное напряжение. В результате бомбардировки анодов

электронами люминофор анодов начинает светиться обычно синезеленым цветом, при анодном напряжении (20÷30) В.

Широкое распространение получили семисегментные ВЛИ. При помощи семи сегментов-анодов можно синтезировать любые цифры десятичного кода путем подачи напряжения на соответствующие для каждой цифры сегменты, которые будут светиться.

На рис. 7.18 приведена схема расположения сегментов такого индикатора, а на рис. 7.19 приведено стилизованное изображение цифр от 0 до 9.

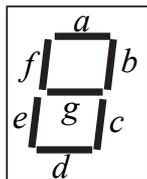


Рис. 7.18. Схема расположения сегментов семисегментного индикатора

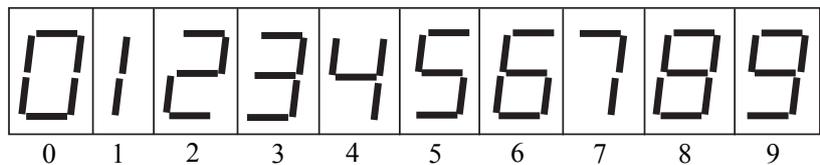


Рис. 7.19. Стилизованное изображение десятичных цифр в семисегментном индикаторе

Светодиодные индикаторы (СДИ) изготавливают на основе светоизлучающих полупроводниковых диодов.

На рис. 7.20 приведена схема подключения одиночного светодиода к логическому элементу, которая может использоваться в качестве индикатора контроля за состоянием объекта: объект включен – светодиод светится, объект отключен – светодиод не светится. СДИ работают при небольших напряжениях и токах, что позволяет легко их согласовывать с цифровыми микросхемами.

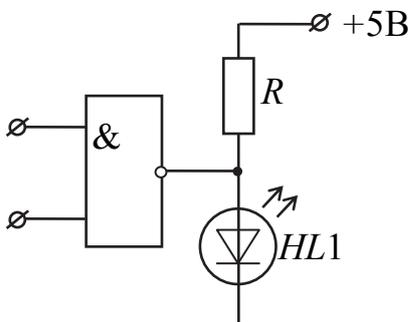


Рис. 7.20. Схема подключения светоизлучающего диода к выходу логического элемента

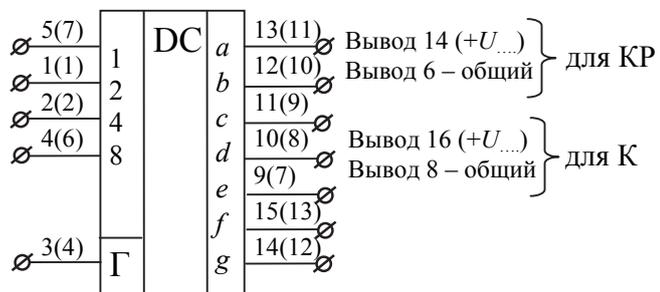


Рис. 7.21. Условное обозначение и цоколевка микросхем К514ИД1, К514ИД2 (КР514ИД1, КР514ИД2)

Для преобразования каждого двоичного кода на входе индикаторного устройства в соответствующую десятичную цифру на выходе в составе индикаторного устройства имеется дешифратор, преобразующий двоичный входной код в код семисегментного индикатора. К таким дешифраторам относятся, например, микросхемы К514ИД1 (КР514ИД1), К514ИД2 (КР514ИД2), условное обозначение и цоколевка которых приведены на рис. 8.21.

Вход Г служит для гашения индикации (сигналом низкого уровня). Дешифраторы К514ИД1 (КР514ИД2) работают со светодиодными индикаторами, имеющими отдельные аноды (например, индикаторы типа АЛС324А), а дешифраторы К514ИД2 (КР514ИД2) – с отдельными катодами. При этом дешифраторы К514ИД2 (КР514ИД2) подключают к индикаторам через токоограничивающие резисторы (200÷500) Ом, а дешифраторы К514ИД1 (КР514ИД1) имеют такие резисторы в своем корпусе. Таблица истинности отображает работу дешифраторов, преобразующих входные двоичные коды в коды семисегментного индикатора (табл. 7.11).

Нумерация выводов дешифраторов КР514ИД1 и КР514ИД2 приведена на рис. 7.21 в скобках.

Таблица 7.11

| Десятичные<br>цифры | Двоичный код |   |   |   | Семисегментный код |          |          |          |          |          |          |
|---------------------|--------------|---|---|---|--------------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
|                     | 8            | 4 | 2 | 1 | <i>a</i>           | <i>b</i> | <i>c</i> | <i>d</i> | <i>e</i> | <i>f</i> | <i>g</i> |
| 0                   | 0            | 0 | 0 | 0 | 1                  | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        |
| 1                   | 0            | 0 | 0 | 1 | 0                  | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| 2                   | 0            | 0 | 1 | 0 | 1                  | 1        | 0        | 1        | 1        | 0        | 1        |
| 3                   | 0            | 0 | 1 | 1 | 1                  | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        |
| 4                   | 0            | 1 | 0 | 0 | 0                  | 1        | 1        | 0        | 0        | 1        | 1        |
| 5                   | 0            | 1 | 0 | 1 | 1                  | 0        | 1        | 1        | 0        | 1        | 1        |
| 6                   | 0            | 1 | 1 | 0 | 1                  | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 7                   | 0            | 1 | 1 | 1 | 1                  | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        |
| 8                   | 1            | 0 | 0 | 0 | 1                  | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |
| 9                   | 1            | 0 | 0 | 1 | 1                  | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        | 1        |

Очевидно, что для каждой десятичной цифры на выходе индикаторного устройства используется один дешифратор и один семисегментный индикатор.

Нумерация сегментов индикатора АЛС324А приведена на рис. 7.22.

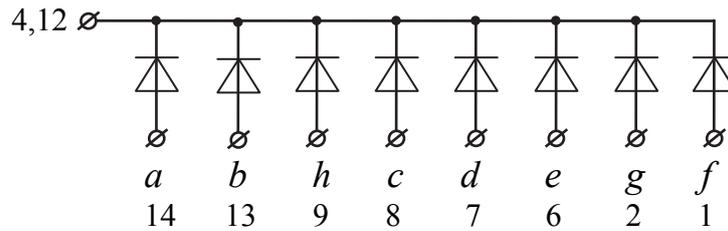


Рис. 7.22. Нумерация сегментов индикатора АЛС324А

Выводы 4, 12 подключаются к общей шине индикаторного устройства, а вывод (сегмент *h*) – разделительная запятая (или точка) используется в многоразрядном индикаторном устройстве.

### 7.3.6. Коммутаторы цифровых сигналов

#### 7.3.6.1. Мультиплексор

Мультиплексор – это управляемый кодом коммутатор нескольких входов на один выход. Мультиплексор имеет несколько информационных входов ( $D_0, D_1, D_2, \dots$ ), адресные входы ( $A_0, A_1, \dots$ ), вход  $C$  для стробирующего (разрешающего) сигнала и один выход  $Q$ . На рис. 7.23 показано графическое изображение мультиплексора с четырьмя информационными входами. Каждому информационному входу присваивается номер, называемый адресом. Когда на стробирующем входе сигнал отсутствует ( $C = 0$ ), связь между информационными входами и выходом отсутствует ( $Q = 0, \bar{Q} = 1$ ). При подаче стробирующего сигнала ( $C = 1$ ), на выход  $Q$  передается логический уровень того информационного входа, номер которого в двоичном коде задан на адресных входах.

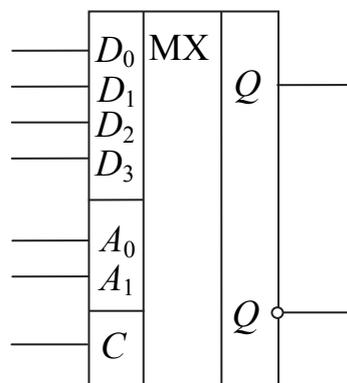


Рис. 7.23. Условное графическое обозначение мультиплексора

В табл. 7.12 приведены уровни, которые устанавливаются на выходе мультиплексора при различных кодах на адресных входах.

Таблица 7.12

| $A_1$ | $A_0$ | $C$ | $Q$   |
|-------|-------|-----|-------|
| *     | *     | 0   | 0     |
| 0     | 0     | 1   | $D_0$ |
| 0     | 1     | 1   | $D_1$ |
| 1     | 0     | 1   | $D_2$ |
| 1     | 1     | 1   | $D_3$ |

Таблице истинности (табл. 7.12) соответствует логическое уравнение:

$$Q = D_0 \bar{A}_1 \bar{A}_0 + D_1 \bar{A}_1 A_0 + D_2 A_1 \bar{A}_0 + D_3 A_1 A_0.$$

В интегральном исполнении выпускаются мультиплексоры на два, четыре, восемь и шестнадцать информационных входов.

Схема мультиплексора с четырьмя информационными входами приведена на рис. 7.24.

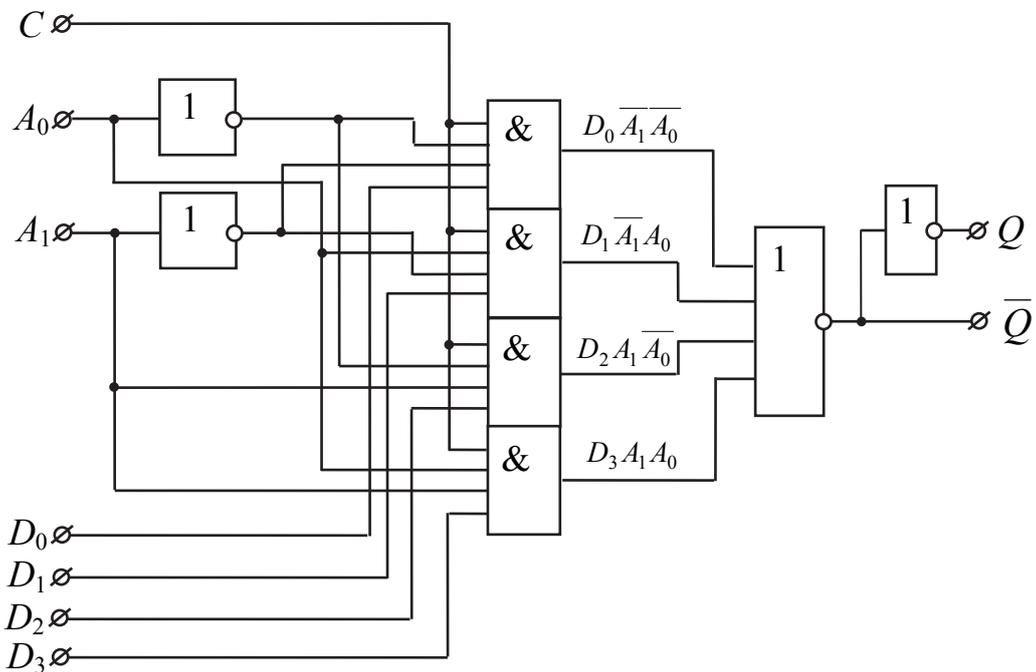


Рис. 7.24. Схема мультиплексора с четырьмя информационными входами

Число  $N$  информационных входов связано с числом  $n$  разрядов двоичного кода (числом адресных шин) по соотношению  $N = 2^n$ .

В тех случаях, когда требуется передавать на выходы многоразрядные входные данные в параллельной форме, используется параллельное включение мультиплексов по числу разрядов передаваемых данных.

В сериях отечественных микросхем мультиплексы обозначаются буквами КП (К555КП2, К564КП1, К155КП5).

### 7.3.6.2. Демультимплексор

Демультимплексор – это управляемый кодом коммутатор одного входа на один из нескольких выходов. Графическое обозначение демультимплексора на функциональных схемах показано на рис. 7.25.

Работа демультимплексора отображается таблицей состояний (табл. 7.13). Сигнал входа  $D$  передается на один из выходов  $Y_0, Y_1, Y_2, Y_3$  по коду, заданному на адресных входах  $A_0, A_1$ .

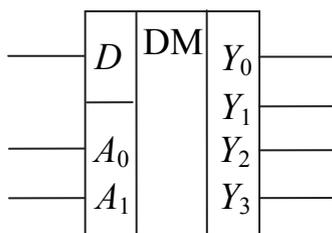


Рис. 7.25. Условное обозначение демультимплексора

Таблица 7.13

| $A_1$ | $A_0$ | $Y_3$ | $Y_2$ | $Y_1$ | $Y_0$ |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | D     |
| 0     | 1     | 0     | 0     | D     | 0     |
| 1     | 0     | 0     | D     | 0     | 0     |
| 1     | 1     | 0     | 0     | 0     | 0     |

Табл. 7.13 отвечает система логических уравнений:

$$Y_0 = D\bar{A}_1\bar{A}_0; Y_1 = D\bar{A}_1A_0; Y_2 = DA_1\bar{A}_0; Y_3 = D_3A_1A_0.$$

В сериях отечественных микросхем демультимплексоры могут отсутствовать, а их функции могут выполняться дешифратором с входом разрешения  $E$ , если на вход подавать информационный сигнал.

## 7.4. Цифровые устройства последовательностного типа (ПЦУ)

В цифровых устройствах последовательностного типа, кроме логических элементов, обязательно содержатся элементы (ячейки) памяти, способные хранить установленные состояния как минимум до последующего такта. При этом под тактом понимается промежуток времени, в течение которого значения входных и выходных сигналов не изменяются. Наличие элементов памяти придает этим устройствам новые свойства. В них значения выходных сигналов в данный момент времени зависит не только от комбинации выходных сигналов, но и от внутреннего состояния устройства, зафиксированного элементами памяти. Это внутреннее состояние определяется, в свою очередь, исходным состоянием элементов памяти и последовательностью входных сигналов в предыдущие моменты времени (такты).

К цифровым устройствам последовательностного типа относятся триггеры, регистры, счетчики импульсов.

### 7.4.1. Триггеры

Триггером называется ПЦУ, обладающее двумя состояниями устойчивого равновесия и способное под воздействием внешнего управляющего сигнала переходить скачком из состояния, соответствующего логической единице, в состояние, соответствующее логическому нулю, и наоборот.

Триггеры, выполняя функцию памяти, являются неотъемлемой частью регистров и счетчиков импульсов. Кроме того, триггеры применяются в формирователях импульсов, генераторах одиночных импульсов, в делителях частоты и т. п.

Триггер способен хранить один бит (*binary digit* – «двоичный разряд») информации.

В основе любого триггера находится регенеративное кольцо из двух инверторов, охваченных глубокой положительной обратной связью (ПОС). По этой причине переход из одного состояния в другое происходит лавинообразно за очень короткое время.

По способу организации логических связей триггеры подразделяются на 4 основных типа:

- триггеры с отдельным запуском или триггеры с установочными входами (*RS*-триггеры);
- триггеры со счетным входом (*T*-триггеры);

- триггеры с приемом информации по одному входу (*D*-триггеры);
- универсальные (*JK*-триггеры).

Триггеры бывают синхронизируемыми (синхронными) и несинхронизируемыми (асинхронными). В синхронизируемых – изменение состояния возможно только в момент действия синхронизирующего (тактирующего) импульса, подаваемого на специальный вход.

Если источники входных сигналов непосредственно связаны с транзисторами триггера, то его входы называют статическими и обозначают как на рис. 7.26.

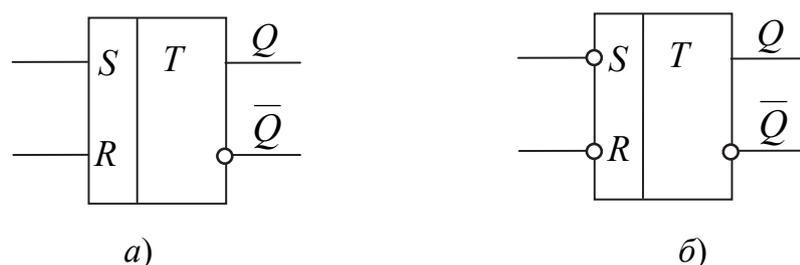


Рис. 7.26. Обозначение асинхронных *RS*-триггеров с прямыми (а) и инверсными (б) статическими входами

При наличии в составе триггера разделительных конденсаторов, дифференцирующих *RC*-цепей, импульсных трансформаторов, включаемых между генератором и транзисторами триггера, он может реагировать только на перепады входного напряжения. Такие входы называют динамическими и обозначают как на рис. 7.27.

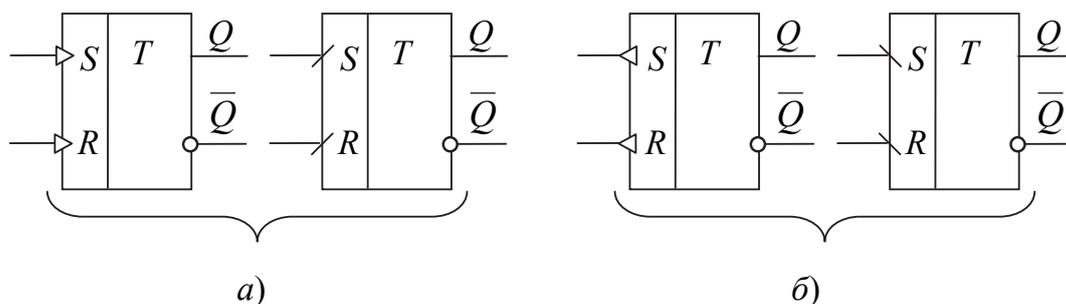


Рис. 7.27. Обозначение асинхронных *RS*-триггеров с прямыми (а) и инверсными (б) динамическими входами

Назначение входов триггера определяется их условными обозначениями:

- *S* – отдельный вход установки триггера в единичное состояние по прямому выводу (*set* – «установка»);
- *R* – отдельный вход установки триггера в нулевое состояние (*reset* – «сброс»);

- $J$  – вход установки универсального  $JK$ -триггера в единичное состояние ( *jerk* – «резко включить»);
- $K$  – вход установки  $JK$ -триггера в нулевое состояние ( *kill* – «резко выключить»);
- $D$  – информационный вход переключения триггера в состояние, соответствующее логическому уровню на этом входе ( *delay* – «задержка»,  *data input* – «ввод информации»);
- $T$  – счетный вход ( *teggle* – «переключать»);
- $C$  – синхронизирующий вход ( *clock*);
- $Q$  – прямой выход;
- $\bar{Q}$  – инверсный выход.

Микросхемы, составляющие подгруппу триггеров, имеют в маркировке букву  $T$ . Функциональное назначение микросхем триггеров определяется двумя буквами:  $TB$ - $JK$ -триггеры;  $TD$  – динамические;  $TK$  – комбинированные ( $DT$ ,  $RST$  и др.);  $TJ$ -триггеры (Шмитта);  $TM$  – с задержкой (типа  $D$ );  $TR$  – с отдельным запуском (типа  $RS$ );  $TT$  – счетные (типа  $T$ );  $TP$  – прочие виды триггеров.

По характеру процесса переключения триггеры делятся на одноступенчатые и двухступенчатые. Двухступенчатые триггеры состоят из двух одноступенчатых, соединенных каскадно. Это повышает надежность, но снижает вдвое быстродействие, по сравнению с одноступенчатыми.

#### 7.4.1.1. $RS$ -триггеры

Закон функционирования триггера удобно задавать таблицей переходов. Для асинхронного  $RS$ -триггера, реализуемого на элементах ИЛИ-НЕ (рис. 7.28, *a*) таблица переходов представлена в табл. 7.14.

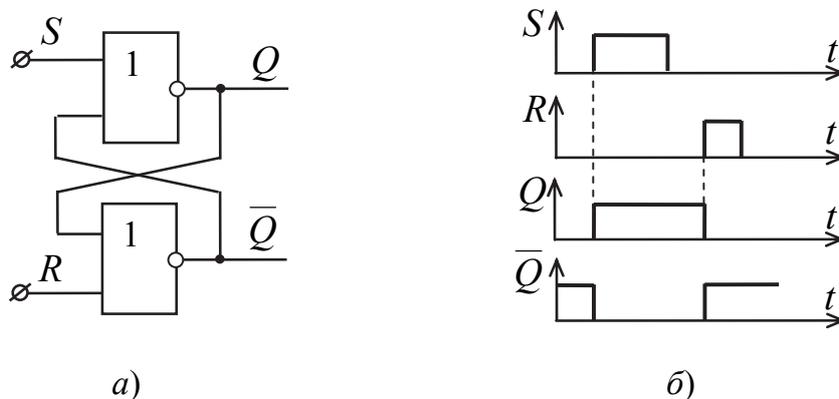


Рис. 7.28. Схема (*a*) и временные диаграммы (*б*) работы асинхронного  $RS$ -триггера на логических элементах 2ИЛИ-НЕ

Таблица 7.14

| $S(t)$ | $R(t)$ | $Q(t)$ | $Q(t+1)$ | Режим            |
|--------|--------|--------|----------|------------------|
| 0      | 0      | 0      | 0        | Хранение         |
| 0      | 0      | 1      | 1        | Хранение         |
| 0      | 1      | 0      | 0        | Установка «0»    |
| 0      | 1      | 1      | 0        | Установка «0»    |
| 1      | 0      | 0      | 1        | Установка «1»    |
| 1      | 0      | 1      | 1        | Установка «1»    |
| 1      | 1      | 0      | *        | Неопределенность |
| 1      | 1      | 1      | *        | Неопределенность |

Из табл. 7.14 и диаграммы на рис. 7.28, б видно, что, если  $S = 0$  и  $R = 0$ , то триггер находится в режиме хранения ранее поступившей информации:  $Q = Q_0$ . При наборе  $S = 1$ ,  $R = 0$  триггер переходит в состояние  $Q = 1$  ( $\bar{Q} = 0$ ), и наоборот, при  $S = 0$ ,  $R = 1$  триггер переходит в состояние  $Q = 0$  ( $\bar{Q} = 1$ ). Набор  $S = 1$ ,  $R = 1$  дает неопределенный результат (или  $Q = 1$ , или  $Q = 0$ ), и поэтому такой набор называют запрещенным. Такую комбинацию входных сигналов следует избегать.

На рис. 7.29 приведены условное обозначение, вариант исполнения и временные диаграммы работы синхронизируемого RS-триггера.

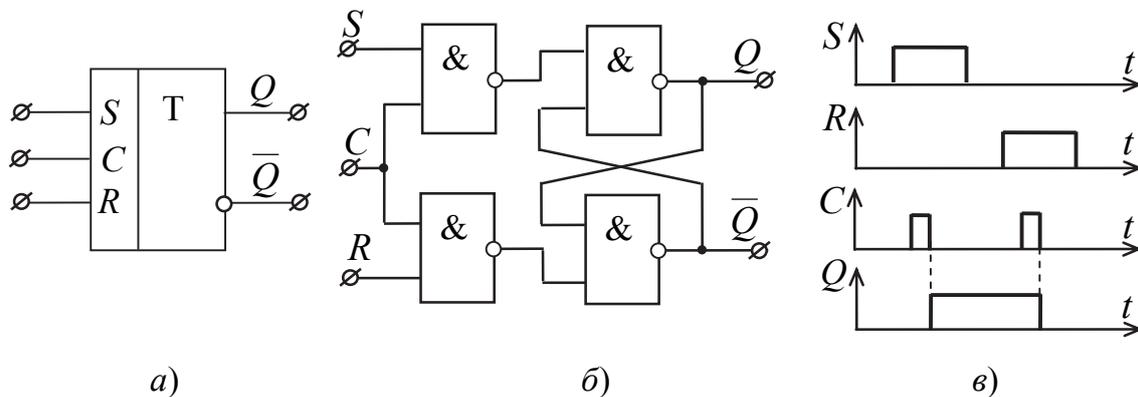


Рис. 7.29. Условное обозначение (а), пример исполнения (б) и временные диаграммы (в) работы синхронизируемого RS-триггера на логических элементах 2И-НЕ

Из таблицы переходов (табл. 7.15) и временных диаграмм (рис. 7.29, в) следует, что при  $C = 0$  триггер хранит предыдущее состояние, а при  $C = 1$  работает аналогично асинхронному, но смена состояний происходит по заднему фронту синхроимпульсов.

| $C$ | $S(t)$ | $R(t)$ | $Q(t)$ | $Q(t+1)$ | Режим            |
|-----|--------|--------|--------|----------|------------------|
| 0   | 0      | 0      |        |          | Хранение         |
| 0   | 0      | 1      | $Q_0$  | $Q_0$    |                  |
| 0   | 1      | 0      | $Q_0$  | $Q_0$    |                  |
| 0   | 1      | 1      | $Q_0$  | $Q_0$    |                  |
| 1   | 0      | 0      | $Q_0$  | $Q_0$    | Хранение         |
| 1   | 0      | 1      | $Q_0$  | 0        | Установка «0»    |
| 1   | 1      | 0      | $Q_0$  | 1        | Установка «1»    |
| 1   | 1      | 1      | $Q_0$  | 1        | Неопределенность |

$RS$ -триггеры используются как элементы памяти в запоминающих устройствах и регистрах.

#### 7.4.1.2. $D$ -триггеры

Триггер  $D$ -типа имеет один информационный вход  $D$  и тактовый вход  $C$ , а также два выхода: прямой  $Q$  и инверсный  $\bar{Q}$ . На рис. 7.30 приведены условное обозначение и пример схематического исполнения одноступенчатого  $D$ -триггера.

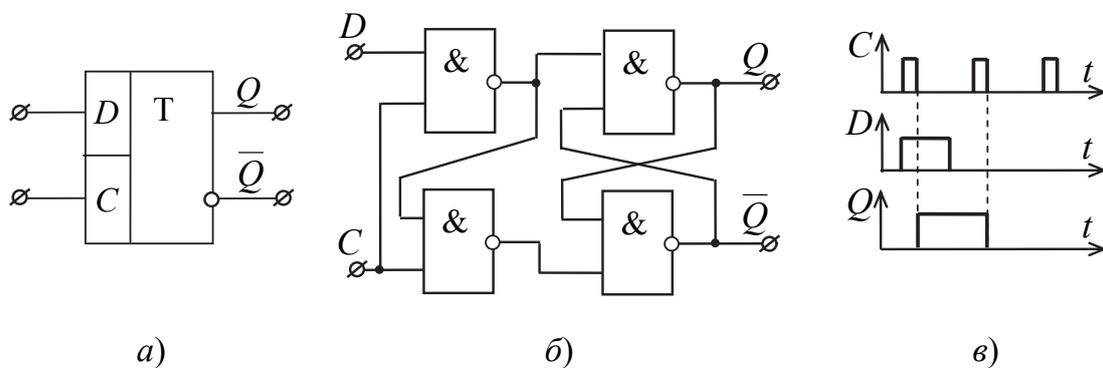


Рис. 7.30. Условное обозначение (а), пример исполнения (б) и временные диаграммы (в) одноступенчатого тактируемого  $D$ -триггера

Из таблицы переходов (табл. 7.16) и временной диаграммы (рис. 8.30, в) следует, что переход  $D$ -триггера из одного состояния в другое происходит только при  $C = 1$ , т. е. при поступлении тактового импульса. Причем смена состояния происходит в момент исчезновения тактового импульса, т. е. по его заднему фронту. При  $C = 0$  триггер находится в режиме хранения  $Q_0 = 1$  (или  $Q_0 = 0$ ) до прихода тактового импульса.

Таблица 7.16

| $C(t)$ | $D(t)$ | $Q(t)$ | $Q(t+1)$ |
|--------|--------|--------|----------|
| 0      | 0      | 0      | 0        |
| 0      | 0      | 1      | 1        |
| 0      | 1      | 0      | 0        |
| 0      | 1      | 1      | 1        |
| 1      | 0      | 0      | 0        |
| 1      | 0      | 1      | 0        |
| 1      | 1      | 0      | 1        |
| 1      | 1      | 1      | 1        |

На рис. 7.31 приведено условное обозначение и пример исполнения двухступенчатого тактируемого  $D$ -триггера.

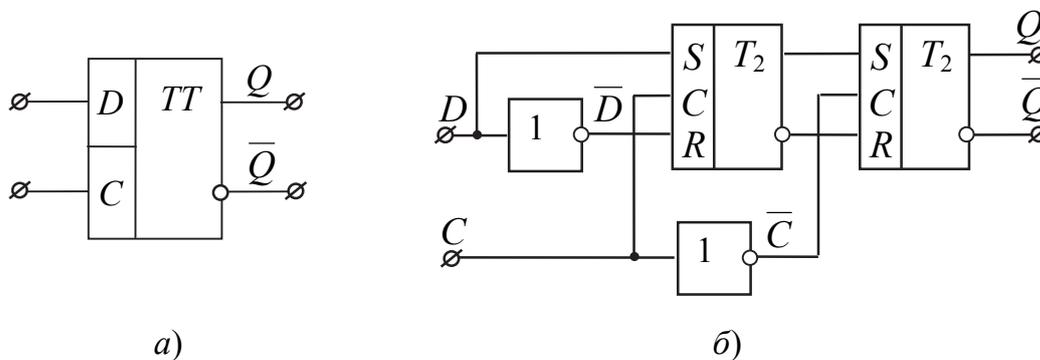


Рис. 7.31. Условное обозначение (а) и пример схематехнического исполнения двухступенчатого тактируемого  $D$ -триггера (б)

Если  $D = 1$ , то при  $C = 1$  единица записывается в триггер  $T1$ . После окончания действия синхроимпульса сигнал  $\bar{C}$  становится равным единице и информация (единица) переписывается в  $T2$ .

Если на вход  $D$  поступает нуль, то на выходе первого элемента НЕ  $\bar{D} = 1$ . В момент прихода синхроимпульса триггер  $T1$  переводится в состояние «0», а после окончания синхроимпульса информация из  $T1$  переводится в  $T2$ .

В  $D$ -триггере происходит задержка сигнала на выходе по отношению к входному сигналу. Для устойчивой работы  $D$ -триггера необходимо, чтобы в течение синхроимпульса информация на входе была неизменной.

### 7.4.1.3. T-триггеры

Триггер  $T$ -типа является одноходовым устройством с двумя устойчивыми состояниями, изменяющим свое состояние на противоположное всякий раз, когда на его вход  $T$  поступает управляющий сигнал. Работа  $T$ -триггера описывается в табл. 7.17.

Таблица 7.17

| № набора | $Q(t)$ | $T(t)$ | $Q(t+1)$ |
|----------|--------|--------|----------|
| 0        | 0      | 0      | 0        |
| 1        | 0      | 1      | 1        |
| 2        | 1      | 0      | 1        |
| 3        | 1      | 1      | 0        |

Табл. 7.17 отвечает характеристическое уравнение:

$$Q(t+1) = Q(t)\bar{T}(t) + \bar{Q}(t)T(t).$$

Это уравнение описывает операцию суммирования логических переменных по модулю 2, поэтому  $T$ -триггер часто называют счетным.

Характерной особенностью для этого типа триггера является то, что частота изменения потенциала на его выходе в два раза меньше частоты сигнала на входе  $T$ . Это свойство  $T$ -триггеров используется при построении двоичных счетчиков импульсов и делителей частоты. Условное обозначение  $T$ -триггера показано на рис. 7.32, а. В сериях выпускаемых микросхем  $T$ -триггеров нет, но триггер такого типа может быть создан на базе тактируемого  $D$ -триггера рис. 7.32, б, если его инверсный выход  $\bar{Q}$  соединить с информационным входом  $D$ . Это следует из того, что при условии  $D(t) = \bar{Q}(t)$  уравнение  $Q(t+1) = DC + Q(t)\bar{C}$  для тактируемого  $D$ -триггера совпадает с характеристическим уравнением  $T$ -триггера. При этом счетные сигналы подаются на вход  $C$  (рис. 7.32, б).

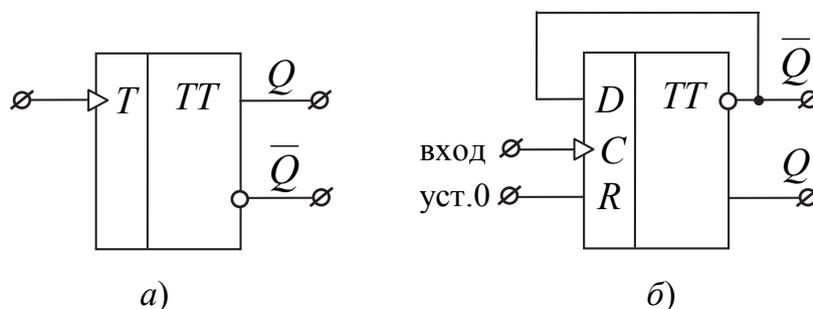


Рис. 7.32. Условное обозначение (а) и пример исполнения (б)  $T$ -триггера на базе тактируемого  $D$ -триггера

Существует ряд разновидностей  $T$ -триггеров с дополнительными входами  $TV$ ,  $TD$ ,  $RT$ ,  $RST$ -типов. Введение этих входов придает  $T$ -триггеру дополнительные свойства, характерные для тактируемого  $T$ -триггера ( $TV$ ),  $D$ -триггера ( $TD$ ),  $R$ -триггера ( $RT$ ),  $RS$ -триггера ( $RST$ ) и т. д. Эти типы триггеров находят применение при построении многозарядных счетчиков, в устройствах управления.

#### 7.4.1.4. Универсальные тактируемые $D$ - и $JK$ -триггеры

Наибольшей популярностью у разработчиков электронных цифровых устройств пользуются универсальные  $D$ - и  $JK$ -триггеры, которые входят в состав 133, 155, 555 и других серий микросхем. Условное обозначение этих типов триггеров приведено на рис. 7.33.

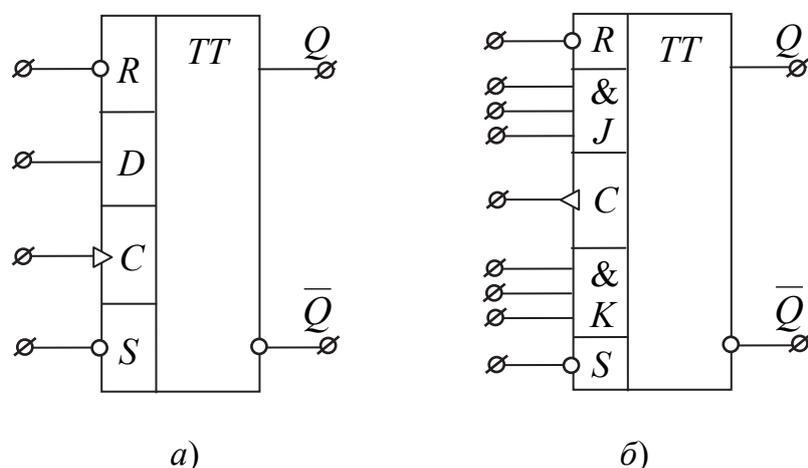


Рис. 7.33. Обозначение универсальных тактируемых  $D$  (а) и  $JK$  (б) триггеров

Универсальные триггеры могут работать в различных режимах и в качестве различных типов триггеров. На рис. 7.34 показано преобразование  $JK$ -триггера в триггер  $D$ -типа (рис. 7.34, б) и триггер  $T$ -типа (рис. 7.34, в).

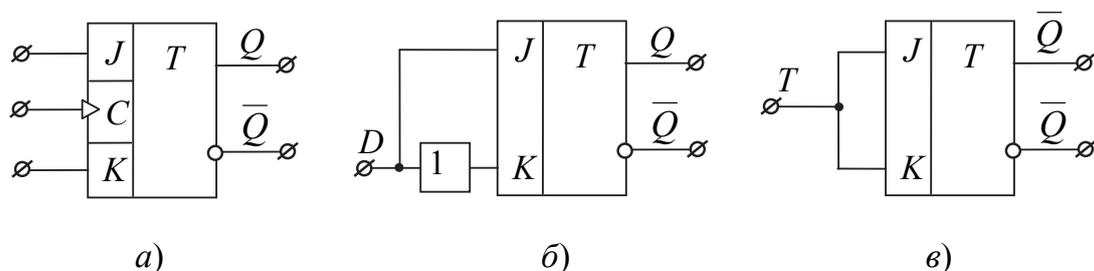


Рис. 7.34. Упрощение, условное обозначение тактируемого  $JK$ -триггера (а) и преобразование его в  $D$ -триггер (б) и  $T$ -триггер (в)

Для получения  $D$ -триггера из  $JK$ -триггера необходимо соединить вход  $J$  с входом  $K$  через инвертор. В этом случае  $J = D$  и  $K = \bar{D}$  и  $Q(t+1) = Q(t)$ , что соответствует характеристическому уравнению для  $D$ -триггера. Для получения  $T$ -триггера из  $JK$ -триггера достаточно объединить входы  $J$  и  $K$  между собой.

Таблица переходов (табл. 7.18) отражает работу универсального тактируемого  $D$ -триггера. Этот же триггер может работать как синхронный  $RS$ -триггер при использовании установочных входов  $S$  и  $R$ . В этом случае на информационном входе и на тактовом входе  $C$  могут действовать любые, неизменяющиеся во времени уровни «0» или «1».

Таблица 7.18

| $Q(t) \rightarrow Q(t+1)$ | $D$ | $C$ |
|---------------------------|-----|-----|
| 0                         | 0   | 1   |
| 1                         | 1   |     |
| 0                         | 0   | ↑   |
| 1 1                       | 1   | 0   |

Таблица 7.19

| $Q(t) \rightarrow Q(t+1)$ | $J$ | $K$ | $C$ |
|---------------------------|-----|-----|-----|
| 0                         | 0   | *   |     |
| 1                         | 1   | 1   | 1   |
| 0                         | *   | 0   |     |
| 1 1                       | *   | 0   | 1   |

Таблица 7.20

| $Q(t) \rightarrow Q(t+1)$ | $J$ | $K$ | $C$ |
|---------------------------|-----|-----|-----|
| 0                         | 0   | *   | 1   |
| 1                         | 1   | *   | ↓   |
| 0                         | *   | 1   | 0   |
| 1 1                       | *   | 0   |     |

Табл. 7.19 отражает работу универсального  $JK$ -триггера, работающего в асинхронном режиме (сигнал  $C = 1$  постоянен).

Табл. 7.20 отвечает работе универсального  $JK$ -триггера в синхронном режиме. Срабатывание (переключение) триггера происходит по переходу с «1» на «0» на тактовом входе  $C$ .

Наличие конъюнкций  $J = J_1 J_2 J_3$  и  $K = K_1 K_2 K_3$  в универсальном  $JK$ -триггере позволяет строить различные типы триггеров и упрощает структуру разрабатываемых цифровых устройств на их основе, так как не требует использование дополнительных элементов.

## 7.4.2. Счетчики импульсов

### 7.4.2.1. Назначение и классификация счетчиков

Последовательностное цифровое устройство, предназначенное для хранения слова информации и выполнения над ним микрооперации счета, называется счетчиком. Счетчики относятся к весьма распространенным цифровым устройствам, так как кроме подсчета и хранения кода числа импульсов используются в делителях частоты и распределителях импульсов.

Простейшим счетчиком является триггер, осуществляющий подсчет и хранение не более двух импульсов. Соединяя несколько триггеров между собой, можно получить счетчик, подсчитывающий число  $K_{сч}$  входных импульсов. Счетчик, состоящий из  $m$  триггеров, может иметь  $K_{сч} \leq 2^m$  состояний, каждое из которых определяется комбинацией состояний всех триггеров (т. е. набором единиц и нулей на прямых выходах всех триггеров). Переход счетчика из одного состояния в другое происходит при подаче на вход очередного входного импульса. Определяя состояние всех триггеров счетчика на их прямых выходах, можно выразить число сосчитанных импульсов (от 0 до  $K_{сч} - 1$ ) в виде  $m$ -разрядного двоичного кода.

Существуют различные схемы счетчиков, отличающиеся назначением, типом и количеством триггеров, организацией связей между триггерами, порядком смены состояний и другими особенностями структуры и режимов.

По порядку изменения состояний различают счетчики с естественным и произвольным порядками счета. В первом из них значение кода каждого последующего состояния отличается на единицу от кода предыдущего состояния. В счетчиках второго типа значения кодов соседних состояний могут отличаться более чем на единицу. В свою очередь, счетчики с естественным порядком счета подразделяются на суммирующие, вычитающие и реверсивные. Реверсивные счетчики в зависимости от значения управляющего сигнала могут работать как в режиме суммирования, так и в режиме вычитания.

По модулю счета (по коэффициенту  $K_{сч}$ ) счетчики подразделяются на двоичные ( $K_{сч} = 2^m$ ) и недвоичные ( $K_{сч} \neq 2^m$ ).

По способу переключения (по способу установки кода) триггеров во время счета сигналов счетчики подразделяются на асинхронные и синхронные. В асинхронных счетчиках переход каждого триггера из одного состояния в противоположное происходит сразу же

после изменения сигналов на его управляющих входах. В этих счетчиках переключение триггеров происходит от входа к выходу последовательно во времени. В синхронных – триггеры переключаются одновременно, при наличии сигналов на управляющих входах только в момент прихода тактирующего (синхронизирующего) сигнала.

По способу кодирования различают счетчики, работающие в двоичном коде, двоично-десятичном и в специальных кодах (код Грея, код Баркера, код Котца и др.)

#### 7.4.2.2. Основные параметры счетчиков

Число различных устойчивых состояний, в которых может находиться счетчик, называют его емкостью, модулем счета или коэффициентом пересчета  $K_{сч}$ .

После поступления на вход счетчика  $K_{сч}$  импульсов он возвращается в исходное состояние.

Работа счетчиков также характеризуется быстродействием, которое определяется разрешающей способностью  $t_p = \frac{1}{f_{сч}}$  и временем

установки  $t_{уст}$  кода счетчика, где  $t_p$  – минимально допустимый интервал времени между двумя входными сигналами, при котором не происходит потери счета сигналов;  $t_{уст}$  – интервал времени между моментом поступления входного сигнала и моментом завершения перехода счетчика в новое устойчивое состояние.

#### 7.4.2.3. Двоичные счетчики

Рассмотрим примеры схематической реализации и принцип работы двоичных счетчиков с естественным порядком счета.

Основным признаком двоичных счетчиков является равенство модуля счета  $K_{сч}$  величине  $2^m$ . Для их построения можно использовать различные типы триггеров, в частности, универсальные  $JK$ -триггеры.

На рис. 7.35 приведена схема трехразрядного суммирующего двоичного счетчика, работающего в асинхронном режиме и собранного на основе универсальных тактируемых  $JK$ -триггеров.

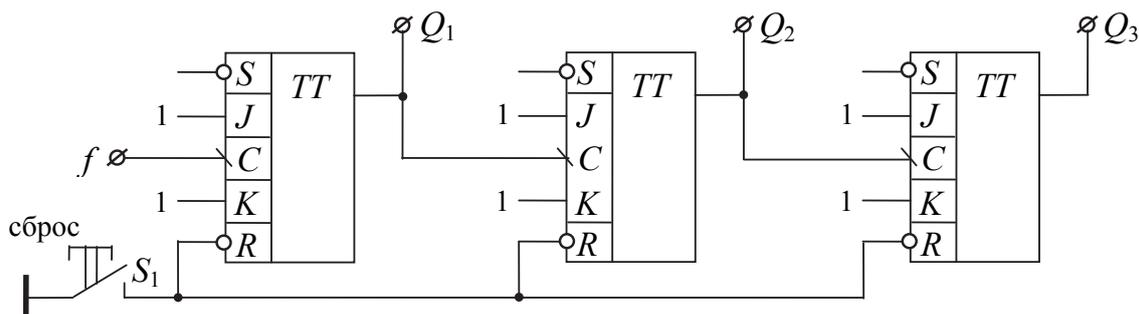


Рис. 7.35. Трехразрядный суммирующий двоичный счетчик на основе  $JK$ -триггеров

На все входы  $J$  и  $K$  поданы уровни логической единицы. В начале счета счетчик приводится в нулевое состояние нажатием кнопки «сброс». Затем на вход  $C$  левого (по схеме) триггера подается последовательность прямоугольных импульсов частоты  $f$ . На рис. 7.36 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие работу счетчика. Состояние левого триггера соответствует младшему разряду двоичного числа (кода), а правого – старшему разряду. Каждый триггер меняет свое состояние лишь в тот момент, когда на него действует со стороны входа  $C$  отрицательный перепад напряжения (срез импульса) (рис. 7.36).

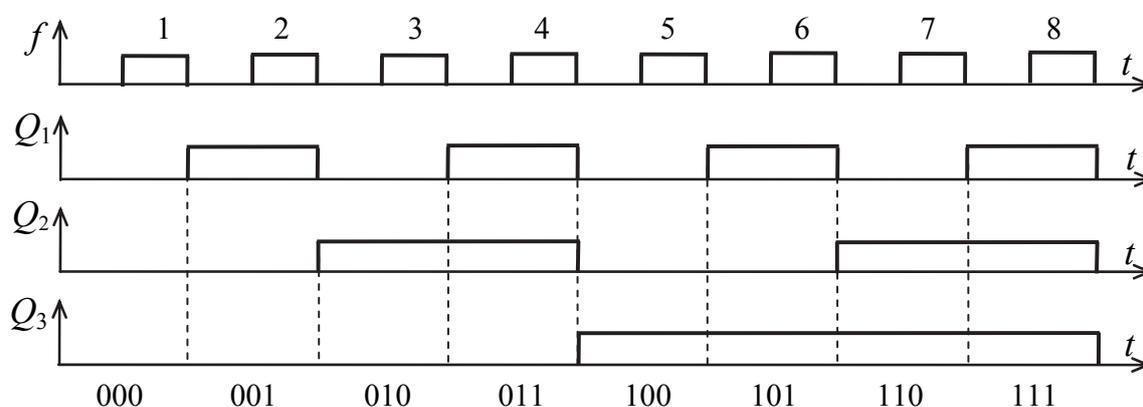


Рис. 7.36. Временные диаграммы работы суммирующего двоичного счетчика

Из диаграмм на рис. 7.36 следует, что частота переключений каждого последующего триггера (слева-направо, как на рис.8. 35) в два раза меньше, чем предыдущего, т. е. каждый триггер делит частоту выходных импульсов в два раза.

На рис. 7.37 приведена схема трехразрядного вычитающего двоичного счетчика на основе  $JK$ -триггеров. Каждый  $JK$ -триггер работает в режиме  $T$ -триггера со счетным входом. В начале работы счетчик устанавливается в исходное состояние «111» нажатием кнопки «установка», а затем на вход  $C$  левого триггера подается последовательность импульсов.

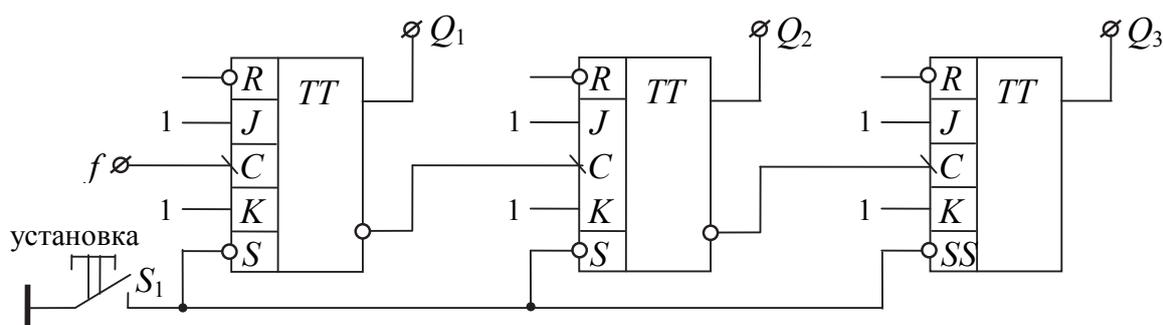


Рис. 7.37. Трехразрядный вычитающий двоичный счетчик на основе  $JK$ -триггеров

Коды на выходах  $Q_1-Q_3$  счетчиков приведены для каждого входного импульса на временных диаграммах (рис. 7.36 и 7.38).

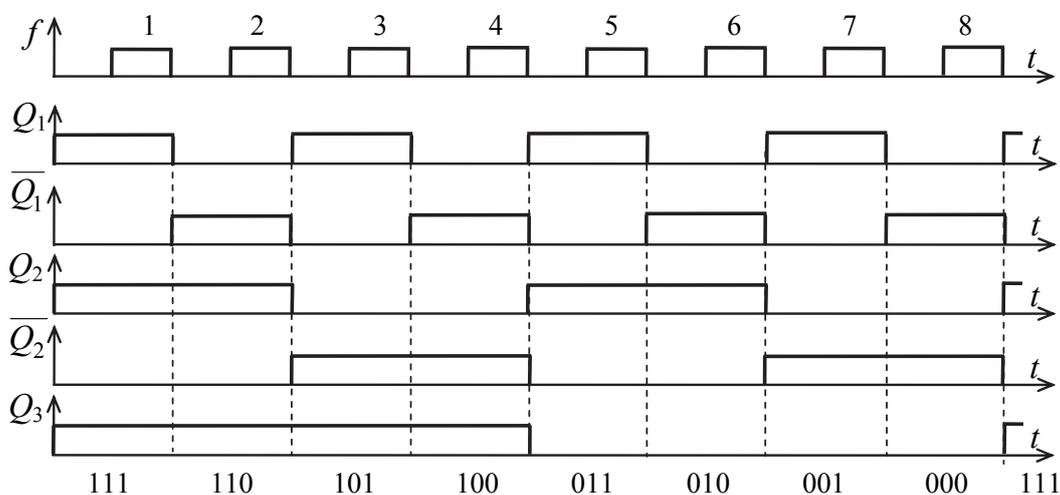


Рис. 7.38. Временные диаграммы работы вычитающего двоичного счетчика

В отечественных сериях микросхем счетчики маркируются буквами ИЕ. На рис. 7.39 приведено обозначение двоичного счетчика К555ИЕ5. В этой микросхеме имеется суммирующий трехразрядный счетчик, входом которого является  $C_2$ , а выходами  $Q_2-Q_4$ . Вход  $C_1$

и выход  $Q_1$  принадлежат отдельному триггеру, который может быть использован как ячейка памяти для расширения возможностей микросхемы. Для получения четырехразрядного счетчика выход  $Q_1$  соединяется с входом  $C_2$ . Тогда вход  $C_1$  будет входом четырехразрядного счетчика.

Вычитающие счетчики обычно получают при помощи реверсивных счетчиков, которые имеют отдельно суммирующие и вычитающие входы. На рис. 7.40 приведено обозначение четырехразрядного реверсивного двоичного счетчика К555ИЕ7 (К155ИЕ7).

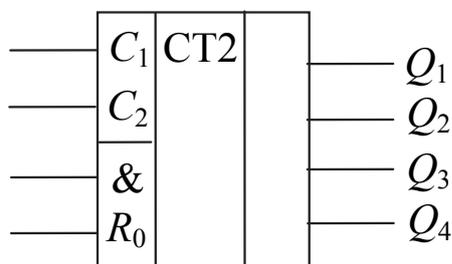


Рис. 7.39. Условное обозначение двоичного счетчика К555ИЕ5

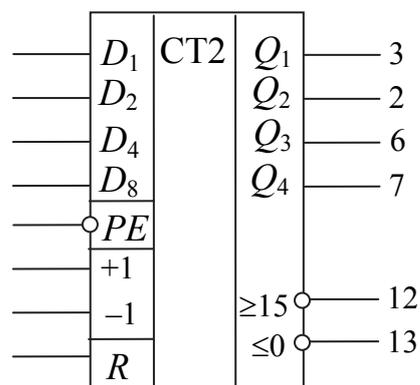


Рис. 7.40. Условное обозначение реверсивного двоичного счетчика К555ИЕ7 (К155ИЕ7)

Направление счета определяется тем, на какой вход +1 или -1 подается сигнал (на 5-й или на 4-й). Входы 15, 1, 10, 9 – информационные, а вход 11 используется для предварительной записи. Подаются данные на информационные входы, а затем импульс записи низкого уровня – на вход 11, и счетчик запоминает (считывает) число. Вход 14 – для установки в нуль при подаче сигнала высокого уровня. Выводы 12 и 13 – для счетчиков большой разрядности.

### 7.4.3. Регистры

Регистры – это цифровые электронные устройства последовательностного типа, предназначенные для приема (записи), хранения, вывода и выполнения логических преобразований над  $n$ -разрядным двоичным словом информации (от англ. *register*).

В состав регистра, как правило, входит КЦУ для выполнения логических операций и управления работой триггеров. В регистрах выполняются следующие операции:

- прием (ввод) слова из одного ПЦУ и передача (вывод) хранимой информации в другие ПЦУ;
- поразрядные логические операции;
- сдвиг хранимой информации влево или вправо (в сторону младшего или старшего разряда) на определенное число разрядов;
- преобразование последовательного кода числа в параллельный и наоборот;
- установка в начальное состояние (сброс).

По способу ввода и вывода информации различают следующие виды регистров:

- с параллельным приемом и выдачей информации;
- с последовательным приемом и выдачей информации;
- с параллельным приемом и последовательной выдачей информации;
- с последовательным приемом и параллельной выдачей информации.

Сдвиговые регистры могут быть однонаправленными (сдвиг только в одном направлении) и двунаправленными (с переключением направления сдвига).

В отечественных сериях микросхем регистры определяются (обозначаются) двумя буквами ИР (например, К155ИР1, К555ИР8, К1533ИР31), а на функциональных схемах регистры обозначают буквами *RG* (рис. 7.41).

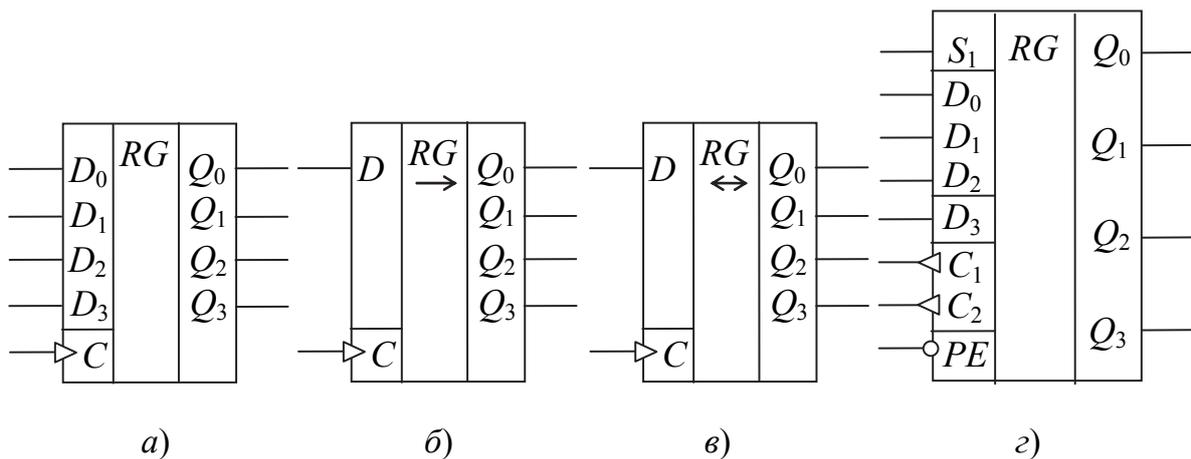


Рис. 7.41. Обозначение регистров на функциональных схемах:  
*а* – четырехразрядный параллельный регистр на *D*-триггерах;  
*б* – регистр сдвига вправо; *в* – двунаправленный сдвиговый регистр;  
*г* – универсальный четырехразрядный сдвиговый регистр К155ИР1

Микросхема К155ИР1 – четырехразрядный универсальный сдвиговый регистр. Каждый разряд образован синхронным  $RS$ -триггером, включенным по схеме  $D$ -триггера. Он имеет 4 параллельных входа, записи –  $D_0, D_1, D_2, D_3$  и один последовательный вход данных  $S_1$ , а также 4 выхода –  $Q_0, Q_1, Q_2, Q_3$  (от каждого триггера).

Регистр имеет два тактовых входа  $\bar{C}_1, \bar{C}_2$ , управляемых спадом (задним фронтом или срезом) тактового импульса, и вход разрешения параллельной загрузки  $\bar{PE}$ , который служит для выбора режима работы регистра. Если на входе  $\bar{PE}$  высокий уровень сигнала, то разрешается работа по входу  $\bar{C}_2$ . В момент прихода на этот вход отрицательного перепада тактового импульса в регистр загружаются данные с входов  $D_0-D_3$  (режим параллельного ввода данных). Если на входе  $\bar{PE}$  низкий уровень, то разрешается работа по входу  $\bar{C}_1$ . С приходом отрицательного перепада импульса на вход  $\bar{C}_1$  данные последовательно сдвигаются от входа  $S_1$  на выход  $Q_0$ , затем на  $Q_1$  и т. д. (сдвиг вправо).

На рис. 7.42 приведена схема параллельного четырехразрядного регистра, построенного на  $D$ -триггерах микросхемы К555ТМ8. Для считывания информации установлены 4 логических элемента И.

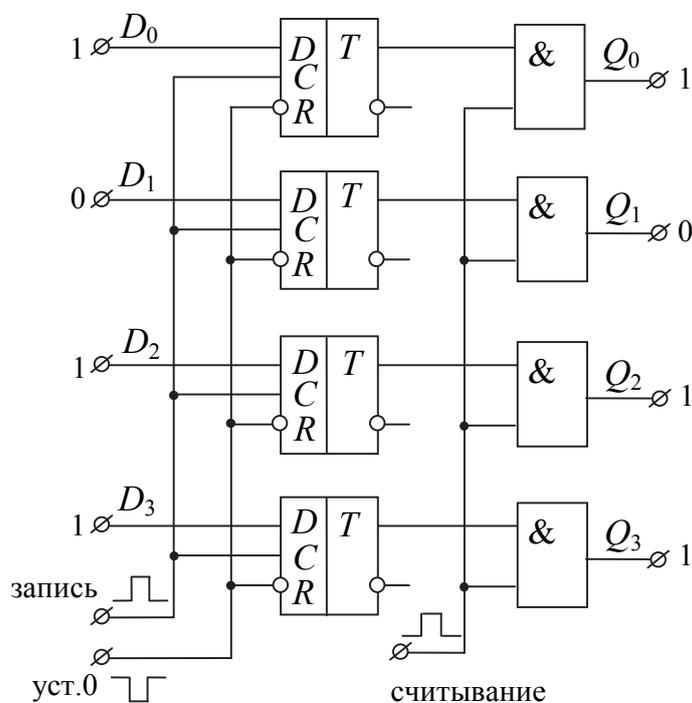


Рис. 7.42. Параллельный регистр на  $D$ -триггерах и логических элементах 2И

Для записи слова информации, представленной в двоичном коде 1101, этот код подается на входы  $D_0 = 1$ ,  $D_1 = 0$ ,  $D_2 = 1$ ,  $D_3 = 1$  и затем на общий тактовый вход  $C$  всех триггеров подается положительный импульс ( $C = 1$ ) записи. По срезу этого тактового импульса происходит запись  $Q_0 = D_0$ ,  $Q_1 = D_1$ ,  $Q_2 = D_2$ ,  $Q_3 = D_3$ . Далее при  $C = 0$  регистр переходит в режим хранения. В это время ко входам  $D$  может быть подведено следующее число для записи, которое при появлении тактового импульса ( $C = 1$ ) запишется в регистр вместо прежнего кода.

Запись и хранение информации происходит при напряжении высокого уровня на входе  $R$  ( $R = 1$ ). Для установки регистра в нулевое состояние (сброс информации) к входу  $R$  подводят инверсный импульс ( $R = 0$ ), в результате чего все триггеры регистра переходят в нулевое состояние.

Для считывания информации, хранимой в регистре, применены логические элементы 2И, на вторые входы которых подается положительный импульс (логическая 1). Согласно таблице истинности элемента 2И, на выходе каждого из них появляется логическая 1, если она присутствует на входе, либо логический 0.

На рис. 7.43 приведена схема последовательного четырехразрядного сдвигового регистра, построенного на двухступенчатых тактируемых  $D$ -триггерах.

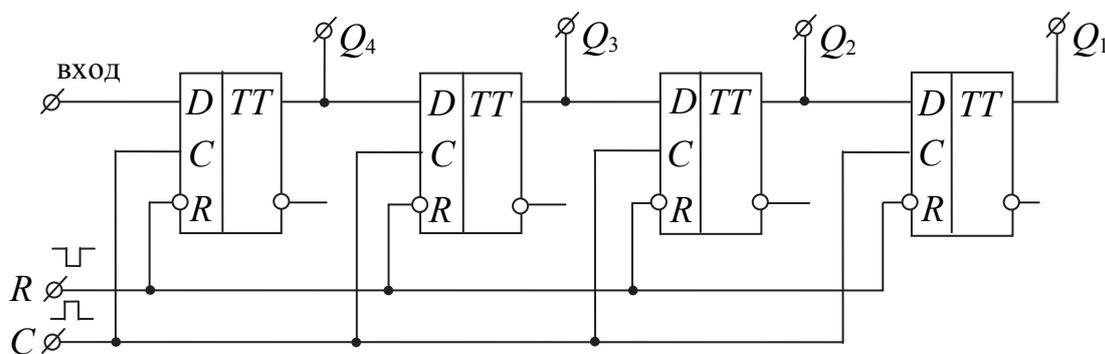


Рис. 7.43. Схема последовательного четырехразрядного сдвигового регистра

Вход  $D$ -триггера самого старшего разряда является входом регистра сдвига. Число разрядов записываемого в регистр двоичного кода не должно превышать число триггеров.

Тактовые импульсы сдвига подаются одновременно на входы  $C$  всех триггеров. Для принудительной установки регистра в нулевое состояние используются входы  $R$ , соединенные к общей шине.

Запись двоичного кода в регистр производится последовательно во времени, начиная с младшего разряда, путем продвижения кодовой комбинации от старшего разряда к младшему с каждым тактовым импульсом.

Считывание информации из регистра (рис. 7.43) можно выполнить так, как это выполнено в параллельном регистре на рис. 7.42 с помощью элементов 2И. В этом случае происходит преобразование параллельного входного кода в последовательный – на выходе регистра.

Считывать информацию можно и в последовательном коде разряд за разрядом.

### **Вопросы для самопроверки**

1. Дайте определение логического элемента.
2. Как обозначаются логические элементы по ГОСТ 18682–73 в интегральном исполнении?
3. Приведите условные графические обозначения и таблицу истинности логических элементов.
4. Запишите логические уравнения для логических элементов И, ИЛИ, НЕ.
5. Что понимается под функциональной полнотой элементов Шеффера и Пирса?
6. Как записать логическое уравнение по таблице истинности по единицам, по нулям?
7. Назовите типы КЦУ.
8. Приведите примеры УГО КЦУ.
9. Поясните назначение, принцип работы шифраторов, дешифраторов. Где и для чего они применяются?
10. Поясните назначение и принцип работы мультиплексоров и демультимплексоров (селекторов данных).
11. Какие типы индикаторов применяются для отображения информации в цифровой электронике?
12. Приведите типы дешифраторов, предназначенных для работы с семисегментными индикаторами.
13. Чем отличаются цифровые устройства последовательностного типа (ПЦУ) от цифровых устройств комбинационного типа (КЦУ)?
14. Назовите типы электронных устройств, относящихся к ПЦУ.
15. Чем отличается работа асинхронных ПЦУ от синхронных?
16. Дайте определение триггерного устройства.

17. Какими способами можно задать правила функционирования триггера?

18. Приведите схемы простейших синхронных и асинхронных триггеров на логических элементах.

19. Дайте определение регистра и приведите их классификацию по способу ввода-вывода информации.

20. Какие операции реализуются с помощью регистра?

21. Дайте определение счетчиков импульсов и приведите их классификацию.

22. Что представляет собой таблица функционирования счетчика?

23. Приведите примеры УГО триггеров, регистров, счетчиков.

24. Какими параметрами характеризуется работа счетчиков?

## **Глава 8. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ВЗАИМНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ ВЕЛИЧИН**

### **8.1. Общие сведения**

В автоматизированных системах управления технологическими процессами одинаково часто используется информация, представленная в аналоговой и цифровой формах. Это обусловлено тем, что первичная информация о параметрах технологических процессов вырабатывается различными первичными преобразователями (датчиками) в аналоговой форме, а обрабатывается эта информация с помощью микропроцессоров, ЭВМ в цифровой форме. Использование полученных после обработки результатов в большинстве случаев требует их аналогового представления. Следовательно, любая электронная система управления, использующая цифровые методы обработки информации, содержит устройства взаимного преобразования аналоговых и цифровых сигналов. Роль таких устройств выполняют цифро-аналоговые (ЦАП) и аналого-цифровые (АЦП) преобразователи.

### **8.2. Цифро-аналоговые преобразователи**

**8.2.1. Назначение, классификация, методы построения, условное обозначение**

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) – это электронное устройство, предназначенное для преобразования входной величины,

представленной цифровым (обычно двоичным) кодом, в эквивалентное значение той или иной физической величины. В качестве аналоговой физической величины могут служить: угол поворота, линейное перемещение, давление жидкости или газа, электрическое напряжение или электрический ток и т. д.

ЦАП широко применяются в автоматизированных системах управления, в которых используется микропроцессорная техника и цифровая обработка сигналов. При помощи ЦАП управляющие цифровые сигналы микропроцессорной системы преобразуются в аналоговую форму для воздействия на исполнительные органы управляемого процесса.

Все ЦАП можно разделить на несколько классов в зависимости от способа представления величин в цифровой форме, физической природы аналоговой величины, структурной схемы, характера зависимости входных и выходных величин.

Метод построения ЦАП, при котором выходная величина имеет ту же физическую природу, что и эталоны, используемые в схеме ЦАП, называется прямым методом.

На рис. 8.1 приведен пример построения такого ЦАП в виде управляемого цифровым кодом электрического сопротивления  $R$ .

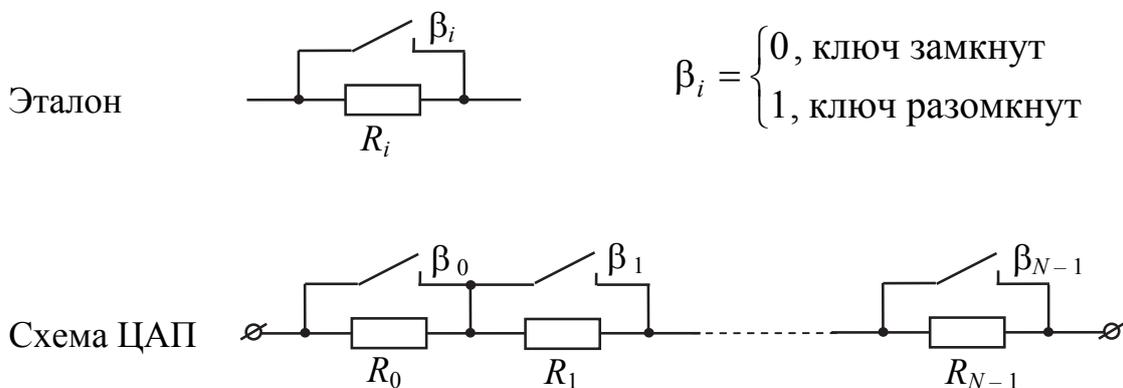


Рис. 8.1. Схема ЦАП «код – сопротивление»

Уравнение работы ЦАП:

$$R = \beta_0 R_0 + \beta_1 R_1 + \dots + \beta_{N-1} R_{N-1}. \quad (8.1)$$

Соотношение между эталонами:  $R_i = R_0 2^{-i}$ .

Другой метод построения ЦАП основан на том, что цифровой код, подаваемый на вход схемы, предварительно преобразуется в промежуточную аналоговую величину, которая отличается по фи-

зической природе от выходной величины преобразователя. Такой метод построения ЦАП называется косвенным.

Примером ЦАП, построенного с помощью косвенного метода, может служить преобразователь «код – длительность электрического импульса – напряжение». Такой метод позволяет вместо эталонов, определяемых требуемой выходной величиной (в случае трудности их технологической реализации), использовать эталоны другого типа с лучшими техническими характеристиками.

ЦАП, в которых используются как прямой, так и косвенной методы построения, называют комбинированными.

Наибольшее распространение на практике получили преобразователи косвенного типа на резисторах. Такие схемы реализуются делением выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  пропорционально входному коду и называются пассивными ЦАП.

Если же ЦАП должен работать на переменную нагрузку или обеспечивать выходной сигнал большой мощности, то схему ЦАП дополняют усилителем и называют ее активным ЦАП (рис. 8.2).

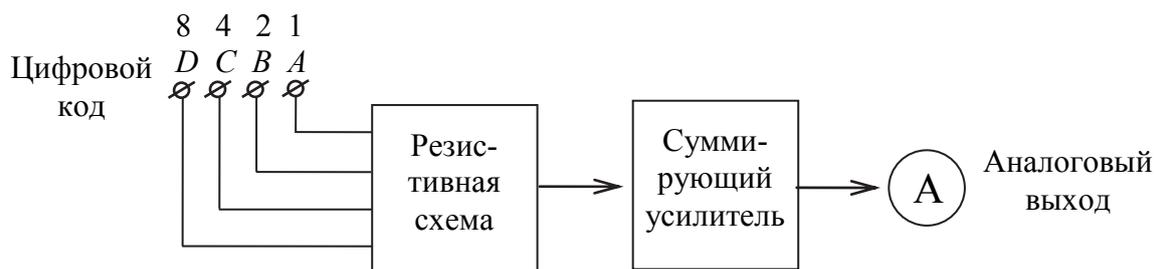


Рис. 8.2. Структурная схема активного ЦАП

На функциональных схемах ЦАП обозначают как на рис. 8.3.

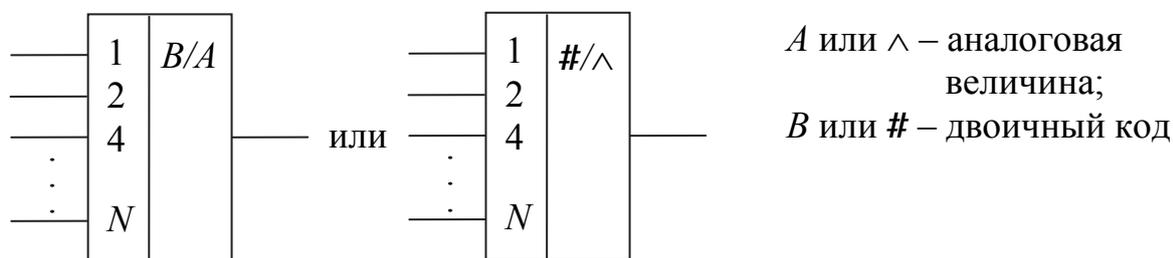


Рис. 8.3. Обозначение ЦАП на функциональных схемах

### 8.2.2. Схематические разновидности активных цифро-аналоговых преобразователей и принцип их работы

Рассмотрим назначение, устройство и принцип действия активных ЦАП для случая преобразования входных двоичных четырехразрядных кодов в напряжение на выходе. Пусть, например, необходимо преобразовать двоичный сигнал с выхода процессора в выходное напряжение, изменяющееся в заданных пределах (например, от 0 до 3 В). На рис. 8.4 приведена схема такого ЦАП, которая содержит резистивную матрицу с двоично-взвешенными резисторами (сопротивления соседних резисторов отличаются в два раза), ключи, управляемые входными двоичными кодами, и инвертирующий усилитель на микросхеме операционного усилителя (ИОУ).

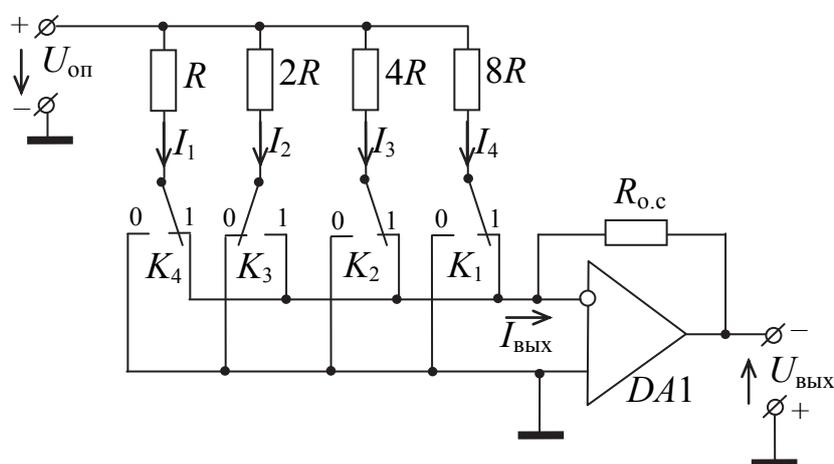


Рис. 8.4. Схема активного ЦАП с двоично-взвешенными резисторами

Если в схеме содержится  $N$  эталонов (резисторов с ключами, управляемыми входными кодами), то шаг квантования по току (минимальное не равное нулю значение тока  $I_{\text{ВЫХ}}$ ) будет определяться по выражению

$$\Delta I_{\min} = \frac{U_{\text{оп}}}{R(2^N - 1)}. \quad (8.2)$$

Тогда шаг квантования по напряжению:

$$\Delta U_{\min} = -\Delta I_{\min} R_{\text{о.с}} = \frac{-U_{\text{оп}} R_{\text{о.с}}}{R(2^N - 1)}, \quad (8.3)$$

где  $U_{\text{оп}}$  – опорное (эталонное) напряжение, подаваемое на резистивную матрицу;  $R$  – минимальное электрическое сопротивление из всех резисторов матрицы.

Если задаться шагом квантования  $\Delta U_{\text{мин}} = 0,2$  В, и принять  $R_{\text{о.с}} = 10$  кОм, то при  $U_{\text{оп}} = 3$  В из (8.3) следует значение

$$R = \frac{U_{\text{оп}} R_{\text{о.с}}}{\Delta U_{\text{мин}} \cdot 2^N - 1} = \frac{3 \cdot 10}{0,2 \cdot 2^4 - 1} = 10 \text{ кОм.}$$

Работа ЦАП приведена в таблице истинности (табл. 8.1).

Таблица 8.1

| Цифровой вход |       |       |       | Аналоговый выход           |
|---------------|-------|-------|-------|----------------------------|
| $K_4$         | $K_3$ | $K_2$ | $K_1$ | $U_{\text{вых}}, \text{В}$ |
| 0             | 0     | 0     | 0     | 0                          |
| 0             | 0     | 0     | 1     | 0,2                        |
| 0             | 0     | 1     | 0     | 0,4                        |
| 0             | 0     | 1     | 1     | 0,6                        |
| 0             | 1     | 0     | 0     | 0,8                        |
| 0             | 1     | 0     | 1     | 1,0                        |
| 0             | 1     | 1     | 0     | 1,2                        |
| 0             | 1     | 1     | 1     | 1,4                        |
| 1             | 0     | 0     | 0     | 1,6                        |
| 1             | 0     | 0     | 1     | 1,8                        |
| 1             | 0     | 1     | 0     | 2,0                        |
| 1             | 0     | 1     | 1     | 2,2                        |
| 1             | 1     | 0     | 0     | 2,4                        |
| 1             | 1     | 0     | 1     | 2,6                        |
| 1             | 1     | 1     | 0     | 2,8                        |
| 1             | 1     | 1     | 1     | 3,0                        |

Как следует из табл. 8.1, напряжение  $U_{\text{вых}}$  на выходе этого ЦАП является функцией входного двоичного кода, подаваемого на ключи  $K_1$ – $K_4$  по соотношению

$$U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{мин}} (\beta_{N-1} \cdot 2^{N-1} + \beta_{N-2} \cdot 2^{N-2} + \dots + \beta_0 \cdot 1), \quad (8.4)$$

где  $\beta = 0$  или  $1$ . Так, для входного кода 1011  $U_{\text{вых}} = 0,2(1 \cdot 8 + 0 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 1 \cdot 1) = 0,2 \cdot 11 = 2,2$  В.

Рассмотренная схема ЦАП имеет два недостатка:

- при большом числе разрядов сильно разнятся номиналы взвешенных резисторов ( $2^N$  раз), которые трудно реализовать в интегральном исполнении;
- обеспечиваемая точность преобразования невысока.

Более технологичным вариантом ЦАП является схема на рис. 8.5 с лестничной резистивной матрицей  $R-2R$ , где используются резисторы только двух номиналов.

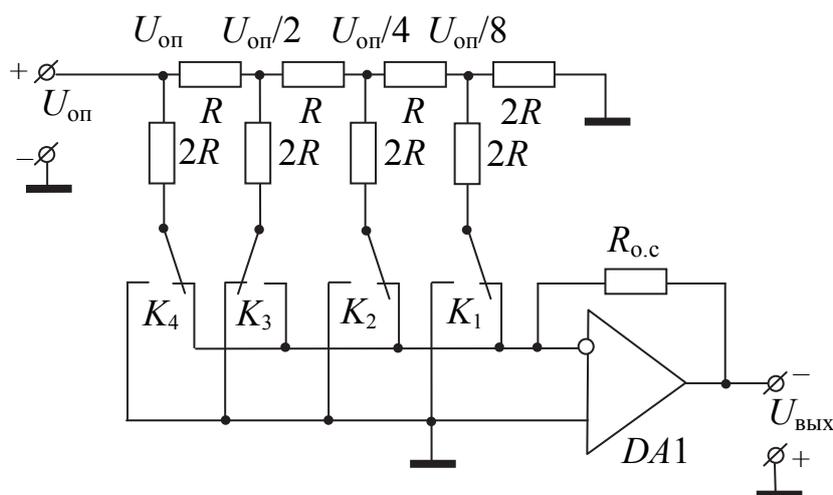


Рис. 8.5. Схема активного ЦАП с резисторной матрицей  $R-2R$  лестничного типа

В этой схеме шаг квантования по напряжению:

$$\Delta U_{\min} = -\frac{U_{\text{оп}} R_{\text{o.c.}}}{2^N \cdot R}, \quad (8.5)$$

а выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  также является функцией входного двоичного кода, подаваемого на ключи  $K_1-K_4$  по соотношению

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{оп}} R_{\text{o.c.}}}{2^N R} (\beta_{N-1} \cdot 2^{N-1} + \beta_{N-2} \cdot 2^{N-2} + \dots + \beta_0 \cdot 1). \quad (8.6)$$

Если, например,  $U_{\text{оп}} = 3,75$  В,  $R_{\text{o.c.}} = 10,666$  кОм,  $R = 10$  кОм, то

$$\Delta U_{\min} = \frac{3,75 \cdot 10,666}{2 \cdot 16 \cdot 10} = 0,25 \text{ В.}$$

Работа ЦАП представлена в табл. 8.2.

Таблица 8.2

| Цифровой вход |       |       |       | Аналоговый выход           |
|---------------|-------|-------|-------|----------------------------|
| $K_4$         | $K_3$ | $K_2$ | $K_1$ | $U_{\text{вых}}, \text{В}$ |
| 0             | 0     | 0     | 0     | 0                          |
| 0             | 0     | 0     | 1     | 0,25                       |
| 0             | 0     | 1     | 0     | 0,55                       |
| 0             | 0     | 1     | 1     | 0,75                       |
| 0             | 1     | 0     | 0     | 1,0                        |
| 0             | 1     | 0     | 1     | 1,25                       |
| 0             | 1     | 1     | 0     | 1,5                        |
| 0             | 1     | 1     | 1     | 1,75                       |
| 1             | 0     | 0     | 0     | 2,0                        |
| 1             | 0     | 0     | 1     | 2,25                       |
| 1             | 0     | 1     | 0     | 2,5                        |
| 1             | 0     | 1     | 1     | 2,75                       |
| 1             | 1     | 0     | 0     | 3,0                        |
| 1             | 1     | 0     | 1     | 3,25                       |
| 1             | 1     | 1     | 0     | 3,5                        |
| 1             | 1     | 1     | 1     | 3,75                       |

В устройствах на рис. 8.4, 8.5 применены механические ключи  $K_1$ – $K_4$ . В реальных электронных ЦАП используют быстродействующие электронные ключи на транзисторах, например, как показано на рис. 8.6, где переключатель построен на двух полевых транзисторах  $VT_1$ ,  $VT_2$ .

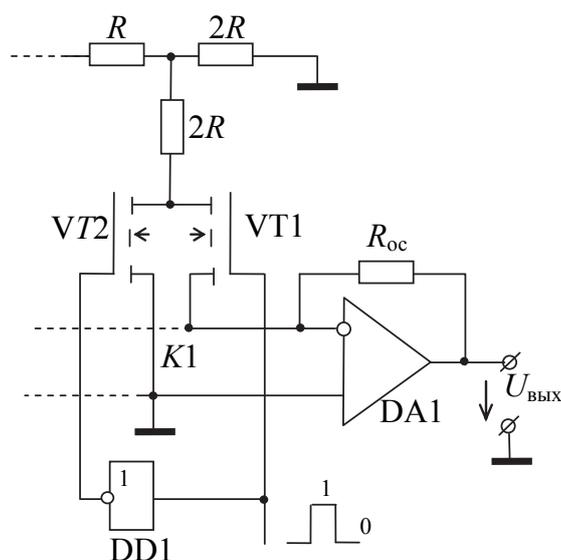


Рис. 8.6. Схема одного разряда ЦАП с электронным ключом

Если во входном коде ключу  $K_1$  (рис. 8.6) отвечает единица, то подается положительное напряжение на затвор транзистора VT1, а низкое напряжение после инвертора на микросхеме DD1 подается на затвор транзистора VT2.

При этом VT1 открывается, а VT2 закрывается, и подается ток от данного разряда ЦАП на вход масштабирующего усилителя. Если во входном коде ключу  $K_1$  отвечает нуль, то VT1 закрывается, а VT2 открывается, и ток данного разряда поступает на общую шину, минуя вход микросхемы DA1.

Промышленностью выпускают ЦАП в виде микросхем различных серий, схемы и характеристики которых можно найти в справочниках. Например, микросхема К572ПА1 представляет собой десятиразрядный преобразователь двоичного кода в ток. Микросхема содержит резистивную матрицу  $R-2R$ , токовые ключи на МОП транзисторах (как на рис. 8.6) и устройство управления. Для преобразования тока в напряжение необходимо установить на выходе ЦАП дополнительно операционный усилитель (как DA1 на рис. 8.6).

### 8.2.3. Основные параметры и характеристики цифро-аналогового преобразователя

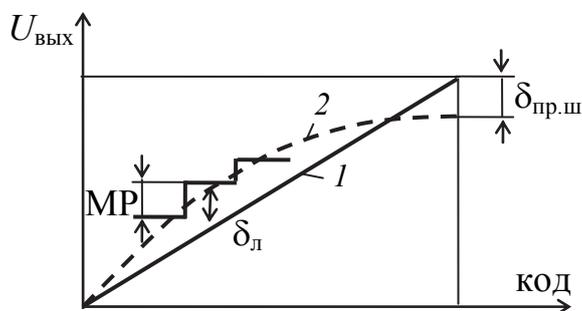


Рис. 8.7. Характеристика преобразования:  
1 – идеальная; 2 – реальная

К основным параметрам ЦАП относятся:

а) число разрядов  $N$  – число, равное двоичному логарифму от максимального количества кодовых комбинаций на входе ЦАП. Число разрядов  $N$  и величина опорного напряжения  $U_{оп}$  задают шаг квантования  $\Delta U_{min}$ , определяющий разрешающую способность. На рис. 8.7 она показана минимальной ступенькой напряжения на выходе ЦАП (младший разряд МР);

б) абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы  $\delta_{пр.ш}$  – это отклонение выходного напряжения от расчетного в конечной точке характеристики преобразования. Абсолютная погрешность измеряется в единицах МР или в процентах от максимального выходного напряжения;

в) нелинейность  $\delta_{л}$  – это максимальное отклонение нарастающего выходного напряжения от прямой линии, соединяющей точки нуля и максимального выходного сигнала.

### **8.3. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)**

#### ***8.3.1. Назначение, классификация аналого-цифровых преобразователей***

Аналого-цифровые преобразователи служат для преобразования аналоговых сигналов в цифровые коды, являющиеся выходным сигналом АЦП.

По типу преобразуемой величины АЦП делятся на прямые преобразователи (напряжение–код; фаза–код; *RLC*-параметры–код; частота–код и др.) и на преобразователи с промежуточным преобразованием (напряжение – временной интервал – код; временной интервал – напряжение – код; фаза – временной интервал – код и др.)

По типу шкалы различают АЦП с линейной шкалой и с нелинейной шкалой (логарифмической, экспоненциальной, степенной и др.)

Кроме того, АЦП классифицируют по дополнительным функциям (с предварительным нормированием входного сигнала, с интегрированием входного сигнала и др.)

Задача аналого-цифрового преобразования состоит в нахождении ближайшего к аналоговой величине отсчета цифрового эквивалента. При этом цифровой эквивалент может быть представлен в любой системе счисления, с фиксированной или плавающей запятой. Если АЦП используются в цифровых вольтметрах, амперметрах, омметрах и других приборах, показания которых считываются человеком, то наиболее удобна десятичная система счисления. При работе АЦП в ЭВМ удобна двоичная система счисления.

Основным критерием классификации АЦП является алгоритм его работы (АЦП последовательного счета, АЦП поразрядного уравновешивания, АЦП непосредственного считывания). Алгоритм включает в себя совокупность последовательных операций, посредством

которых устанавливается однозначное соответствие между аналоговой величиной, подаваемой на вход АЦП и некоторыми эталонами.

### **8.3.2. Методы преобразования**

Рассмотрим три основных метода преобразования аналоговых входных сигналов в эквивалентные цифровые коды на выходе, которые нашли наиболее широкое применение на практике.

#### *8.3.2.1. Метод последовательного уравнивания*

Этот метод преобразования, называемый также методом последовательного счета, методом единичных приращений, числовым методом, является наиболее простым. Однако процедура преобразования в этом методе занимает длительное время. Конструкция АЦП отличается простотой и надежностью.

Процесс преобразования состоит в следующем. Входная аналоговая величина  $U_x$  сравнивается с суммой одинаковых минимальных эталонов  $\Delta U$ , называемых квантами. Создается последовательность вида  $n_U \Delta U$ . В момент времени  $t_{и}$  (время измерения), когда значение  $n_U \Delta U$  отличается от  $U_x$  меньше, чем на  $\Delta U$ , число квантов  $n_U$  преобразуется в выходной код.

Идея метода аналогична взвешиванию груза путем последовательного «бросания» на чашу весов одинаковых гирек (эталонов  $\Delta m$ ). Гирьки бросают до тех пор, пока они все в сумме не уравновесят взвешиваемый груз. Число гирек в требуемой (например, в двоичной) системе счисления и будет являться искомым выходным цифровым кодом, пропорциональным весу груза.

Сравнение величины  $U_x$  с  $n_U \Delta U$  в АЦП последовательного счета производится с помощью одного сравнивающего устройства (аналогового компаратора). Количество шагов сравнения  $n_U = \frac{U_x}{\Delta U}$ .

Алгоритм проиллюстрирован рис. 8.8.

#### *8.3.2.2. Метод поразрядного уравнивания*

Этот метод преобразования, называемый также методом поразрядного приближения или весовым методом, занимает промежуточное положение по быстродействию, сложности и надежности.

Процесс преобразования состоит в следующем. Входная аналоговая величина последовательно сравнивается с суммой эталонов, имеющих значение  $2^i$  квантов. При этом значения двух соседних эта-

лонов отличаются в два раза. Сравнение начинается с эталона, имеющего максимальное значение. В зависимости от результата сравнения этого эталона с входной величиной получается цифра старшего разряда цифрового кода. Если эталон больше входной величины, то в старшем разряде ставится 0, и этот эталон не учитывается при суммировании (рис. 8.9).

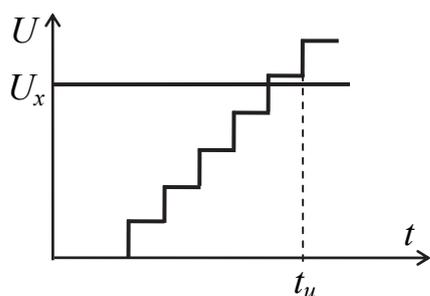


Рис. 8.8. Алгоритм работы АЦП последовательного уравнивания

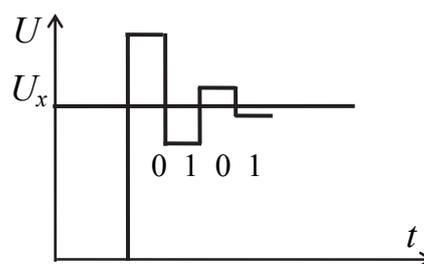


Рис. 8.9. Алгоритм работы АЦП поразрядного уравнивания

Далее производится сравнение входной величины с эталоном вдвое меньшего значения. Если эталон меньше  $U_x$ , то в соответствующем разряде ставится 1, и этот эталон учитывается при суммировании. Аналогично проводится сравнение всех эталонов с входной величиной. По окончании уравнивания образуется код, являющийся эквивалентом суммы всех эталонов, которым отвечают единицы. Сравнение и в этом методе осуществляется с помощью одного сравнивающего устройства (компаратора), на один из входов которого подается неизвестная аналоговая величина (например  $U_x$ ), а на другой — эталонная величина. Процесс преобразования заканчивается, когда эталон оказывается равным шагу квантования ( $\Delta U_{\min}$ ). Количество шагов сравнения  $n_U = \log_2 N$ , где  $N$  — количество квантов  $\Delta U$ , «вмещающихся» в величине  $U_x$ , т. е.  $N = \frac{U_x}{\Delta U}$  ( $n_U \ll N$ ).

### 8.3.2.3. Метод параллельного уравнивания

Этот метод, называемый также методом параллельного кодирования, методом непосредственного считывания, является наиболее быстродействующим и наиболее сложным в аппаратной реализации, так как требует большого числа эталонов ( $2^N - 1$ ) и компараторов. В этом методе младший из эталонов равен одному кванту, следующий — двум

квантам, трем квантам и т. д. Входная величина одновременно сравнивается со всеми эталонами. Результатом является код в виде сигналов на выходах аналоговых компараторов, который преобразуется в выходной код (с помощью приоритетного шифратора), соответствующий самому старшему из сработавших компараторов. Время преобразования определяется временем срабатывания компараторов и задержкой шифратора.

### 8.3.3. Схематическое построение аналого-цифровых преобразователей последовательного уравнивания

На рис. 8.10 приведена блок-схема АЦП последовательного уравнивания.

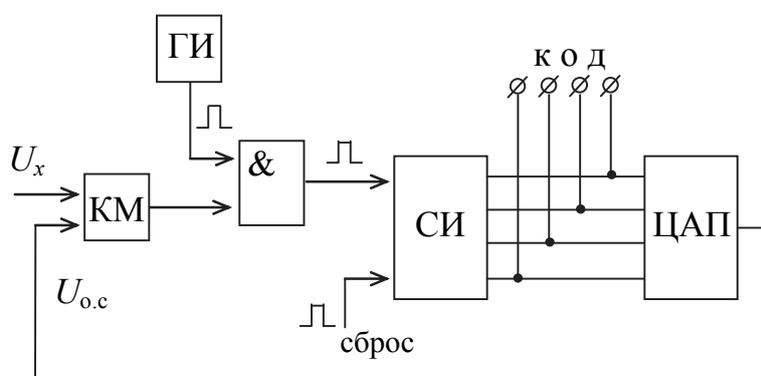


Рис. 8.10. Блок-схема АЦП последовательного уравнивания балансного типа

Преобразуемое напряжение  $U_x$  подается на один из входов компаратора КМ.

Оно сравнивается с напряжением  $U_{o.c}$  обратной связи, которое поступает на второй вход КМ с выхода ЦАП. Следовательно,  $U_{o.c}$  пропорционально коду. При условии  $U_x > U_{o.c}$  на выходе КМ будет логическая 1, которая поступает на вход логического элемента И. В случае, если  $U_x \leq U_{o.c}$ , на выходе КМ будет логический 0. На второй вход логического элемента И поступают импульсы с выхода генератора импульсов ГИ. На выходе элемента И появляются импульсы только в случае, когда на выходе КМ – логическая 1, т. е. при  $U_x > U_{o.c}$ . Эти импульсы поступают на вход счетчика импульсов СИ, где они накапливаются (подсчитываются). На выходе СИ появляется двоичный код согласно уравнению

$$N = \alpha \cdot 2^{n-1} + \alpha \cdot 2^{n-2} + \dots + \alpha \cdot 2^3 + \alpha \cdot 2^2 + \alpha \cdot 2^1 + \alpha \cdot 2^0.$$

Этот двоичный код при помощи ЦАП преобразуется в соответствующее ему напряжение  $U_{o.c}$  обратной связи.

Перед подачей  $U_x$  на вход АЦП импульсом сброса обнуляют счетчик СИ. При этом  $U_{o.c} = 0$ . С подачей каждого импульса от генератора  $U_{o.c}$  увеличивается на  $\Delta U_{min}$ . После достижения условия  $U_{o.c} \geq U_x$  компаратор КМ переключается в состояние логического нуля, и поступление импульсов на вход счетчика СИ прекращается. Двоичный код на выходе счетчика будет соответствовать величине  $U_x$  с погрешностью  $\pm \frac{\Delta U_{min}}{2}$ .

На рис. 8.11 приведена блок-схема АЦП, содержащая генератор линейно-нарастающего напряжения (ГЛИН).

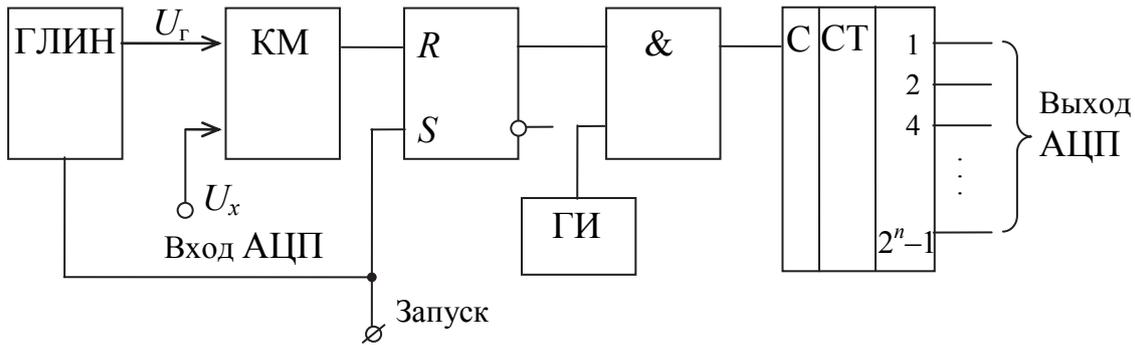


Рис. 8.11. Блок-схема АЦП с генератором линейно-нарастающего напряжения

Запускающий импульс разрешает работу ГЛИН и устанавливает триггер в единичное состояние. С этого момента времени напряжение на выходе ГЛИН линейно увеличивается по закону  $U_r = \alpha t$ , где  $\alpha$  – крутизна нарастания напряжения. Одновременно с этим от генератора импульсов через элемент 2И начинают поступать импульсы с периодом  $T$  на вход счетчика СТ. При достижении  $U_r$  уровня  $U_x$  срабатывает компаратор КМ, выходной сигнал которого устанавливает триггер в нуль, что делает невозможным дальнейшую передачу импульсов от ГИ на вход счетчика СТ.

За время преобразования  $t_{пр}$  в счетчике запишется число  $N = \frac{U_x}{\alpha T}$ , являющееся выходным кодом АЦП.

Схема АЦП последовательного уравнивания с промежуточным преобразованием  $U_x$  во временной интервал приведена на рис. 8.12.

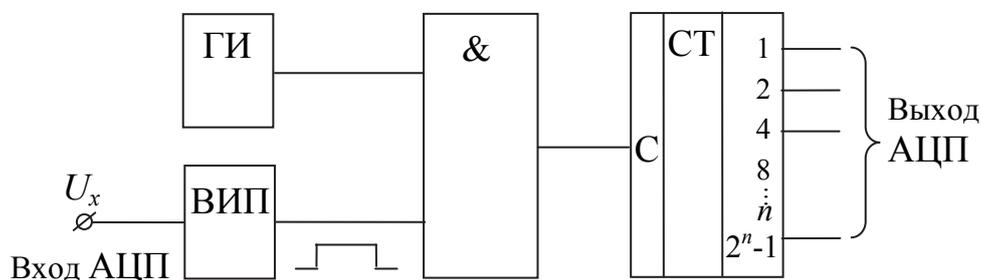


Рис. 8.12. Блок-схема АЦП с промежуточным преобразованием (напряжение – время – код)

Входное напряжение  $U_x$  преобразуется времяимпульсным преобразователем ВИП в импульс, длительность которого  $T_{и}$  пропорциональна  $U_x$ . В интервале времени  $T_{и}$  элемент 2И открыт, т. е. пропускает импульсы от ГИ на вход счетчика. При этом на выходе счетчика формируется двоичный код, пропорциональный  $U_x$ .

Схемы на рис. 8.11 и 8.12 не содержат обратной связи и не относятся к балансным.

#### 8.3.4. Микросхемы аналого-цифровых преобразователей

Промышленностью выпускаются АЦП в интегральном исполнении. Так, микросхема К572ПВ1 представляет собой 12-разрядный преобразователь напряжения в двоичный код. В комплекте с внешним операционным усилителем (компаратором), источником  $U_{оп}$  и генератором тактовых импульсов эта микросхема выполняет функции АЦП последовательного уравнивания с параллельным двоичным кодом на выходе. Назначение выводов этой микросхемы и основные характеристики приводятся в справочниках.

Промышленностью также выпускаются АЦП в виде автономных функционально законченных измерительных приборов, входящих в агрегатный комплекс средств измерительной техники. Совместно с другими устройствами этого комплекса АЦП могут использоваться для автоматизации сбора, преобразования, измерения и представления информации в научных исследованиях, при технической диагностике и управлении технологическими процессами. Назначение этих приборов, технические характеристики, режимы работы и особенности экс-

плуатации приводятся в технических описаниях и справочной литературе.

### Вопросы для самоконтроля

1. Дайте определение цифро-аналогового преобразователя ЦАП.
2. Чем отличаются пассивные и активные ЦАП?
3. Приведите структурную схему активного ЦАП.
4. Что представляет собой таблица истинности ЦАП?
5. Приведите принципиальную схему активного ЦАП с резистивной матрицей  $R-2R$ .
6. От чего зависит значение шага квантования (минимальный разряд) в активных ЦАП?
7. Дайте определение АЦП.
8. Что понимается под алгоритмом функционирования АЦП?
9. Поясните принцип работы АЦП поразрядного уравнивания.
10. Поясните принцип работы АЦП последовательного уравнивания.
11. Поясните принцип работы АЦП параллельного уравнивания.
12. Дайте сравнительную оценку достоинств и недостатков различных типов АЦП.
13. Приведите структурную схему АЦП последовательного уравнивания. Почему она является балансной схемой? Поясните принцип работы.
14. Приведите структурную схему АЦП последовательного уравнивания с генератором линейно-нарастающего напряжения. Поясните принцип работы.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Тиличенко, М. П. Электротехника, электрические машины и аппараты : учеб. пособие / М. П. Тиличенко, С. А. Грачев. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2009. – 342 с.
2. Электротехника / Б. А. Волынский [и др.]. – Л. : Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
3. Касаткин, А. С. Электротехника : учеб. для вузов / А. С. Касаткин. – М. : Академия, 2005. – 525 с.
4. Драксел, Р. Основы электроизмерительной техники / Р. Драксел ; пер. с нем. под ред. В. Ю. Кончаловского. – М. : Энергоиздат, 1982.
5. Елкин, В. Д. Электрические аппараты / В. Д. Елкин, Т. В. Елкина. – Минск : Дизайн ПРО, 2003. – 168 с.
6. Алиев, И. И. Справочник по электротехнике и электрооборудованию : учеб. пособие для вузов / И. И. Алиев. – 2-е изд., доп. – М. : Высш. шк., 2000. – 255 с.
7. Алиев, И. И. Электротехнический справочник / И. И. Алиев. – 4-е изд., испр. – М. : Радио-Софт, 2004. – 384 с.
8. Забродин, Ю. С. Промышленная электроника / Ю. С. Забродин. – М. : Высш. шк., 1982. – 485 с.
9. Горбачев, Г. Н. Промышленная электроника / Г. Н. Горбачев, Е. Е. Чаплыгин. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
10. Гусев, В. Г. Электроника / В. Г. Гусев. – М. : Высш. шк., 1991. – 615 с.
11. Соломахин, Н. М. Логические элементы ЭВМ : практ. пособие для вузов / Н. М. Соломахин. – М. : Высш. шк., 1991. – 160 с.
12. Проектирование радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах / под ред. С. Я. Шаца. – Л. : Сов. радио, 1976. – 312 с.
13. Пухальский, Г. И. Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах / Г. И. Пухальский, Г. Я. Новосельцева. – М. : Радио и связь, 1990. – 304 с.
14. Токхейм, Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм ; пер. с англ. – М. : Мир, 1988. – 392 с.
15. Микроэлектронные схемы цифровых устройств / И. И. Букреев [и др.]. – М. : Радио и связь, 1990. – 416 с.
16. Красноголовый, Б. Н. Преобразователи кодов / Б. Н. Красноголовый, Б. Н. Шпилевой. – Минск : Изд-во БГУ, 1983. – 175 с.

17. Микроэлектронные цифро-аналоговые преобразователи информации / под ред. В. Б. Смолова. – Л. : Энергия, 1976.
18. Ямный, В. Е. Аналого-цифровые преобразователи. – Минск : БГУ, 1980.
19. Микросхемы и их применение / В. Н. Вениаминов [и др.]. – М. : Радио и связь, 1989.
20. Цифровые интегральные микросхемы : справочник / М. И. Богданович [и др.]. – Минск : Беларусь, 1981.

Учебное издание

**Тиличенко** Михаил Павлович  
**Козлов** Андрей Владимирович

## **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА**

**Учебно-методическое пособие**

Редакторы: *Н. Г. Мансурова,*  
*Т. В. Мисюрова*  
Компьютерная верстка *Н. Б. Козловская*

Подписано в печать 26.04.16.

Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».

Ризография. Усл. печ. л. 25,57. Уч.-изд. л. 26,98.

Тираж 30 экз. Заказ № 99/24.

Издатель и полиграфическое исполнение  
Гомельский государственный  
технический университет имени П. О. Сухого.  
Свидетельство о гос. регистрации в качестве издателя  
печатных изданий за № 1/273 от 04.04.2014 г.  
246746, г. Гомель, пр. Октября, 48