

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ОРЕНБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРАРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ДЛЯ ОБУЧАЮЩИХСЯ
ПО ОСВОЕНИЮ ДИСЦИПЛИНЫ**

Б1.В.ДВ.03.01 Силовая электроника

**Направление подготовки (специальность) 35.04.06 Агроинженерия
Профиль образовательной программы Электротехнологии и электрооборудование-
ние в сельском хозяйстве
Форма обучения очная**

СОДЕРЖАНИЕ

1. Конспект лекций	3
1.1 Лекция №1 - Научно-технические и методологические основы исследования устройств силовой электроники	3
1.2 Лекция №2 - Теория преобразования переменного тока в постоянный при идеальных и реальных параметрах элементов преобразователя	14
1.3 Лекция №3 - Преобразователи постоянного напряжения в постоянное	24
1.4 Лекция №4 - Преобразователи постоянного напряжения в переменное	32
1.5 Лекция №5 - Регуляторы переменного напряжения	40
1.6 Лекция №6 - Преобразователи частоты	45
1.7 Лекция №7 - Методы и системы управления вентильными преобразователями	53
1.8 Лекция №8 - Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники	61
2. Методические указания по проведению практических занятий	66
2.1 Практическое занятие №1 - Динамические характеристики силовых диодов	66
2.2 Практическое занятие №2 - Динамические режимы работы силовых транзисторов	68
2.3 Практическое занятие №3 - Тенденции развития силовых полупроводниковых приборов	70
2.4 Практическое занятие №4 - Методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей	75
2.5 Практическое занятие №5 - Компьютерные программы математического моделирования и анализа устройств силовой электроники	78
2.6 Практическое занятие №6 - Двухфазный выпрямитель однофазного тока	79
2.7 Практическое занятие №7 - Выпрямитель однофазного тока по мостовой схеме	84
2.8 Практическое занятие №8 - Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора треугольник-звезда с нулевым выводом	86
2.9 Практическое занятие №9 - Выпрямитель трехфазного тока по мостовой схеме	90
2.10 Практическое занятие №10 - Повышающие и повышающе-понижающие регуляторы	93
2.11 Практическое занятие №11 - Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с полным управлением и циклическим методом формирования кривой выходного напряжения	95
2.12 Практическое занятие №12 - Непосредственные преобразователи частоты с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы	98
2.13 Практическое занятие №13 - Многоканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа	101
2.14 Практическое занятие №14 - Одноканальная асинхронная система управления непрерывного слежения	104
2.15 Практическое занятие №15 - Системы управления с регулированием компонентов обобщенного вектора напряжения (тока)	108
2.16 Практическое занятие №16 - Системы управления с элементами искусственного интеллекта	110

1. КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ

1.1 Лекция №1 (2 часа).

Тема: «Научно-технические и методологические основы исследования устройств силовой электроники»

1.1.1 Вопросы лекции

1. Системный подход к анализу устройств силовой электроники.
2. Энергетические показатели качества преобразования энергии в вентильных преобразователях.
3. Элементная база вентильных преобразователей.
4. Методы расчета энергетических показателей преобразователей.

1.1.2 Краткое содержание вопросов

1. Системный подход к анализу устройств силовой электроники.

Изучение основ силовой электроники прежде всего опирается на анализ базовых типов устройств, т. е. на установление свойств устройств в функции их параметров. Классическая методология обучения носит индуктивный характер, предполагая движение от частного к общему, от простого к сложному. Но по мере усложнения изучаемых устройств появляется необходимость проводить однотипное по подходу и эффективное по результату исследование любых сложных устройств заданного назначения. Такой подход к исследованию, интенсивно развивающийся в предшествующие несколько десятилетий, получил название системного подхода, который предполагает:

- 1) установление границ исследуемой системы заданного назначения как целого, т. е. выделение из окружающей ее среды;
- 2) определение целей системы, критериев качества ее функционирования и методов их расчета;
- 3) декомпозиция системы на составные части или подсистемы, которые на более низком уровне иерархии рассматриваются как подсистемы, точно так же, как сама исследуемая система является частью надсистемы;
- 4) изучение системы во всех требуемых целевым назначением аспектах с учетом всех значимых связей как между частями системы одного уровня, так и между различными уровнями.

Классический подход к исследованию основывается на том, что свойства целого (системы) определяются главным образом свойствами составляющих его элементов (подсистем). Системный же подход основывается на другой парадигме: система не детерминируется однозначно совокупностью элементов и не сводится к ним, а, наоборот, элементы детерминируются целым, в рамках которого они и получают свое функциональное назначение; при этом у системы в целом появляются новые свойства, отсутствующие у ее элементов.

Применительно к изучаемым в курсе устройствам силовой электроники указанные четыре принципа системного подхода заключаются в следующем.

Во-первых, устройство преобразования электрической энергии из одного вида в другой рассматривается не само по себе, а в совокупности с источником питания на входе и нагрузкой (потребителем) на выходе. Эта триада и составляет предмет исследования. Кроме того, выявляются все виды полупроводниковых устройств преобразования электрической энергии в соответствии с их назначением.

Во-вторых, определяется необходимый набор энергетических критериев качества создания и функционирования устройств силовой электроники и рассматриваются существующие методы их расчета.

В-третьих, производится декомпозиция устройств силовой электроники для упрощения анализа на функциональном и структурном уровнях.

В общем случае любое преобразовательное устройство должно реализовать совокупность следующих функциональных операций.

- собственно преобразования рода тока;
- регулирования параметров преобразованной энергии (постоянной составляющей в цепях постоянного тока, первой гармоники или действующего значения в цепях переменного тока);
- согласования уровней напряжения источника питания и нагрузки преобразователя;
- потенциальной изоляции (при необходимости) источника питания и нагрузки;
- электромагнитной совместимости преобразователя с источником питания и нагрузкой.

Первые две операции в устройствах силовой электроники реализуются посредством полупроводниковых управляемых вентилей, следующие две - с помощью трансформатора на входе, внутри или на выходе устройства, а последняя операция - с помощью пассивных (LC) или активных (управляемая генерация напряжения или тока требуемой формы) фильтров.

Структурная декомпозиция устройств силовой электроники в книге выполняется на двух уровнях. На верхнем уровне сложная преобразовательная система разделяется на элементарные базовые ячейки, характеризующиеся однократностью преобразования вида электрической энергии (например, переменный ток - постоянный ток). На нижнем уровне элементарные базовые преобразователи рассматриваются как совокупность трансформатора, вентильного комплекта, фильтров, системы управления.

В-четвертых, системный подход к исследованию устройств силовой электроники в соответствии с целевым назначением курса реализуется здесь главным образом в энергетическом аспекте. При анализе электромагнитных процессов в исследуемых устройствах приняты следующие классы допущений.

1. Все элементы преобразователя - идеальные (без потерь), питающая сеть - источник бесконечной мощности (тоже без потерь внутри источника), нагрузка также идеализирована. Процедура исследования элементарна.

2. Учитываются реальные параметры элементов преобразовательного устройства и питающей сети, нагрузка преобразователя остается идеализированной. Процедура исследования остается простой и аналитической.

3. При третьем уровне анализа все элементы триады (питающая сеть - преобразователь - нагрузка) замещаются моделями с реальными параметрами элементов. Процедура анализа заметно усложняется, и не всегда возможно обойтись без средств вычислительной техники.

Такой подход позволяет наращивать мощность анализа по мере изложения материала и углубления исследования, обеспечивая в то же время вложенность результатов низких уровней анализа как частных случаев в результаты более высоких уровней. Это, в свою очередь, позволяет проследить влияние учета реальных параметров отдельных элементов системы на характеристики системы.

2. Энергетические показатели качества преобразования энергии в вентильных преобразователях.

Важнейшими из этих показателей являются следующие.

1. Коэффициенты преобразования по напряжению и току

$$K_{u.p} = \frac{U_{\text{вых.п}}}{U_{\text{вх.п}}}, \quad K_{t.p} = \frac{I_{\text{вых.п}}}{I_{\text{вх.п}}},$$

которые определяются в режимах, соответствующих максимально возможному напряжению на выходе преобразователя, т. е. при отсутствии его регулирования, для полезных составляющих напряжения и тока. В цепях переменного тока полезными составляющими, переносящими активную мощность, являются, как правило, первые

гармоники напряжения и тока, а в цепях постоянного тока - средние значения величин в них.

2. *Коэффициенты искажения тока и напряжения*

$$v_I = \frac{I_{(1)}}{I},$$

где $I_{(1)}$ - действующее значение первой гармоники тока; I - действующее значение тока.

3. *Коэффициент гармоник тока (коэффициент несинусоидальности $K_{\text{г.т}}$)*

$$K_{\text{г.т}} = \frac{I_{\text{в.г}}}{I_{(1)}} = \frac{1}{I_{(1)}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{(k)}^2},$$

где $I_{\text{в.г}}$ - действующее значение высших гармоник тока (отличных от первой гармоники).

Последние два коэффициента очевидным образом связаны между собой:

$$v_I = \frac{I_{(1)}}{I} = \frac{I_{(1)}}{\sqrt{I_{(1)}^2 + I_{\text{в.г}}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (I_{\text{в.г}}/I_{(1)})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_{\text{г.т}}^2}},$$

отсюда

$$K_{\text{г.т}} = \sqrt{\frac{1}{v_I^2} - 1}.$$

4. *Коэффициент сдвига тока относительно напряжения по первой гармонике*

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{P_{(1)}}{\sqrt{P_{(1)}^2 + Q_{(1)}^2}},$$

где $P(1)$ и $P(2)$ - активная и реактивная мощности в цепи, создаваемые первыми гармониками напряжения и тока.

5. *Коэффициент мощности*

$$\chi = \frac{P_{(1)}}{S} = \frac{EI_{(1)} \cos \varphi_{(1)}}{EI} = v_I \cos \varphi_{(1)}.$$

где P - активная мощность; S - полная мощность.

6. *Коэффициент полезного действия*

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}.$$

Для идеализированного преобразователя в рамках первого уровня анализа (отсутствие потерь мощности в элементах преобразователя) из (1.2.8) следует соотношение между коэффициентами сдвига токов входной и выходной цепей преобразователя:

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}, \quad U_{(1)\text{вых}} I_{(1)\text{вых}} \cos \varphi_{(1)\text{вых}} = U_{(1)\text{вх}} I_{(1)\text{вх}} \cos \varphi_{(1)\text{вх}},$$

7. *Энергетический коэффициент полезного действия*

$$\eta_s = \frac{P_{\text{вых}}}{S_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{вх}}}{S_{\text{вх}}} \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \chi \eta.$$

8. *Коэффициент пульсаций для цепей постоянного тока*

$$K_n = \frac{X_{\text{max}}}{X_{\text{ср}}},$$

где X_{max} - амплитуда данной (обычно первой) гармонической составляющей напряжения (тока), $X_{\text{ср}}$ - среднее значение напряжения (тока).

В случаях, когда с помощью вентильного преобразователя создается автономная система электроснабжения (борт судна, самолета, наземного транспортного средства), набор показателей качества электроэнергии и их числовые значения определяются государственными и отраслевыми стандартами, например, качество электрической энергии в электрических сетях общего пользования должно соответствовать ГОСТ 13109-97.

Для расчета энергетических показателей качества преобразования энергии необходимо знать:

- действующие значения первых гармоник напряжения и тока цепи и угол сдвига между ними;
- действующие значения напряжения и тока;
- действующие значения высших гармоник напряжения и тока;
- активную и реактивную мощности цепи.

Эти показатели можно рассчитать одним из трех методов: 1) интегральным, 2) спектральным, 3) прямым.

За энергетические показатели качества использования элементов преобразовательного устройства принимают их относительные (к активной мощности нагрузки) установленные (типовые) мощности.

Установленная мощность двухобмоточного трансформатора рассчитывается как половина суммы произведений действующих значений напряжения (определяет сечение магнитопровода заданного вида и число витков обмотки) и тока (определяет сечение провода обмотки) для каждой обмотки:

$$S_T^* = \frac{S_T}{P_n} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2P_n}.$$

Установленная мощность реактора в цепи переменного тока рассчитывается, как и мощность трансформатора, с помощью коэффициента, равного 0,5, из-за наличия только одной обмотки:

$$S_L^* = \frac{S_L}{P_n} = \frac{1}{2} \frac{U_L I_L}{P_n}.$$

Реактор в цепи постоянного тока характеризуется уже запасенной энергией при заданных частоте и уровне пульсаций тока

$$W_L = L I^2.$$

Установленная (реактивная) мощность конденсатора в цепи синусоидального напряжения (по отношению к активной мощности цепи) рассчитывается как произведение действующих значений напряжения и тока конденсатора, а при наличии высших гармоник в токе их величина

$$Q_C^* = \frac{Q_C}{P_n} = \frac{U_C I_C}{P_n}.$$

Конденсатор в цепи постоянного напряжения характеризуется запасенной энергией CU^2 при заданных уровне и частоте пульсаций напряжения (уровне высших гармоник напряжения):

$$W_C = CU^2.$$

Для соотнесения энергетических показателей элементов цепи переменного тока, выраженных в единицах мощности, с энергетическими показателями элементов цепи постоянного тока, выраженными в единицах энергии, можно использовать их условное приведение. Для этого первые показатели необходимо поделить на круговую частоту переменного напряжения со вторые показатели умножить на эту частоту.

Установленная мощность неполностью управляемых вентиляй (тиристоров) определяется так:

$$S_B = n I_a U_{b\max},$$

где n - число вентиляй.

Установленная мощность полностью управляемых вентиляй определяется уже не через среднее значение анодного тока вентиля I_a , а через максимальное:

$$S_B = n I_{a \max} U_{b \max},$$

где $U_{b \max}$ - максимальное значение обратного напряжения вентиля.

По рассчитанным значениям установленных мощностей элементов и их конструктивному исполнению можно определить удельные весовые, габаритные, стоимостные показатели и удельные показатели потерь активной мощности в элементах преобразователя.

3. Элементная база вентильных преобразователей.

Все преобразователи выполняются на силовых полупроводниковых вентилях: неуправляемых (диодах) и управляемых (тиристорах, транзисторах). Управляемые вентиляи подразделяются на два класса: с неполным управлением, с полным управлением.

Вентиляи с неполным управлением характеризуются тем, что переход их из состояния «выключено» в состояние «включено» возможен даже при кратковременном воздействии маломощным сигналом по цепи управления при наличии на вентиляе прямого напряжения, т. е. напряжения такой полярности, при которой он может пропускать ток через себя. Переход вентиля из состояния «включено» в состояние «выключено», т. е. запирание вентиля и прекращение протекания через него прямого тока, возможен только при смене полярности напряжения на вентиляе (обратное напряжение) по силовой цепи. Таким образом, неполная управляемость означает, что вентиль можно включить воздействием по цепи управления, но невозможно выключить воздействием по управлению, а требуется сменить полярность напряжения на вентиляе на обратную.

Главными представителями неполностью управляемых вентиляй являются:

тиристоры - четырехслойные $p-n-p-n$ полупроводниковые приборы с анодом А (крайняя p -область), катодом К (крайняя n -область) и управляющим электродом (УЭ) (внутренняя область);

симисторы (симметричные тиристоры, триаки) - пятислойные $p-n-p-n-p$ полупроводниковые приборы, которые можно представить в виде комбинации двух встречно-параллельно включенных четырехслойных (тиристорных) $p-n-p-n$ -структур. На рис. 1 приведены схемные обозначения тиристора (а) и симистора (б) и их вольт-амперные характеристики (ВАХ).

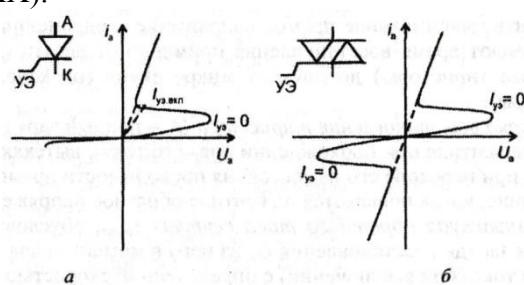


Рис. 1 – ВАХ тиристора и симистора

Основные параметры тиристоров, определяющие возможности их использования в схемах преобразователей

1. Среднее значение анодного тока тиристора по которому он маркируется заводом-изготовителем исходя из уровня допустимых потерь активной мощности (выделения тепла) в вентиляе при прохождении прямого тока. Испытательный ток вентиляй при их производстве имеет вид полуволны синусоиды в каждом периоде сетевого напряжения (50 Гц). При этом коэффициент амплитуды тока $K_a = \pi$ (отношение амплитуды тока к среднему значению), коэффициент формы $K_\phi = \pi/2$

(отношение действующего значения тока к среднему). Тиристоры выпускаются на средний ток от одного до нескольких тысяч ампер.

2. Ток удержания $I_{y\theta}$ минимальное значение прямого тока тиристора в отсутствие управления, когда тиристор еще остается проводящим. При снижении анодного тока ниже этого значения тиристор переходит в закрытое состояние.

3. Максимально допустимые прямое $U_{np\ max}$ и обратное $U_{obr\ max}$ напряжения, которые тиристор должен выдерживать без пробоя. Тиристоры маркируются в виде класса вентиля по напряжению (от 1-го до 60-го класса), умножение которого на 100 определяет его максимально допустимое значение.

4. Время восстановления управляющих свойств тиристора t_B определяется как минимально необходимая продолжительность приложения к нему обратного напряжения (при его выключении) после прохождения прямого тока, в течение которого тиристор восстанавливает свои запирающие свойства и к нему снова можно приложить максимальное прямое напряжение. Современные тиристоры имеют время восстановления примерно от десяти (высокочастотные тиристоры) до двухсот микросекунд (низкочастотные тиристоры).

5. Заряд восстановления тиристора Q_B - полный заряд (накопленный в вентиле при прохождении прямого тока), вытекающий из вентиля при переходе его из состояния проводимости прямого тока в состояние, когда появляется на вентиле обратное напряжение.

6. Амплитуда обратного тока вентиля I_{bmax} , обусловленного выводом заряда восстановления Q_B из него в момент спада до нуля прямого тока (при выключении) с определенной скоростью di/dt :

$$I_{b\ max} = \sqrt{2Q_B \left(-\frac{di}{dt} \right)}.$$

7. Предельная скорость нарастания прямого напряжения на вентиле du_{np}/dt , при превышении которой возможно включение его в прямом направлении даже при отсутствии управления из-за появления сигнала-помехи в цепи управляющего электрода, «просачивающегося» через паразитную емкость между ним и анодом тиристора. Обычно эта скорость для различных типов тиристоров находится в диапазоне 100... 1000 В/мкс.

8. Предельная скорость нарастания прямого тока тиристора di_{np}/dt , при его включении связанная с его неоднородным распределением по площади $p-n$ -перехода тиристора, что может привести к локальному повреждению (прожиганию) $p-n$ -перехода. Обычно эта скорость находится в диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен ампер в микросекунду.

9. Предельная частота импульсов прямого тока вентиля f_{np} , до которой вентиль может работать без снижения допустимого среднего значения анодного тока. Для низкочастотных тиристоров и диодов эта величина равна 400 Гц, для высокочастотных - до 10...20 кГц.

10. Время включения $t_{вкл}$ и время выключения $t_{выкл}$ полупроводникового вентиля характеризуют соответственно время перехода вентиля из выключенного состояния во включенное и из включенного состояния в выключенное.

11. Параметры сигнала управления в цепи управляющего электрода тиристора, обеспечивающие его надежное включение: напряжение управления U_{y3} (несколько вольт), ток управления I_{y3} (доли ампера), скорость нарастания тока управления dl_{y3}/dt (1-2 А/мкс), минимальная длительность импульса управления (20... 100 мкс). При этом мощность сигнала управления в тысячи раз меньше мощности, переключаемой тиристором в анодной цепи.

12. Напряжение отсечки спрямленной ВАХ вентиля в прямом направлении ΔU_0 и его динамическое сопротивление $R_{дин}$. Напряжение отсечки для кремниевых вентиляй

равно около 1 В, значение динамического сопротивления обратно пропорционально номинальному среднему значению анодного тока вентиля I_a и меняется в диапазоне от долей ома для маломощных тиристоров до тысячных долей для мощных, имея порядок $1/I_a$ Ом.

Эти параметры определяют потери активной мощности в вентиляе при прохождении прямого тока, вызывающие разогрев полупроводниковой структуры.

13. Тепловое сопротивление вентиля R характеризует его способность отводить тепло от места его выделения, т. е. $p-n$ -перехода, и определяется как отношение перепада температуры между двумя средами ΔT на единицу рассеиваемой в вентиляе мощности ΔP_B , $^{\circ}C/Bm$. Значимы прежде всего три тепловых сопротивления вентиля на следующих участках схемы: $p-n$ -переход - корпус вентиля R_{nk} ; $p-n$ -переход - охладитель R_{no} ; $p-n$ -переход - окружающая среда R_{nc} . Разным способам охлаждения вентиля соответствуют разные тепловые сопротивления, с помощью которых определяется предельная мощность потерь в вентиляе (предельное среднее значение анодного тока вентиля) исходя из максимально допустимой температуры p -и-перехода (для кремниевых диодов - 150 $^{\circ}C$, для кремниевых тиристоров - 110...120 $^{\circ}C$).

14. Защитный показатель $\int i^2 dt$ есть значение временного интеграла от квадрата ударного прямого тока, появляющегося в случае аварии, при превышении которого вентиль разрушается. Поэтому чем больше значение аварийного прямого тока через вентиль, тем меньше его длительность.

Вентили с полным управлением характеризуются тем, что их можно отпереть и запереть при наличии на них прямого напряжения воздействием только по цепи управления.

Основными представителями вентиляей с полным управлением являются запираемые (двуходерационные) тиристоры (в зарубежном обозначении GTO - Gate Turn Off) и силовые транзисторы (биполярные, полевые и комбинированные, так называемые биполярные транзисторы с изолированным затвором, обозначаемые IGBT - Isolated Gate Bipolar Transistor).

Запираемые тиристоры Запираемые (двуходерационные) тиристоры (ЗТ) отличаются от обычных (одноходерационных) тиристоров тем, что их можно запереть подачей короткого, но мощного импульса тока обратной полярности в цепь управляющего электрода. Большая величина этого импульса тока определяется тем, что коэффициент усиления по току при запирании тиристора невысок, обычно не более 4-5. Поэтому для запираемых тиристоров важны не средние значения прямого тока, а максимальные (мгновенные) значения, по которым они и маркируются. Достигнутые предельные параметры запираемых тиристоров за рубежом: по прямому току - до 2,5 кА, по напряжению - до 6 кВ, по частоте переключения - до 1 кГц, по коэффициенту усиления по току выключения - до 3...5. Условное обозначение GTO-тиристора показано на рис. а.

В последние годы GTO-тиристоры были модифицированы и создан новый тип прибора - тиристор, коммутируемый по управляющему электроду.

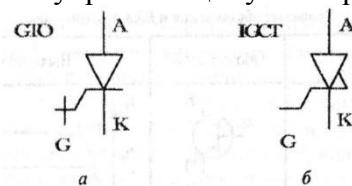


Рис. 2 – Тиристор, коммутируемый по управляющему электроду

В нем за счет того, что весь ток включения/выключения коммутируется через управляющий электрод, почти на порядок сокращаются времена коммутации, а значит, и коммутационные потери. Это позволило создать IGCT-тиристор на 3 кА, 3,5 кВ. Для него в отличие от GTO-тиристора не требуется применения *снабберов* - специальных внешних цепей, формирующих траекторию рабочей точки при выключении тиристора. В

простейшем случае снаббер - это конденсатор, ограничивающий скорость нарастания прямого напряжения на тиристоре при его выключении. Последовательно с конденсатором включается небольшое активное сопротивление для ограничения тока конденсатора. Условное обозначение IGCT-тиристора показано на рис. 1.3.3, б.

Продолжаются разработки запираемых тиристоров с полевым управлением (без потребления тока) - МСТ (MOS Controlled Thyristor), которые вследствие простоты управления потеснят GTO-тиристоры при условии сопоставимости их предельных электрических параметров.

Принципиальным отличием транзисторов от запираемых и обычных тиристоров, включаемых и выключаемых короткими импульсами управления, является то, что для них необходимо наличие сигнала управления в течение всего времени прохождения через транзистор прямого тока. Предельные электрические параметры транзистора, определяющие возможности его применения в устройствах силовой электроники, зависят от типа транзистора.

Биполярные транзисторы (ВРТ) представляют собой трехслойные полупроводниковые структуры *p-n-p*-и *n-p-n*-типов, в которых имеются два *p-n*-перехода: база - эмиттер и база - коллектор. Условное обозначение и выходные ВАХ биполярного транзистора представлены в таблице.

Биполярный транзистор позволяет изменением тока базы *p-n* перехода база - эмиттер, смещенного в прямом направлении, управлять в десятки раз большим током, текущим через выходной переход база - коллектор, смещенным в обратном направлении. Так как обратное напряжение на коллекторном (выходном) переходе может быть также в десятки раз больше прямого напряжения на входном переходе база - эмиттер, в транзисторе получается большое усиление напряжения, а значит, очень большое (в сотни и тысячи раз) усиление мощности.

Эта возможность транзистора при работе в ключевом (как тиристор) режиме позволяет использовать его в устройствах силовой электроники для управления потоками энергии с целью их преобразования. Ключевой режим работы транзистора обеспечивается соответствующим управлением. В закрытом состоянии транзистора ток базы равен нулю (точка А на выходных характеристиках), т. е. ключ разомкнут; при этом пренебрегаем малым неуправляемым током коллектора на нижней ВАХ. В открытом состоянии транзистора ток базы устанавливается не меньше такого уровня I_B'' , чтобы рабочая точка транзистора с заданной внешней цепью величиной тока нагрузки I_H была в положении Б (положение насыщения), соответствующем наименьшему напряжению на транзисторе при этом токе, для уменьшения потерь мощности в транзисторе.

Промышленность выпускает силовые биполярные транзисторы на токи до сотен ампер с напряжением в сотни вольт и максимальными частотами переключения до единиц килогерц. Основные недостатки биполярных транзисторов связаны с заметными затратами мощности на управление (током по базе) и невысоким быстродействием, определяющим скорость перехода рабочей точки транзистора из положения А в положение Б и обратно.

Полевые транзисторы. В отличие от биполярных транзисторов, работающих с двумя типами носителей тока - электронами и дырками, полевые транзисторы используют один (униполярный) тип носителя тока. Проводимость канала между истоком и стоком (определенными аналогами эмиттера и коллектора биполярного транзистора) модулируется с помощью электрического поля, прикладываемого к каналу в поперечном направлении с помощью третьего электрода - затвора (управляющего электрода). Канал может быть двух типов: *n*-типа или *p*-типа.

Условные обозначения полевых транзисторов с затвором в виде обратно смещенного *p-n*-перехода и их выходные вольт-амперные характеристики (для канала *n*-типа). Теперь управляющим параметром для выходных характеристик является напряжение на затворе (на входе транзистора), а не ток входа, как у биполярных

транзисторов. Входная цепь полевого транзистора очень высокоомная и практически в статике не потребляет ток, т. е. управление таким транзистором происходит без затраты мощности. Но в динамике (при переключении транзистора) требуются импульсы тока в цепи управления для быстрого заряда (разряда) входной емкости затвор - сток транзистора. У полевого транзистора с каналом р-типа аналогичные свойства и характеристики, только у последних при включении в схему изменяют полярности напряжений на стоке и затворе (относительно истока) на обратные.

Вторая разновидность полевых транзисторов - транзисторы с изолированным затвором. В этих транзисторах затвор отделен от канала тонкой диэлектрической пленкой, и поэтому во входной цепи транзистора тока нет. Кроме того, такое отделение затвора от канала позволяет выполнять канал в двух вариантах: в виде встроенного (конструктивного) или в виде индуцированного (наведенного при протекании тока) канала р-типа или n-типа. За рубежом эти транзисторы носят название MOSFET- или YET-Transistor (Metall-Oxide-Semiconductor-Field-Effect Transistor), что соответствует нашему обозначению МОП (МДП) - транзистор (металл - окисел - полупроводник), где металл означает электрод затвора, окисел - диэлектрик, отделяющий затвор от полупроводникового канала между истоком и стоком.

Достоинства полевых транзисторов - отсутствие затрат мощности на управление и высокое быстродействие в результате переноса тока в них носителями одного знака (основными носителями), в отличие от биполярных транзисторов, где ток в средней части прибора (базе) переносится медленными (неосновными) носителями. Но по предельным значениям выходных напряжения и тока полевые транзисторы заметно уступают биполярным, что определяет их использование в низковольтных устройствах силовой электроники с высокими частотами процессов преобразования электрической энергии.

Комбинированные транзисторы. В последние годы появился комбинированный прибор, конструктивно объединяющий полевой транзистор с изолированным затвором (на входе) и биполярный транзистор (на выходе), названный биполярным транзистором с изолированным затвором (БТИЗ) или транзистором IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor). Он имеет высокое входное сопротивление и не требует в статике мощности на управление, как полевой транзистор. Параметры выходных напряжения и тока у него выше, чем у биполярного транзистора, т. е. значительно выше, чем у полевого. В настоящее время за рубежом выпускают IGBT-транзисторы четвертого поколения с выходными токами до 1200 А и напряжением до 6500 В.

Особенностью всех типов транзисторов по сравнению с другим их «конкурентом» среди вентилей с полным управлением (GTO-тиристором) является то, что им на входе необходим сигнал управления на все время протекания тока в выходной цепи прибора. Причем некоторые типы транзисторов, как это видно из их выходных вольт-амперных характеристик (см. таблицу), требуют наличия в цепи управления источника постоянного напряжения для обеспечения запирания транзистора в точке А соответствующей (нижней) ВАХ. Для GTO-тиристоров необходимы импульсы управления противоположной полярности в моменты отпирания и запирания прибора.

Следующим шагом в развитии полупроводниковой элементной базы устройств силовой электроники явилось объединение в одном полупроводниковом кристалле или в одной гибридной конструкции, т. е. модуле, фрагментов и устройств силовой электроники. Это или совокупность нескольких силовых полупроводниковых приборов, объединенных в схему типового устройства (силовая интегральная схема - СИС), или силовой элемент с устройством управления и защиты (Smart, Intelligent - интеллектуальная схема). Примеры таких модулей рассмотрены в соответствующих разделах.

4. Методы расчета энергетических показателей преобразователей.

Вид математической модели вентильного преобразователя существенно определяет выбор метода расчета электромагнитных процессов в нем. Метод расчета, в свою очередь, определяет трудоемкость вычислений и вид полученного результата. Поэтому выбор математических моделей вентиля и преобразователя, а также метода расчета процессов в преобразователе необходимо делать согласованно.

Периодическая коммутация вентиляй в преобразователе (модель вентиля в виде ключа) приводит к двум видам математических моделей преобразователя. Если на входе преобразователя используются модели идеальных источников ЭДС и тока, а внутри вентильного комплекта нет пассивных элементов электрической цепи (сопротивлений, конденсаторов, реакторов), то вентильный преобразователь совместно с входным источником замещается источником напряжения или тока разрывной формы. Тогда процессы в нагрузке описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами и разрывной правой частью. Если на входе или внутри вентильного преобразователя имеются пассивные элементы (например, элементы фильтров), то процессы в нагрузке и во входных цепях преобразователя описываются дифференциальными уравнениями с переменными периодическими (разрывными) коэффициентами. В таком случае анализ процессов в преобразователе существенно усложняется.

Для обеих математических моделей вентильных преобразователей применимы следующие три метода расчета энергетических показателей преобразователей: 1) интегральный; 2) спектральный; 3) прямой.

В интегральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в эти показатели, выражаются в форме определенных интегралов от соответствующих токов, напряжений и их комбинаций. Это действующие значения токов и напряжений

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}.$$

Это активная мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt,$$

реактивные мощности сдвига (при синусоидальной форме напряжения или тока)

$$Q = \frac{1}{\omega T} \int_0^T u \frac{di}{dt} dt = -\frac{1}{\omega T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt,$$

$$Q = -\frac{\omega}{T} \int_0^T u \left(\int i dt \right) dt = \frac{\omega}{T} \int_0^T i \left(\int u dt \right) dt,$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}.$$

Для углубленной характеристики несинусоидальных энерго-процессов можно привлечь еще массу других парциальных составляющих полной мощности, общее выражение для которых в интегральной форме имеет вид:

$$M_j = \frac{C_j}{T} \int_0^T N_j \{u\} L_j \{i\} dt.$$

Для вычисления всех указанных интегралов необходимо знать законы изменения мгновенных значений соответствующих переменных. Они могут быть найдены только из решения дифференциальных уравнений, составленных для электрической цепи, в которой вычисляются энергетические показатели. Это обстоятельство определяет следующие потребительские свойства интегрального метода расчета.

1. Метод универсален, так как дифференциальные уравнения всегда можно решить аналитически или численно.

2. При отсутствии аналитического решения дифференциального уравнения сам метод расчета энергетических показателей становится численным. Это не позволяет провести общее исследование в аналитической форме зависимости энергетических показателей от параметров электрической цепи.

3. При высоком порядке дифференциальных уравнений (выше 2-3) и наличии на периоде множества точек нарушения непрерывности функций, вызванных скачкообразным переключением вентиляй, метод становится очень трудоемким и доступным только для ЭВМ.

В спектральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в определение показателей, выражаются в форме бесконечных рядов, которые получаются из рядов Фурье (спектров) соответствующих токов и напряжений. Так, действующие значения напряжений и токов согласно формуле Парсеваля из теории рядов Фурье вычисляются следующим образом:

$$I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2}, \quad U = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2},$$

где $I(k)$, $U(k)$ - действующие значения гармоник k -го порядка тока и напряжения. Отсюда активная мощность

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \cos \varphi_{(k)}.$$

Реактивная мощность Боденю (сдвига) при несинусоидальных напряжениях и токах

$$Q_B = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \sin \varphi_{(k)}.$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2}.$$

Для вычисления указанных величин необходимо знать спектры напряжения и тока в электрической цепи. Спектр напряжения находится по известной форме кривой напряжения разложением ее в ряд Фурье. Спектр тока рассчитывается через спектр напряжения и найденные по схеме цепи полные сопротивления по каждой гармонике спектра. Эта процедура определяет потребительские свойства спектрального метода:

1. Метод не требует составления и решения дифференциальных уравнений, что освобождает от соответствующих затрат времени и возможных ошибок.

2. Энергетические показатели представляются выражениями, содержащими бесконечные ряды. Практическое усечение ряда всегда вносит в расчет погрешность, которую оценить нелегко.

3. Параметры цепи входят в каждый член ряда, что затрудняет аналитическое исследование влияния отдельных параметров цепи на каждый энергетический показатель, делая процедуру расчета, по сути, численной.

Прямые методы - методы алгебраизации дифференциальных уравнений. Под прямыми методами расчета энергетических показателей в цепях с несинусоидальными

напряжениями и токами понимают методы, не требующие ни нахождения мгновенных значений тока (как в интегральном методе), ни нахождения его спектра (как в спектральном методе). Прямой метод, излагаемый здесь, назван методом алгебраизации дифференциальных уравнений (АДУ), расчетные формулы для энергетических показателей выводятся прямо через коэффициенты дифференциального уравнения и параметры приложенного напряжения. В качестве таких параметров используется набор интегральных коэффициентов гармоник напряжения, полученный расширением определения традиционного коэффициента гармоник напряжения, как показано ниже.

Метод АДУ рассмотрим на примерах расчета цепей первого и второго порядка, к которым сводятся математические модели большинства изучаемых в курсе базовых ячеек преобразователей. При этом сам метод АДУ можно применять для расчета:

- действующего значения несинусоидального тока (метод АДУ1);
- действующего значения высших гармоник тока (метод АДУ2);
- первой гармоники тока (метод АДУ(1));
- мощностей, создаваемых всей кривой тока (метод АДУМ1), ее высокочастотной составляющей (метод АДУМ2), ее первой гармоникой (метод АДУМ(1)).

1.2 Лекция №2 (2 часа).

Тема: «Теория преобразования переменного тока в постоянный при идеальных и реальных параметрах элементов преобразователя»

1.2.1 Вопросы лекции

1. Основные схемы управляемых и неуправляемых выпрямителей.
2. Работа выпрямителей на противоЭДС.
3. Работа выпрямителей на индуктивный и емкостной характер нагрузки.

1.2.2 Краткое содержание вопросов

1. Основные схемы управляемых и неуправляемых выпрямителей.

Основными параметрами выпрямителей являются:

1. Среднее значение выходного напряжения

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{вых} dt$$

2. Среднее значение выходного тока

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{вых} dt$$

3. Коэффициент пульсаций выходного напряжения (тока) – отношение амплитуды первой гармоники напряжения пульсаций к среднему значению.

Однофазный однополупериодный выпрямитель (однофазный однотактный).

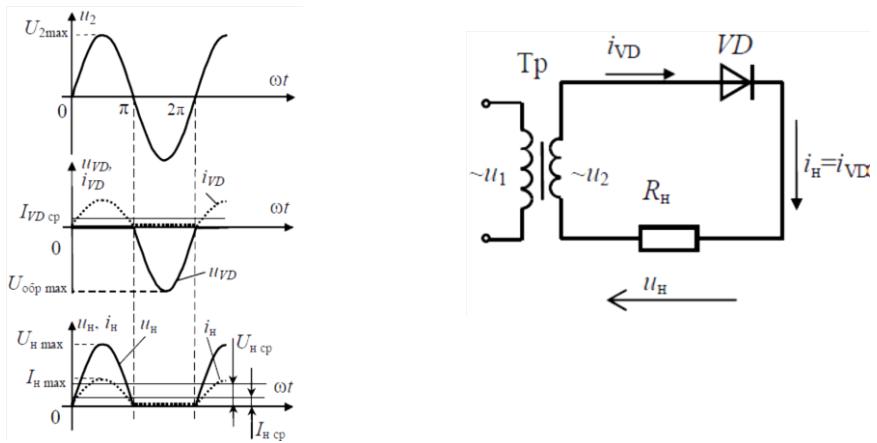


Рис. 1. Схема однофазного однополупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Рассмотрим работу данной схемы в предположении, что входное напряжение изменяется по закону $u_{ex} = U_m \sin \omega t$. На интервале времени $0 < t < T/2$ ($0 < t < \pi$) полупроводниковый диод VD смещен в прямом направлении и напряжение, а следовательно, и ток в нагрузочном резисторе повторяют форму входного сигнала.

На интервале $T/2 < t < T$ ($\pi < t < 2\pi$) диод VD смещен в обратном направлении и напряжение (ток) в нагрузке равен нулю.

При заданном входном напряжении $u_{ex} = U_m \sin \omega t$ для нечетных его полупериодов выпрямленный ток в нагрузочном резисторе i_h будет создавать на нем падение напряжения, среднее значение которого будет равно:

$$U_{h_{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{h_{cp}} dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{T\omega} \cos \omega t = \frac{U_m}{\pi}$$

где U_m - амплитуда входного напряжения, или используя известное соотношение, связывающее амплитудное и действующее значения напряжения переменного тока $U = U_m / \sqrt{2}$

$$U_{h_{cp}} = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,45U$$

где U - действующее значение входного напряжения.

По аналогии, предполагая, что амплитуда выпрямленного тока

$$I_m = \frac{U_m}{R_H}$$

для среднего тока в нагрузочном резисторе можно записать

$$I_{h_{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} I_m \sin \omega t dt \approx \frac{I_m}{\pi} = 0,318I_m$$

I_m - амплитуда выпрямленного тока.

Действующий ток в нагрузочном резисторе, равный току диода, определяется выражением

$$i_{VD} = I_h \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} I_m \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{2} = 0,5I_m$$

Максимальное обратное напряжение на диоде $U_{VD_{об}} = U_m$

Коэффициент пульсаций, равный отношению амплитуды низшей (основной) гармоники к среднему значению выпрямленного напряжения, для рассматриваемой схемы

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h\ cp}} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

Как видно из последнего выражения, однополупериодное выпрямление имеет низкую эффективность из-за высокой пульсации выпрямленного напряжения, а потому находит ограниченное применение.

Достоинства: простота схемы, имеется один трансформатор и один диод.

Недостатки: большие размеры и вес трансформатора, значительная величина обратного напряжения на диоде, большая величина и низкая частота пульсаций.

Двухтактный выпрямитель со средней (нулевой) точкой трансформатора (однофазный двухполупериодный)

Анализируя временные диаграммы работы однофазного однополупериодного выпрямителя можно сделать вывод, что параметры выходного напряжения выпрямителя можно существенно улучшить, если ток нагрузки будет протекать в оба полупериода действия выходного напряжения. Этого наиболее просто добиться, используя две схемы однополупериодного выпрямления, работающие синхронно и противофазно на единую нагрузку. Реализация данной идеи требует использования двух источников первичного напряжения $u'_{ex} = U_m \sin \omega t$ и $u''_{ex} = U_m \sin(\omega t + \pi)$ имеющих общую точку. Полученная таким образом схема называется однофазной двухполупериодной схемой выпрямителя со средней точкой.

Рассмотрим ее работу. Для этого воспользуемся временными диаграммами, приведенными на рис. 2. На интервале времени $0 < t < T/2$ ($0 < t < \pi$) под действием напряжения u'_{ex} диод VD1 смещен в прямом направлении и поэтому ток нагрузки определяется напряжением u'_{ex} . На этом же интервале диод VD2 смещен в обратном направлении и к нему прикладывается сумма напряжений $u_h + u''_{ex}$.

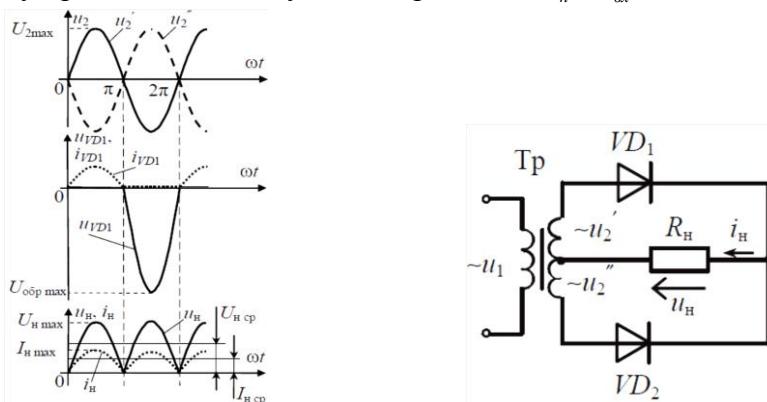


Рис. 2. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя со средней точкой и временные диаграммы, поясняющие его работу.

В результате этого максимальное обратное напряжение запертого диода $U_{VD\ max} = 2U_m$.

На интервале времени $T/2 < t < T$ ($\pi < t < 2\pi$) диод VD1 смещен в обратном направлении, а ток нагрузки под действием напряжения u''_{ex} протекает через прямосмещенный диод VD2.

В данном случае средние значения напряжения нагрузки будут в два раза превышать напряжение однофазной однополупериодной схемы:

$$U_{h\ cp} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,9U$$

$$I_{h\ cp} = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \approx 0,9I$$

где U_m и I_m - амплитудные значения входного напряжения и тока, а U и I – их действующие значения.

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{h_{cp}}} = \frac{2\pi}{3} = 0,67$$

К основным недостаткам данной схемы следует отнести: необходимость двух источников входного напряжения; высокое значение напряжения, прикладываемого к полупроводниковым диодам при их обратном смещении ($U_{VD_{обp}} = 2U_m$); малое значение среднего напряжения $U_{h_{cp}}$, определяемого амплитудой U_m , в то время как суммарная амплитуда входного напряжения схемы равна $2U_m$.

Достоинства этой схемы выпрямления: за счет малого числа коммутируемых элементов уменьшаются потери в выпрямительном звене, что позволяет использовать схему при высоком токе нагрузки. Существует возможность размещения полупроводников на одном радиаторе без изоляции.

Недостатки схемы: при запирании диода за счет наведения ЭДС с работающей полуобмотки в неработающую происходит удвоение напряжения, прикладываемого к диоду в закрытом состоянии. Это не позволяет использовать схему при высоких уровнях выпрямленного напряжения. Кроме того, на каждом такте участвует в работе только одна из полуобмоток, что ухудшает использование трансформатора. С точки зрения качественных показателей (K_0, K_{π}) данная схема не отличается от однофазной мостовой схемы выпрямления.

Однофазный мостовой выпрямитель.

Данная схема характеризуется высоким коэффициентом использования по мощности трансформатора и поэтому позволяет добиться оптимальных характеристик выпрямителя в большинстве практических случаях. Она содержит трансформатор и четыре диода, два из которых, соединяясь анодами, образуют общий минус выпрямителя, а два другие, соединяясь катодами, образуют общий плюс выпрямителя. В течение каждого полупериода переменного напряжения ток проходит через вторичную обмотку трансформатора и одну пару диодов: VD1, VD3 либо VD2, VD4.

Достоинство данной схемы – повышенная частота пульсаций, низкое обратное напряжение на диодах, возможность работы без трансформатора; недостаток – повышенное падение напряжения на диодах и необходимость применения изолирующих прокладок при установке диодов на один радиатор.

Достоинства однофазного мостового выпрямителя:

- высокое значение коэффициента выпрямления K_0 , малый уровень пульсации напряжения (низкое значение K_{π}) по сравнению с однополупериодной схемой выпрямления.
- по сравнению со схемой «со средней точкой трансформатора» (двуихполупериодной, однофазной) в схеме обеспечивается лучшее использование трансформатора и уровень обратного напряжения имеет меньшее значение.

Недостатки: коммутация двух вентилей в каждый момент времени приводит к увеличению потерь в звене выпрямителя, что нежелательно при больших токах. Наличие двух групп вентилей не позволяет размещать их на одном радиаторе без изоляции.

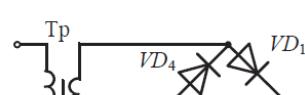
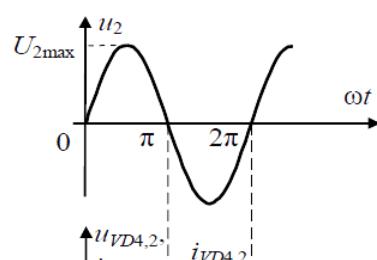


Рис. 3. Схема однофазного мостового выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Основные параметры данной схемы:

$$U_{ncp} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \approx 0,9U$$

$$I_{ncp} = \frac{2I_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \approx 0,9I$$

$$\varepsilon = \frac{U_{m1}}{U_{ncp}} = \frac{2\pi}{3} = 0,67$$

Используя рассмотренные выше принципы, можно построить схемы выпрямителей, работающих от трехфазной сети переменного тока. Для получения схемы *трехфазного однополупериодного выпрямителя* необходимо использовать входной источник со схемой соединения «звезда» и три однополупериодных выпрямителя.

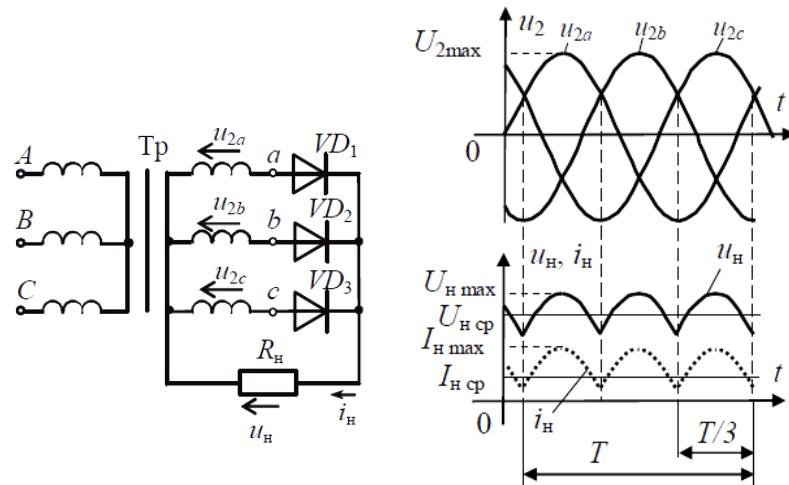


Рис. 4. Схема трехфазного однополупериодного (с нулевой точкой) и временные диаграммы, поясняющие его работу

Анализ временных диаграмм показывает, что в этом случае в течение одного периода изменения входного напряжения последовательно проводят три диода (по $T/3$ каждый). Следовательно, к данной схеме выпрямителя применимы полученные ранее выражения. В соответствии с этим

$$U_{ncp} = \frac{3\sqrt{3}U_{m\phi}}{2\pi} \approx 0,827U_{m\phi}$$

$U_{m\phi}$ - амплитуда фазного напряжения.

Коэффициент пульсаций

$$\varepsilon = \frac{U_{m3}}{U_{h\text{cp}}} = 0,25$$

Максимальное обратное напряжение на каждом диоде равно амплитуде линейного напряжения, т.е.

$$U_{VD\text{обp}} = U_{m.l} = \sqrt{3}U_{\phi}$$

Средний ток через диод равен

$$I_{VD\text{cp}} = \frac{I_{h\text{cp}}}{3}$$

К недостаткам этой схемы можно отнести:

- Высокий уровень обратного напряжения (среднее напряжение – фазное, обратное – линейное), что не позволяет использовать данную схему при повышенных уровнях напряжения.
- Ток во вторичной цепи трансформатора протекает в течение одной третьей части периода и имеет одностороннее направление, что увеличивает габаритные размеры трансформатора. Для исключения подмагничивания сердечника необходимо делать запас по намагниченности (уменьшать значение B_m), что приводит к дополнительному увеличению габаритов трансформатора. Иногда в сердечник трансформатора вводят воздушный зазор.
- Более низкие качественные показатели (K_p , K_0) по сравнению с двухполупериодной схемой выпрямления.
- Индуктивность рассеяния трансформатора влияет на форму выпрямленного напряжения, что является ограничением по мощности. При этом снижается уровень выпрямленного напряжения и возрастают пульсации.
- С точки зрения монтажа схемы – исключена возможность соединения вторичной цепи треугольником из - за нулевого вывода.

Достоинствами схемы выпрямления являются:

- более высокие токи нагрузки по сравнению с двухтактной схемой (малые потери из-за того, что в работе участвует один вентиль в любой момент времени).
- с точки зрения монтажа – существует возможность размещения полупроводников на одном радиаторе.

Трехфазный двухполупериодный выпрямитель (схема Ларионова) инвариантен к схеме соединения трехфазного источника входного напряжения («звезда» или «треугольник») и требует для построения шести полупроводниковых диодов. Схема такого выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу приведены на рис. 5.

В схеме Ларионова имеется возможность использовать обе полуволны питающего трехфазного напряжения для обеспечения тока в нагрузке. Поэтому выпрямленное напряжение u_h отличается более высоким качеством, а продолжительность проводящих интервалов для последовательно соединенных диодных пар (VD1 и VD4; VD3 и VD6; VD2 и VD5) составляет $T/6$.

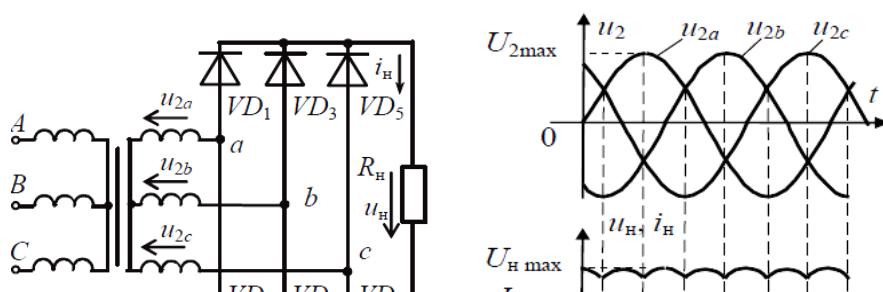


Рис. 5. Схема трехфазного двухполупериодного выпрямителя и временные диаграммы, поясняющие его работу

Основные параметры

$$U_{h\,cp} = \frac{3\sqrt{3}U_{m\,\phi}}{\pi} \approx 0,955U_{m\,\phi}$$

$$U_{VD\,обр} = U_{m\,л}$$

$$\varepsilon = \frac{U_{m6}}{U_{h\,cp}} = 0,057$$

К недостаткам схемы можно отнести:

- Большое падение напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя за счет работы двух вентилей, что не позволяет использовать схему при высоких значениях тока нагрузки.

- Наличие двух радиаторов для анодной и катодной групп.

Достоинствами схемы выпрямления являются:

- Высокое значение коэффициента выпрямления и малый уровень обратного напряжения, что позволяет использовать схему при высоких уровнях напряжения.
- Малое значение коэффициента пульсаций по сравнению со схемой с нулевым выводом, что уменьшает габариты сглаживающего фильтра.
- Отсутствие одностороннего намагничивания сердечника трансформатора (ток во вторичной цепи трансформатора – двухполлярный).
- Хорошее использование трансформатора (ток во вторичной цепи трансформатора протекает 2/3 периода), что увеличивает КПД устройства.

Данная схема обладает высоким коэффициентом использования мощности трансформатора, малым значением обратного напряжения на диоде, повышенной частотой пульсаций выпрямленного напряжения. Эта схема применяется в широком диапазоне выходных мощностей и выпрямленных напряжений. Соединение вторичной обмотки трансформатора звездой позволяет избежать появления уравнительных токов при асимметрии фазных напряжений.

2. Работа выпрямителей на противо-ЭДС.

Рассмотрим влияние противо-ЭДС на электромагнитные процессы в схеме выпрямителя на примере однофазной схемы со средней точкой, в цепь постоянного тока которой включена аккумуляторная батарея с ЭДС E_0 и внутренним сопротивлением R_d (рис. 6,а).

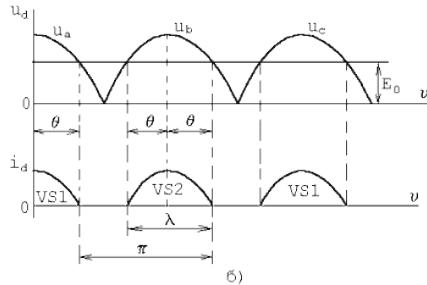
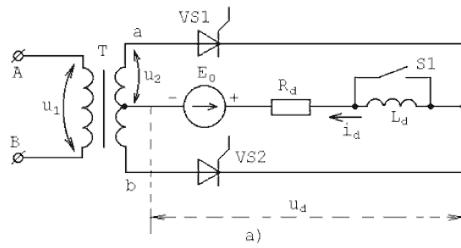


Рис.6. Выпрямитель с противо-ЭДС: а – схема, б – диаграммы напряжения и тока

Предположим, что ключ $S1$ замкнут, т.е. индуктивность L_d отсутствует. В этом случае ток i_d в нагрузке начинает протекать, когда мгновенное значение выпрямленного напряжения u_d превышает ЭДС E_0 (рис.6,б), так как только при этом условии к вентилям схемы будет приложено прямое напряжение, и они будут проводить ток.

Ток i_d , протекающий в этом случае в цепи нагрузки, можно выразить следующей формулой, приняв за начало отсчета максимум выпрямленного напряжения:

$$i_d = \frac{u_d - E_0}{R_d} = \frac{\sqrt{2}E_2 \cos \psi - E_0}{R_d} \quad (1)$$

Очевидно, что интервал проводимости вентилей будет зависеть от соотношения амплитуды напряжения вторичной обмотки трансформатора $\sqrt{2}E_2$ и противо-ЭДС E_0 . Тогда интервал проводимости вентилей λ можно записать в виде

$$\lambda = 2\theta.$$

Учитывая, что отсчет ведется от максимума выпрямленного напряжения, можно записать

$$\sqrt{2}E_2 \cos \theta = E_0 \quad (2)$$

или

$$\theta = \arccos \frac{E_0}{\sqrt{2}E_2}.$$

Подставляя (2) в (1), получаем следующее выражение для мгновенного значения тока в нагрузке:

$$i_d = \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} (\cos \psi - \cos \theta).$$

Среднее значение выпрямленного тока (постоянную составляющую) можно определить из соотношения

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_d d\psi = \int_{-\theta}^\theta \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} (\cos \psi - \cos \theta) d\psi = \frac{2\sqrt{2}E_2}{\pi R_d} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (3)$$

Для схемы m -фазного выпрямителя уравнение (3) принимает вид

$$I_d = \frac{m}{\pi} \frac{E_{\Phi \cdot m}}{R_d} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (4)$$

где $E_{\Phi \cdot m}$ – амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

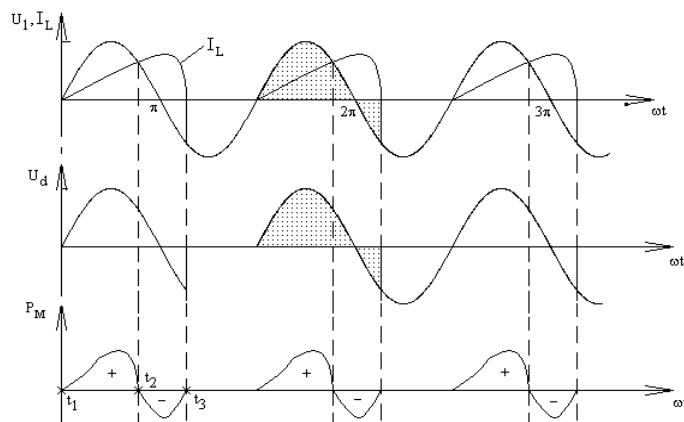
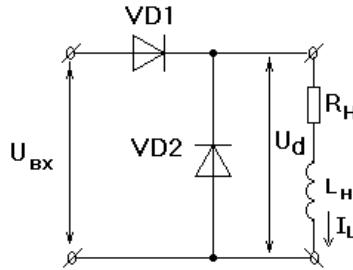
Если в цепь постоянного тока включена индуктивность L_d (ключ $S1$ разомкнут), то пульсация выпрямленного тока уменьшается и при $\omega L_d \rightarrow \infty$ становится равной нулю. В этом случае можно записать

$$I_d = \frac{E_d - E_{d0}}{R_d},$$

где E_d – среднее значение выпрямленного напряжения из регулировочной характеристики.

3. Работа выпрямителей на индуктивный и емкостной характер нагрузки.

Рассмотрим на примере однополупериодной схемы выпрямления:



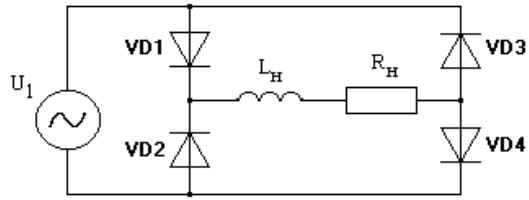
На рисунке изображены графические зависимости для токов, напряжений и мгновенной мощности с целью пояснения процессов, протекающих в схеме выпрямления.

На интервале $[t_1; t_2]$ положительный потенциал фазы U_1 проводит диод $VD1$, при этом в дросселе L_h накапливается реактивная энергия $\frac{L_h I_L^2}{2}$.

На интервале $[t_2; t_3]$ $VD1$ остается открытим из-за положительного тока дросселя и энергия дросселя отдаётся в источник U_1 (такой режим называется инверторным). Происходит затягивание тока вентиля. Задержка на выключение $VD1$ уменьшает уровень выпрямляемого напряжения, увеличивая его пульсации.

Для исключения влияния индуктивности нагрузки на форму выпрямленного напряжения параллельно к нагрузке включается обратный диод VD_2 , который обеспечивает сброс реактивной энергии дросселя в нагрузку и тем самым исключает отрицательный выброс выпрямленного напряжения.

В двухполупериодной однофазной схеме роль обратного диода играет один из диодов выпрямителя, который включается первым.

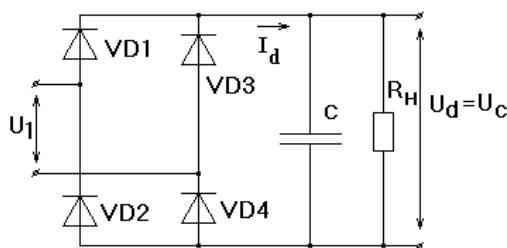


При положительной полуволне напряжения U_1 ток протекает по контуру: “+” $U_1 \rightarrow VD1 \rightarrow L_h \rightarrow R_h \rightarrow VD4 \rightarrow “+” U_1$.

Предположим, что при прохождении напряжения U_1 через ноль в момент смены полярности, первым включился диод $VD2$. Тогда сброс реактивной энергии будет осуществляться через $VD4$ и включенный $VD2$. В выпрямленном напряжении не будет присутствовать отрицательного выброса напряжения.

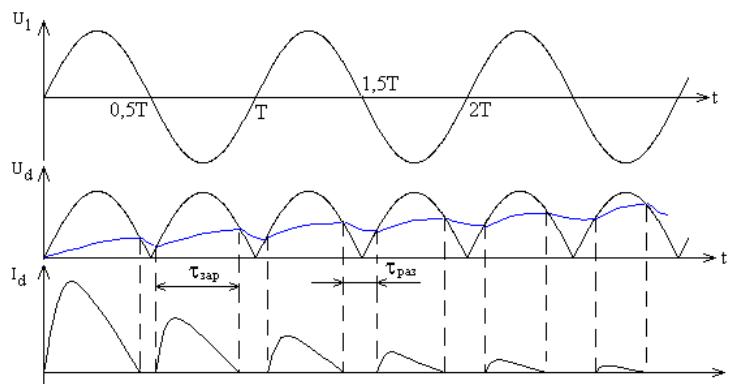
Активно-емкостная нагрузка.

Рассмотрим влияние активно-емкостной нагрузки на примере работы однофазного мостового выпрямителя.



На рисунке представлены графические зависимости токов и напряжений, поясняющие переходные процессы в схеме в момент подключения выпрямителя к источнику U_1 .

На интервале $\tau_{зар}$ $U_1 > U_C$ и при этом происходит заряд емкости C сглаживающего фильтра через внутреннее сопротивление выпрямительного звена. При этом появляется большой импульсный ток, значения которого в 20...40 раз выше установленного значения средневыпрямленного тока вентиля. Особенно это выражено в источниках питания с бестрансформаторным входом. Для ограничения этого тока вводят резисторы, терморезисторы или резисторы шунтированные управляемыми ключами, выполненные на симисторах, тиристорах или динисторах. Ключи позволяют с учетом времени установления переходного процесса производить ограничение тока только в момент пуска



источника питания, следовательно, повышаются КПД и надежность выпрямителя.

На интервале $\tau_{паз}$, когда напряжение на емкости уравнивается с напряжением источника, конденсатор разряжается на нагрузку. С увеличением тока нагрузки увеличивается уровень пульсации выпрямленного напряжения из-за уменьшения постоянной цепи разряда $\tau_{паз} = R_h C$. При этом ухудшаются сглаживающие действия фильтра.

1.3 Лекция №3 (2 часа).

Тема: «Преобразователи постоянного напряжения в постоянное»

1.3.1 Вопросы лекции

1. Широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения.
2. Преобразователи с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы.
3. Преобразователи с использованием резонансных явлений LC-контуров.

1.3.2 Краткое содержание вопросов

1. Широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения.

Строго говоря, широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения преобразуют постоянное напряжение в импульсное, среднее значение которого (т.е. его постоянную составляющую, выделяемую в нагрузке фильтрами) можно регулировать. Выходное напряжение таких преобразователей (до выходного фильтра) может иметь вид однополярных (а) или двухполярных (б) импульсов (рис. 1).

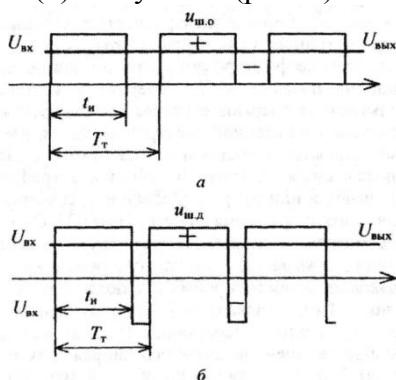


Рис. 1 – Однополярные и двухполярные импульсы

Частота дискретизации зависит от динамических свойств вентилей, на которых выполнен преобразователь. В связи с постоянным напряжением на входе преобразователя естественная коммутация вентилей невозможна, что требует выполнения его на вентилях с полным управлением (запираемые тиристоры, транзисторы). GTO-тиристоры допускают частоту переключений до 1 кГц, IGBT-транзисторы - примерно до 10 кГц, полевые транзисторы - примерно до 1000 кГц и выше. Очевидно, что частота коммутации определяет возможную скорость регулирования параметров преобразованной энергии и габариты реактивных элементов.

Регулировочная характеристика широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения - зависимость относительного среднего значения его выходного напряжения (в долях среднего значения входного) от относительной длительности импульса напряжения на выходе. Эта длительность положительно (отрицательного) импульса напряжения определяется по отношению к периоду следования импульсов, называемому длительностью такта T_T . В соответствии с рис. 1, о уравнение регулировочной характеристики широтно-импульсного преобразователя с однополярными импульсами (однополярная модуляция), определяющее степень регулирования среднего значения выходного напряжения, имеет вид

$$C_{\text{ш.0}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{T_T} \int_0^{T_T} U_{\text{ш.д.}} dt = \frac{1}{U_{\text{вх}} T} \int_0^{T_T} U_{\text{вх}} dt = \frac{t_u}{T_T} = t_u^*.$$

Уравнение регулировочной характеристики ШИП с двухполярной модуляцией (рис. 1, б) получаем аналогично:

$$\begin{aligned}
 C_{\text{ш.д}} &= \frac{1}{U_{\text{вх}}} \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{ш.д}} dt = \frac{1}{U_{\text{вх}}} \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_u} U_{\text{вх}} dt + \int_{t_u}^{T} (-U_{\text{вх}}) dt \right] = \\
 &= \frac{2t_u - T}{T} = 2t_u^* - 1.
 \end{aligned}$$

При однополярной модуляции $0 \leq C_p < 1$, при двухполярной $-1 \leq C_p \leq 1$, т.е. имеется возможность изменения знака (реверса) напряжения на выходе преобразователя.

Простейшая базовая схема ШИП показана на рис. 2, а. В схеме возможна только однополярная модуляция. При включении транзистора VT_1 (в режиме ключа) на выходе формируется положительный импульс напряжения. При выключении транзистора VT_1 в режиме нулевого вентиля включается диод VD_1 , замыкая через себя ток нагрузки в случае наличия в цепи

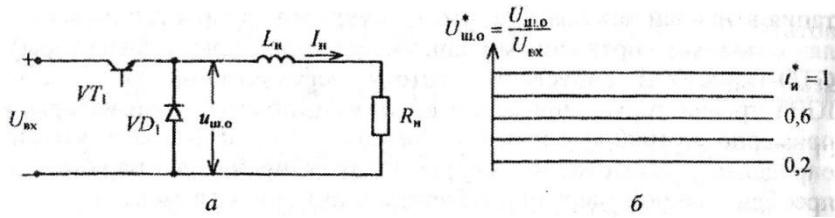


Рис. 2

Нагрузки индуктивности (собственной или фильтра). В этом интервале формируется нулевая пауза напряжения на нагрузке.

Так как в этой схеме напряжение и ток на выходе могут иметь только одну полярность, внешние характеристики ШИП, показывающие зависимость среднего значения выходного напряжения от среднего значения выходного тока при постоянной относительной длительности импульса, будут одноквадрантными. При допущении идеальности элементов ШИП внешние характеристики будут параллельными горизонтальными прямыми, как показано на рис. 2, б.

Формы напряжений и токов всех элементов схемы приведены на рис. 3. Здесь последовательно по диаграммам представлены:

- напряжение и ток на выходе ШИП при $L_H = \infty$;
- напряжение на индуктивности нагрузки (фильтра);
- ток через транзистор VT_1 и напряжение на нем;
- ток через диод VD_1 и напряжение на нем.

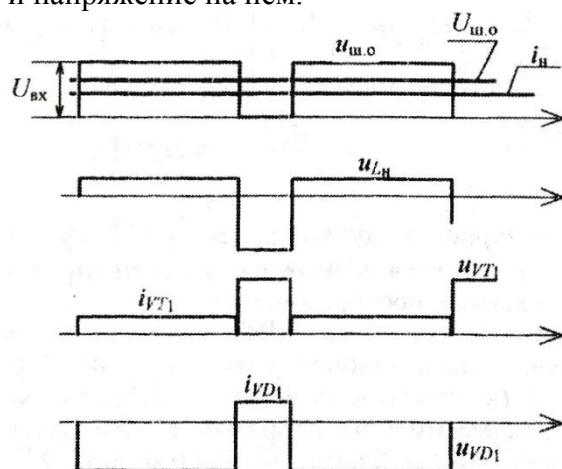


Рис.3

Работа вентилей в ШИП имеет следующие особенности:

- ничем не ограниченные скорости нарастания (скачки) токов в вентилях;
- ничем не ограниченные скорости нарастания прямого напряжения на вентилях;

- отсутствие на управляемых вентилях обратного напряжения.

Первые две особенности определяют высокие динамические потери мощности в вентилях, так как реальные вентили характеризуются конечными временами включения и выключения, что приводит к выделению при этом пиковой мощности потерь. Последняя особенность подтверждает невозможность выполнения ШИП на вентилях с неполным управлением.

Чтобы изменять направление тока в нагрузке (реверсировать его), необходимо дополнить схему простого ШИП, представленного на рис. а, вторым простым ШИП (VT_2, VD_2), включенным встречно-параллельно нагрузке, как показано на рис. 4, а. Такой преобразователь будем называть реверсивным по току ШИП.

При этом, если нагрузкой является противоЭДС (например, якорной цепи машины постоянного тока), то возможен ее генераторный режим (отдача, а не потребление энергии). Ток обратного направления в противоЭДС будет протекать через транзистор VT_2 при его включении и через диод VD_2 при выключенном транзисторе VT_2 , передавая энергию из противоЭДС выходной цепи в источник входного напряжения. Внешние характеристики такого ШИП будут располагаться в двух квадрантах, как показано на рис. 4 б.

Схема ШИП на рис. 4, а обеспечивает двухполярную модуляцию с пассивным формированием отрицательного импульса напряжения на нагрузке и односторонним током в ней.

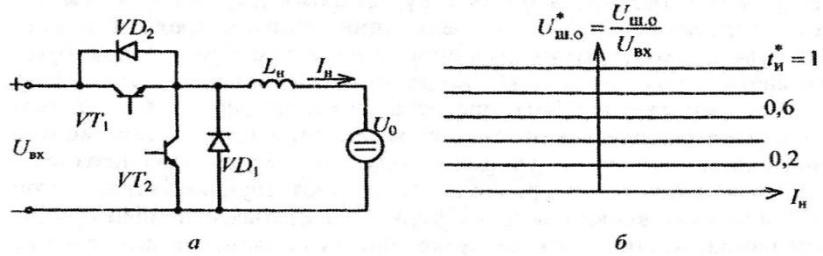


Рис. 4

Действительно, при выключении транзистора VT_1 протекание тока в нагрузке, содержащей индуктивность, обеспечивается естественным включением диода VD_1 за счет ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки, стремящейся поддержать прежнее направление протекания тока в нагрузке до следующего включения транзистора VT_1 .

На рис. б показана схема реверсивного ШИП, который образован встречно-параллельным включением по выходу двух ячеек, выполненных по схеме, представленной на рис. 5, а. Здесь активно формируется импульс напряжения отрицательной полярности на нагрузке, так как в случае спада до нуля тока нагрузки, протекающего через диод VD_1 на интервале выключения транзистора VT_1 , включается транзистор VT_2 , сохраняющий тот же отрицательный потенциал на нагрузке до очередного включения транзистора VT_1 . Такая схема ШИП обеспечивает реверс напряжения и тока в нагрузке. Это означает, что внешние характеристики такого ШИП будут расположены во всех четырех квадрантах, как показано на рис. 5, в.

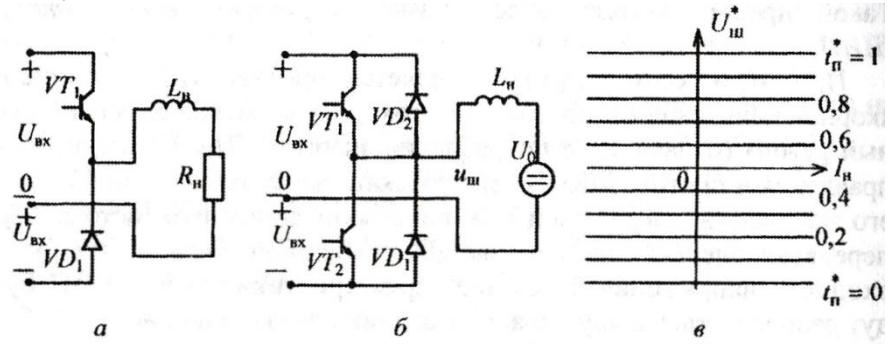


Рис. 5

Получился универсальный источник постоянного напряжения по выходу, дающий двухполарное выходное напряжение ШИП, но требующий наличия средней точки у источника входного напряжения. Такой преобразователь будем называть реверсивным ШИП по полумостовой схеме.

Наконец, схемы ШИП, представленные на рис. а, б, являются универсальными по способам широтно-импульсной модуляции. Однополярная модуляция в схеме (рис. а) реализуется за счет включения на интервале паузы соответствующего транзистора (VT_3 или VT_4), выполняющего функции нулевых вентиляй при любом направлении тока в нагрузке. Любая полярность импульса напряжения на выходе ШИП по мостовой схеме (рис. б) достигается включением вентиляй соответствующей диагонали моста (VT_2 , VT_3 или VT_1 , VT_4), а нулевая пауза в выходном напряжении - включением вентиляй одной группы (катодной VT_1 , VT_3 или анодной VT_2 , VT_4). Это схемы реверсивных ШИП по полумостовой схеме с нулевыми вентилями - первая и по мостовой схеме - вторая. Обе схемы имеют четырехквадрантные внешние характеристики.

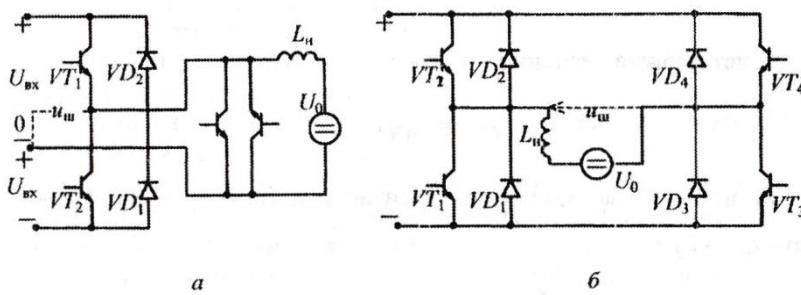


Рис. 6

Последнее обстоятельство, обеспечивающее получение в нагрузке любых четырех сочетаний полярностей напряжения и тока, позволяет формировать в ней и чисто переменный ток.

Таким образом, этот ток рассматривается как периодически реверсируемый постоянный (однонаправленный). Поэтому схемы, приведенные на рис. 5, б и 6, являются и преобразователями постоянного тока в переменный (ОТ-ДТ), которые называются автономными инверторами напряжения.

Электромагнитные параметры элементов ШИП через заданные средние значения выходного напряжения и тока можно рассчитать с помощью временных диаграмм мгновенных значений напряжений и токов, построенных для простейшей схемы ШИП.

2. Преобразователи с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы.

Основное достоинство ШИП связано с отсутствием в нем каких-либо реактивных элементов (реакторов, конденсаторов), что позволяет выполнять его в едином технологическом процессе в виде твердотельного модуля. Это обусловливает низкие значения удельных массогабаритных показателей (кг/кВА, дм³/кВА) преобразователя. Правда, пока модульное изготовление преобразователей нашло ограниченное применение из-за сравнительно большого (до двух раз) удорожания модулей по сравнению с выполнением преобразователей из вентильных элементов. Диапазон мощностей ШИП простирается от десятков ватт до десятков киловатт и более при необходимости.

Недостатки ШИП связаны с импульсным характером токов и напряжений вентиляй, что обусловливает:

- высокие требования к динамическим параметрам вентиляй;
- доминирование фактора динамических потерь в вентилях при определении частоты коммутации;

- высокие уровни высокочастотных электромагнитных помех, генерируемых большими скоростями изменения токов и напряжений вентиляй;

- широкополосный спектр преобразованных напряжений и токов на выходе ШИП.

Все ШИП имеют коэффициент преобразования по напряжению, регулируемый в диапазоне 0...1. В то же время для стабилизации среднего значения выходного напряжения ШИП на уровне или выше его номинального среднего значения необходим преобразователь с коэффициентом преобразования по напряжению более единицы. Такой преобразователь напряжения можно получить, если обеспечить раздельные во времени процесс накопления энергии в реактивном элементе входной цепи (например, индуктивности) и процесс передачи этой энергии в реактивный элемент выходной цепи (например, емкость). Управление коэффициентом передачи достигается изменением соотношения между длительностью этих двух процессов, а частота их повторения будет определять (образно пропорционально) значения параметров указанных реактивных элементов.

Схема повышающего преобразователя, созданного на базе такой концепции, показана на рис. 7, а. Диаграммы токов и напряжений элементов схемы при конечной величине индуктивности нагрузки и емкости фильтрового конденсатора приведены на рис. 7, б.

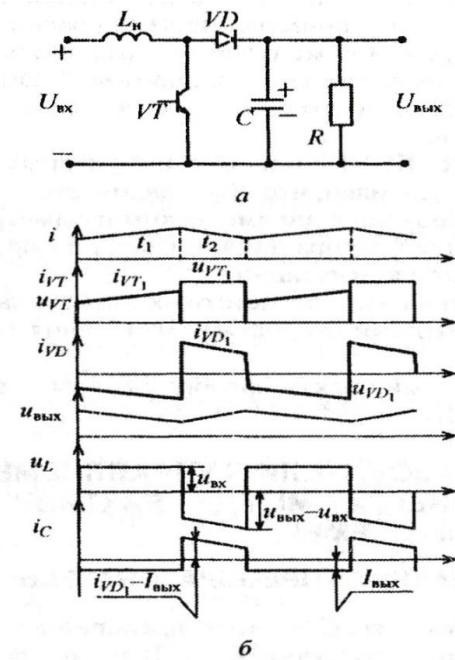


Рис. 7

При включенном транзисторе VT_1 на интервале времени t_1 в накопительном реакторе L нарастает ток и запасается энергия, отбираемая от источника входного напряжения $U_{\text{вх}}$. Нагрузка R при этом получает энергию от накопительного конденсатора C , имеющего определенный заряд. При включенном транзисторе VT_1 на интервале времени t_2 ток реактора L через диод VD протекает на выход преобразователя в нагрузку R и в конденсатор C , подзаряжая его и этим восполняя потерю энергии на интервале t_1 .

Идеальные элементы преобразователя. Начиная анализ новых преобразователей, как и прежде, с их идеализации, будем считать, что все вентили - идеальные ключи, пульсации выходного напряжения преобразователя и его входного тока пренебрежимо малы по сравнению со средними значениями (постоянными составляющими) этих переменных. Для этого необходимо выбрать соответствующие значения элементов L и C при определенной частоте коммутации f_m .

Рассматривая фрагмент схемы преобразователя из транзистора VT и диода VD как вентильный комплект из ключей с коммутационными функциями Ψ_1 и Ψ_2 , причем $\Psi_1 + \Psi_2$

(рис. 8), получаем дифференциальные уравнения преобразователя с учетом уравнений вентильного комплекта:

$$i_{\text{вых.к}} = \Psi_2 i_{\text{вх.к}}, \quad u_{\text{вх.к}} = \Psi_2 u_{\text{вых.к}}$$

$$L \frac{di_{\text{вх}}}{dt} = u_{\text{вх}} - u_{\text{вх.к}} = u_{\text{вх}} - \Psi_2 u_{\text{вых}},$$

$$C \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{u_{\text{вых}}}{R} = i_{\text{вых.к}} = \Psi_2 i_{\text{вх}}.$$

Для расчета преобразователя по гладкой составляющей (здесь по постоянной составляющей) заменим мгновенные коммутационные функции их постоянными составляющими (средними значениями) $\Psi_2 = 1 - \Psi_1$:

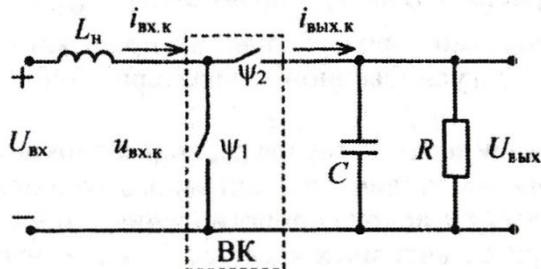


Рис. 8

$$\Psi_1 = \frac{t_1}{T_r} = \frac{T_r - t_2}{T_r} = 1 - \Psi_2,$$

а все производные переменных приравняем нулю.

3. Преобразователи с использованием резонансных явлений LC-контуров.

Рассмотренные выше широтно-импульсные преобразователи отличаются тем, что токи в вентилях и напряжения на них в моменты включения и выключения изменяются скачком. Подобные формы токов и напряжений присущи и вентилям преобразователей с управляемым обменом энергией между реактивными элементами схемы, где это управление также достигнуто за счет широтно-импульсного регулирования. Но скачки токов и напряжений есть идеализация реальных динамических процессов в вентилях, при которых на вентилях сохраняются высокие значения напряжения при высоких значениях тока. Это вызывает большие потери активной мощности в процессах включения и выключения вентиляй, что диктует необходимость ограничивать верхнюю частоту переключения вентиляй на уровне килогерц в мощных преобразователях и на уровне десятков килогерц в маломощных.

Известно, что ток в индуктивности не может изменяться скачком, как и напряжение на емкости. Поэтому очевидны преимущества совместного использования с ключом реактора и конденсатора, включенных соответствующим образом, как показано на рис. 9, и называемых *резонансный ключом*. Из них образуется резонансный контур, собственная частота которого определит скорости изменения напряжения и тока ключа и, главное, разнесет во времени максимумы тока и напряжения ключа, что резко уменьшит потери при переключении ключа. Это позволяет поднять, как правило, на один-два порядка предельную частоту коммутации вентиляй. Нужно только учесть, что коэффициент формы у синусоидальной полуволны тока больше, чем у прямоугольного импульса тока. В результате при одном и том же среднем значении тока, являющемся полезной составляющей в преобразователях постоянного напряжения, большее действующее значение импульсов тока вентиляй будет вызывать увеличение составляющей потерь в элементах цепи от такого тока.

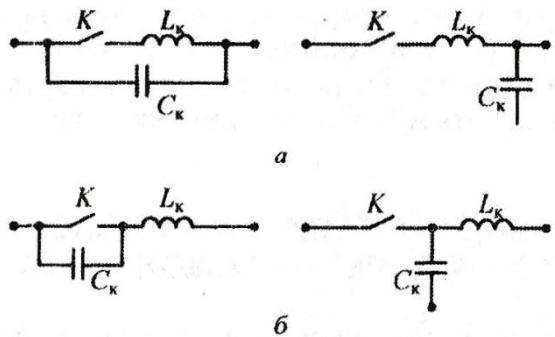


Рис. 9

Схемы ключей, представленные на рис. 9, а, обеспечивают включение и выключение вентилей при нулевом токе, а схемы на рис. 9, б - включение и выключение вентилей при нулевом напряжении. Двухполюсные схемы резонансных ключей на рис. 9 (слева) прямо заменяют ключи в широтно-импульсных преобразователях постоянного напряжения. Трехполюсные схемы резонансных ключей на рис. 9 (справа) заменяют ключи в ШИП так, что их третий полюс (с емкостью) попадает на общую шину питания или выхода.

Таким образом, в соответствии с двумя типами резонансных ключей различают два типа широтно-импульсных преобразователей:

- квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом токе;
- квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом напряжении.

Схема названного преобразователя изображена на рис. 10, а диаграммы токов и напряжений его элементов представлены на рис. 10. При первоначальном рассмотрении не принимаем во внимание диоды VD_1 и VD_2 .

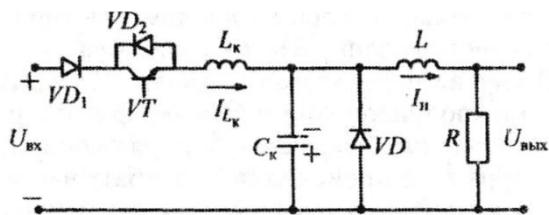


Рис.10

Период электромагнитных процессов T_T в преобразователе состоит из четырех интервалов (1, 2, 3, 4), соответствующих разным структурам (схемам замещения) преобразователя.

1. На первом интервале $t_0 t_1$ начинает нарастать ток в транзисторе VT , включенном в момент времени t_0 . Если считать ток нагрузки I_h , идеально сглаженным, то ток диода VD , пропускающий до момента t весь ток нагрузки, начнет спадать. В момент времени t_1 токи транзистора VT и нагрузки I_h сравняются и диод VD обесточится.

2. Второй интервал $t_1 t_2$ характеризуется протеканием колебательной полуволны тока индуктивности L_K колебательного контура $L_K C_K$. К концу интервала ток спадет до нуля и транзистор VT обесточится, а ток емкости C_K дорастет до тока нагрузки при этом напряжение на емкости будет близко к максимальному, в пределе равному значению двойного напряжения входного источника.

3. На третьем интервале $t_2 t_3$ цепь нагрузки LR питается от заряженного конденсатора, пытаясь перезарядить его током нагрузки I_h .

4. Четвертый интервал начинается в момент t_3 разряда конденсатора до нулевого напряжения, когда открывается диод VD , через который протекает ток нагрузки, а напряжение на нагрузке равно нулю. В момент времени U приходит новый отпирающий импульс на транзистор VT и процессы повторяются.

Из временных диаграмм, представленных на рис. 11, видны две особенности рассмотренного квазирезонансного преобразователя при однополупериодном режиме его работы.

Во-первых, импульс управления транзистором должен быть не короче интервала времени $t_0 t_2$ а оптимально - равен ему. Во-вторых, на интервале $t_2 t_2'$ на коллекторе транзистора VT появляется прямое напряжение, которое откроет $p-n$ -переход коллектор-база транзистора VT, что недопустимо. Чтобы исключить появление прямого напряжения на транзисторе VT, необходимо или включить диод VD_1 последовательно с ним, или шунтировать транзистор встречно-параллельным диодом VD_2 (при использовании вместо транзистора запираемого тиристора эти меры не потребуются). В случае использования диода VD_2 приходим к так называемому двухполупериодному режиму работы резонансного ключа. В этом случае на интервале $t_2 t_3$ разряд конденсатора колебательного контура $L_k C_k$ происходит в колебательном режиме через этот диод независимо от нагрузки, как следует из временных диаграмм на рис. 7.3.4, построенных для двухполупериодного режима его работы.

Математическую модель квазирезонансного преобразователя в виде единой системы дифференциальных уравнений на такте T_m можно получить, если ввести в рассмотрение четыре коммутационные функции для четырех рассмотренных выше интервалов.

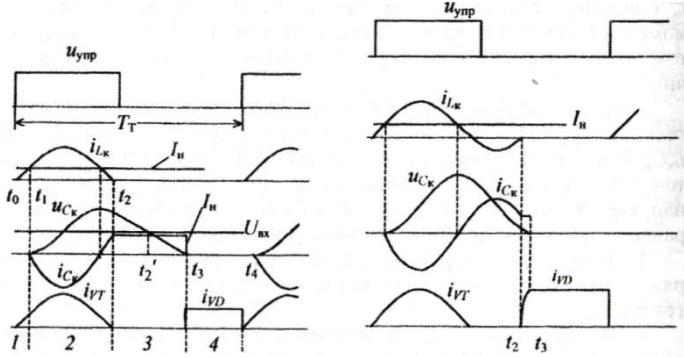


Рис. 11

Но поскольку времена смены интервалов определяются здесь из решения трансцендентных уравнений, общее решение для регулировочных и внешних характеристик преобразователя может быть получено только численным путем. Показано, что регулировочная характеристика при двухполупериодном режиме работы квазирезонансного преобразователя совпадает с линейной регулировочной характеристикой широтно-импульсного преобразователя. При однополупериодном режиме работы получаем семейство регулировочных характеристик, зависящих от величины нагрузки, которые идут выше регулировочной характеристики для двухполупериодного режима.

Аналогичная картина наблюдается и с внешними характеристиками квазирезонансного преобразователя. При однополупериодном резонансном ключе разряд конденсатора на интервале $t_2 t_3$ происходит при протекании тока нагрузки. С его уменьшением длительность интервала разряда $t_2 t_3$ увеличивается, а среднее значение напряжения на выходе преобразователя соответственно растет. Если конденсатор не разрядится до нуля к моменту t_4 очередного открывания транзистора, рассмотренный режим работы преобразователя изменится. Это ограничивает минимальные значения тока нагрузки. Максимальные значения тока нагрузки также ограничены и не могут превосходить амплитуды тока колебательного контура $L_k C_k$, определяемой его волновым сопротивлением и входным напряжением

$$I_{k,T} = \frac{U_{bx}}{\rho_k}, \quad \rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}.$$

Очевидно, что и регулирование среднего значения выходного напряжения квазирезонансного преобразователя может быть выполнено только за счет изменения длительности периода T_m , так как длительность синусоидальной полуволны напряжения на конденсаторе C_k определяется собственной частотой колебаний $L_k C_k$ -контура. Изменение же периода T_m изменяет длительность $t_3 t_4$ нулевой паузы напряжения на нагрузке и тем самым регулирует относительную длительность импульса напряжения, как и в ШИП. Подобный способ регулирования, в отличие от широтно-импульсного, принято называть частотно-импульсным, так как изменяется частота следования импульсов неизменной длительности, а в итоге изменяется скважность импульсов.

1.4 Лекция №4 (2 часа).

Тема: «Преобразователи постоянного напряжения в переменное»

1.4.1 Вопросы лекции

1. Инверторы тока.
2. Резонансные инверторы.
3. Инверторы напряжения.

1.4.2 Краткое содержание вопросов

1. Инверторы тока.

Инвертор тока - исторически первый тип автономного инвертора - характеризуется двумя отличительными энергетическими признаками. Во-первых, его входная цепь есть цепь со свойствами источника постоянного тока, а функция его вентиляй сводится к периодическому переключению направления этого тока в выходной цепи. Значит, на выходе вентильного коммутатора будет переменный ток (или, иначе говоря, периодически переключаемый по направлению постоянный ток), т.е. цепь со свойствами источника переменного тока. Во-вторых, нагрузкой инвертора тока должна быть цепь со свойствами, близкими к источнику напряжения, т.е. с малым внутренним динамическим сопротивлением, допускающим протекание через него скачкообразно меняющегося тока. Практически это обеспечивается включением на выход вентильного коммутатора конденсатора, что позволяет подключить после него любую реальную нагрузку с индуктивностью, не допускающей скачков тока. Условная схема инвертора тока с коммутатором показана на рис. 1, а. Диаграммы напряжений и токов на входе и выходе коммутатора приведены на рис. 1, б.

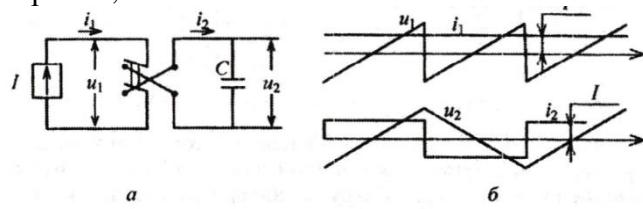


Рис.1

Переменный прямоугольный ток i_1 на выходе коммутатора порождает переменное линейно изменяющееся напряжение на конденсаторе C . Коммутатор при этом выполняет функцию преобразования постоянного тока в переменный:

$$i_2 = \Psi_k i_1,$$

где Ψ_k - коммутационная функция коммутатора (вентильного комплекта), имеющая здесь вид прямоугольного колебания единичной амплитуды. Кроме того, в соответствии со вторым уравнением:

$$u_1 = \Psi_k u_2$$

коммутатор еще выполняет обратную функцию, т.е. преобразование переменного напряжения u_2 на конденсаторе С в постоянное (выпрямленное) напряжение u_1 в звене постоянного тока источника тока I. При этом в связи с отсутствием в примере потребления активной мощности с выхода инвертора среднее значение входного напряжения инвертора u_1 равно нулю.

Принципиальная схема однофазного параллельного инвертора тока показана на рис. 2. Здесь функцию коммутатора выполняет однофазная мостовая схема на тиристорах. Режим источника тока на выходе инвертора, получающего питание от источника напряжения U_{BX} , создан включением в цепь постоянного тока реактора L_d с индуктивностью, достаточной для подавления возможных пульсаций входного тока. Нагрузка инвертора состоит из сопротивления R .

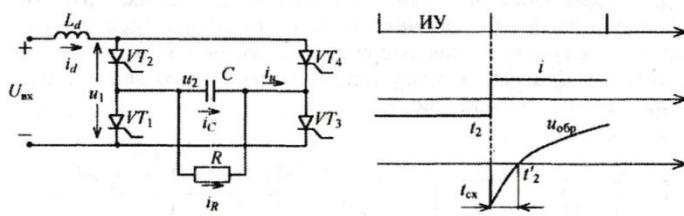


Рис. 2

Диаграммы токов и напряжений элементов инвертора показаны на рис. 2. Конденсатор С помимо отмеченной функции энергетического буфера (по току) между выходом инвертора с разрывным током и нагрузкой, не допускающей в общем случае скачков тока в ней, имеет еще одну функцию. Он обеспечивает искусственную коммутацию тиристоров инвертора, т.е. выключение тиристоров под действием напряжения заряженного конденсатора, прикладываемого к ним в обратном направлении. Так, при проводящих тиристорах VT_1 и VT_4 диагонали моста конденсатор С заряжается от источника входного напряжения U_{BX} в полярности «плюс» слева конденсатора и «минус» справа. Тогда при включении импульсами управления (ИУ) тиристоров VT_2 , VT_3 второй диагонали моста через них к тиристорам VT_1 и VT_4 скачком приложится обратное напряжение и они выключатся. Конденсатор С теперь начнет перезаряжаться в обратную полярность, как видно из диаграмм на рис. 2, а за время действия t_{cx} на тиристоре обратного напряжения он должен успеть восстановить свои управляющие свойства.

Для получения внешних и регулировочных характеристик инвертора тока построим модель преобразователя в рамках метода АДУ(1). В предположении, что элементы схемы идеальны, приведем схему замещения инвертора тока (рис. 3).

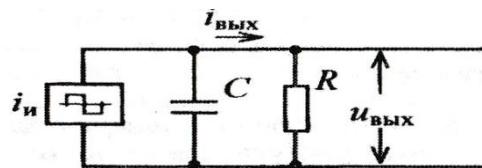


Рис. 3

Источник входного постоянного напряжения U_{BX} с последовательно включенным реактором L_d и тиристорный мостовой коммутатор представим источником переменного прямоугольного тока i_n . Для упрощения анализа нагрузку инвертора полагаем чисто активной, но по методу АДУ(1) можно сделать расчет для любой схемы замещения нагрузки.

Дифференциальное уравнение для первых гармоник переменных имеет вид

$$C \frac{du_{\text{вых}}(1)}{dt} + \frac{u_{\text{вых}}(1)}{R} = i_{\text{и}(1)}.$$

После его алгебраизации для действующего значения первой гармоники выходного напряжения получим

$$U_{\text{вых}(1)} = \frac{I_{\text{и}(1)} R}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}.$$

Выразим действующее значение первой гармоники выходного тока вентильного моста инвертора $I_{\text{вых}}$ через параметры схемы из уравнения баланса активных мощностей на входе и выходе инвертора при идеальных параметрах элементов схемы:

$$U_{\text{вх}} I_d = U_{\text{вх}} K_{\text{п.т.}} I_{\text{и}(1)} = \frac{U_{\text{вых}(1)}^2}{R},$$

где $K_{\text{п.т.}} = \pi/2\sqrt{2}$ - коэффициент преобразования схемы по току. Тогда

$$I_{\text{и}(1)} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{U_{\text{вх}} K_{\text{п.т.}} R},$$

Получим в относительных единицах

$$U_{\text{вых}(1)}^* = \frac{U_{\text{вых}(1)}}{U_{\text{вх}}} = K_{\text{п.т.}} \sqrt{1 + (R^*)^2},$$

где $R^* = \omega CR$ - относительное значение сопротивления нагрузки по сравнению с сопротивлением емкости C .

Так как ток нагрузки в сопротивлении R обратно пропорционален величине этого сопротивления, на рис. 5, а построена зависимость $U_{\text{вых}}^* = f_1(1/R^*)$, которая может быть названа квазивнешней характеристикой инвертора тока.

Заметим, что если в уравнении заменить R^* на отношение

$$R^* = \frac{U_{\text{вых}}^*}{I_{\text{вых}}^*},$$

то получим уравнение $U_{\text{вых}}^* = f_2(I_{\text{вых}}^*)$, дающее внешнюю характеристику по определению.

Уравнение определяет и зависимость выходного напряжения инвертора тока от частоты импульсов управления вентилями ω , которая может быть названа регулировочной характеристикой, т.е. здесь имеет место частотный способ регулирования величины переменного напряжения, что не всегда приемлемо.

В инверторе тока показательна еще его входная характеристика, определяемая как зависимость относительного среднего значения входного тока инвертора I_d от относительной проводимости нагрузки: $I_d^* = f(1/R^*)$, где за базовый ток по-прежнему принят ток, равный отношению базового напряжения к базовому сопротивлению:

$$I_b = \frac{U_6}{X_6} = \omega C U_{\text{вх}}.$$

График этой зависимости построен на рис. 5, б.

Как и в зависимом, так и в автономном инверторах тока есть ограничение на предельное значение тока нагрузки, поскольку с ростом тока нагрузки ускоряется процесс перезаряда конденсатора после каждой коммутации, а значит, уменьшается время приложения к тиристору отрицательного напряжения для восстановления его управляющих свойств, как это видно из диаграммы на рис. 2. Можно показать, что это время t_{cx} , которое не может быть меньше, чем время восстановления управляющих свойств тиристора t_b , находится из формулы

$$\beta = \omega t_{cx} = R^* \ln \frac{2}{1 + e^{-\pi/R^*}} \geq \omega t_b.$$

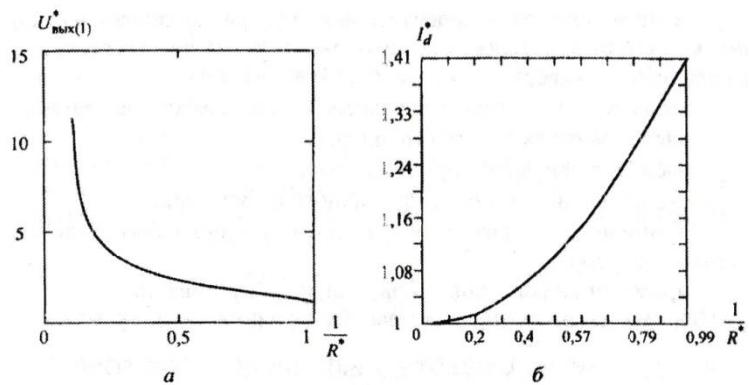


Рис. 5

С другой стороны, угол β определяет связь переменного напряжения на выходе инвертора $U_{\text{вых}}$ с постоянным напряжением на его входе $U_{\text{вх}}$. В соответствии с регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя имеем

$$U_d = U_{\text{вх}} = K_{\text{п.н}} U_{\text{вых}} \cos \beta,$$

Таким образом, на основании выполненного анализа можно заключить, что инвертор тока:

- не допускает режимов холостого хода и имеет ограничение по предельному значению тока нагрузки;
- имеет внешнюю характеристику с участком резкого спада напряжения;
- имеет форму выходного напряжения, зависящую от величины нагрузки (треугольную форму в режимах, близких к холостому ходу, и квазисинусоидальную - в режимах предельных нагрузок);
- является инерционным преобразователем, так как скорость изменения режима определяется скоростью изменения тока в реакторе с большой индуктивностью L_d ,
- не rationalен для получения низких частот выходного напряжения, так как при этом возрастают массогабаритные показатели реактора и конденсатора.

2. Резонансные инверторы.

Резонансными называются инверторы, у которых периодический характер электромагнитных процессов в нагрузке обусловлен колебательными свойствами LC - контура. Возможны три варианта композиции LC - контура и нагрузки:

- последовательное включение нагрузки в последовательный LC - контур - последовательные резонансные инверторы;
 - параллельное подключение нагрузки LC - контура к L или C;
 - параллельное подключение нагрузки LC - контура к части C.

Эти три вида подключения нагрузки определяют три вида резонансных инверторов: а) последовательный; б) параллельный; в) последовательно-параллельный.

Кроме того, различают резонансные инверторы с закрытым входом, у которых индуктивность резонансного контура находится в цепи постоянного тока (на входе), и с открытым входом, у которых эта индуктивность находится на стороне переменного тока (на выходной цепи).

Схема параллельного резонансного инвертора аналогична схеме параллельного инвертора тока, приведенной на рис. 6, и отличается только параметрами индуктивности реактора в звене постоянного тока. Из этой индуктивности и емкости на выходе инвертора образуется LC - контур, индуктивность и емкость которого разделены вентильным комплектом. Параметры колебательного контура и частота импульсов управления вентилями моста выбраны так, что ток во входном реакторе имеет прерывистый характер. Это обеспечивает естественное отключение тиристоров при спаде тока в них до нуля. Действительно, при включении в момент t_0 тиристоров VT_1, VT_4 конденсатор стремится

зарядиться через индуктивность реактора до напряжения, превышающего напряжение входного источника (рис. 6).

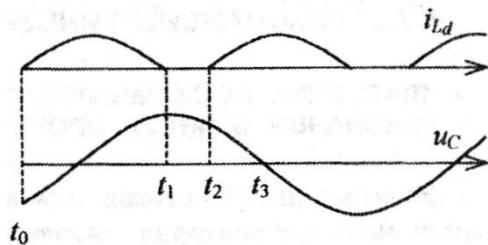


Рис. 6

В момент t_1 , когда колебательная полуволна тока реактора спадет до нуля, тиристоры VT_1 и VT_4 окажутся под обратным напряжением, равным разности напряжения на конденсаторе и напряжения входного источника. До момента времени t_2 конденсатор разряжается только током нагрузки. В момент времени t_2 включаются тиристоры VT_2 , VT_3 второй диагонали моста. Если к этому моменту конденсатор не успел разрядиться до уровня напряжения входного источника, то тиристоры VT_1 , VT_4 останутся под обратным напряжением до момента t_3 смены полярности напряжения на конденсаторе.

В силу очевидной зависимости в трансцендентной форме момента времени t_1 от параметров схемы расчет основных характеристик параллельного резонансного инвертора может быть сделан только численно. Анализ показывает их подобие характеристикам параллельного инвертора тока. Преимущество резонансного режима работы инвертора состоит в том, что токи тиристоров в моменты их включения и выключения равны нулю; в результате этого существенно уменьшаются потери на переключение в тиристорах. Вследствие этого параллельный резонансный инвертор может работать при больших частотах выходного напряжения, чем параллельный инвертор тока, где токи тиристоров изменяются скачком в моменты коммутации вентилей. Прерывистый характер тока в звене постоянного тока инвертора, кроме того, обеспечивает высокую скорость регулирования амплитуды выходного напряжения за счет изменения как напряжения входного источника питания, так и величины бестоковой паузы. Правда, последний способ приводит к ухудшению формы выходного напряжения инвертора при глубоком регулировании.

Подобно тому как улучшаются характеристики последовательно-параллельного инвертора тока по сравнению с параллельным инвертором тока, улучшаются характеристики последовательно-параллельного резонансного инвертора по сравнению с параллельным резонансным инвертором. Схема последовательно-параллельного резонансного инвертора идентична схеме последовательно-параллельного инвертора тока.

Нулевая, полумостовая и мостовая схемы последовательных резонансных инверторов показаны на рис. 7. Все они работают, как и параллельные резонансные инверторы, в режиме прерывистого входного тока. Типовые диаграммы входного тока, напряжения на конденсаторе и тока нагрузки приведены на рис. 8.

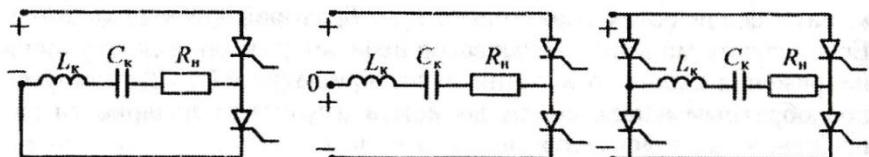


Рис. 7

В отличие от параллельных инверторов здесь напряжение на конденсаторе колебательного контура не спадает во время нулевой паузы, но ток нагрузки имеет прерывистый характер. Аналитическое исследование прерывистого режима работы последовательного резонансного инвертора осложнено теми же трудностями, что и у

параллельного резонансного инвертора, и поэтому здесь не приводится. Эти схемы утрачивают свое доминирующее значение для создания преобразователей повышенной частоты из-за невозможности режима холостого хода и существенной зависимости режима работы от параметров нагрузки. Их потеснили схемы резонансных инверторов с вентилями обратного тока на тиристорах или транзисторах, у которых нет ограничений, связанных с обеспечением времени на восстановление их управляющих свойств после интервала проводимости ими тока.

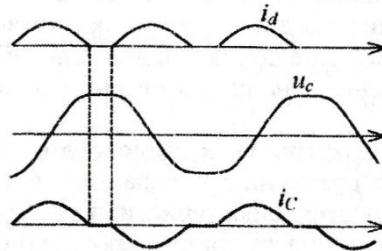


Рис. 8

Тиристорные инверторы. Схема полумостового последовательного резонансного инвертора на тиристорах с диодами обратного тока приведена на рис. 9, а для случая доступности средней точки источника входного напряжения, а на рис. 9, б представлен вариант с расщепленным фильтровым (коммутирующим) конденсатором, когда средняя точка источника недоступна. Работают схемы аналогично.

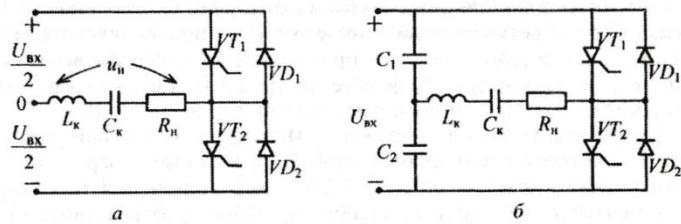
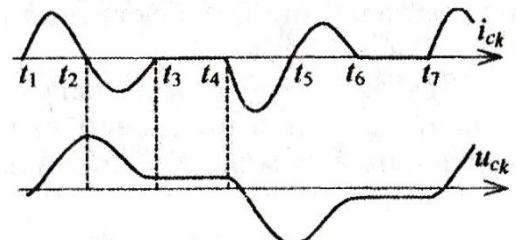


Рис. 9

Рассмотрим случай, когда частота импульсов управления тиристорами ниже частоты резонанса контура $L_k C_k$ и он работает в режиме прерывистого тока (рис. 10). В момент времени t_1 включается тиристор VT_1 и конденсатор C_k заряжается в колебательном режиме до напряжения, близкого к двойному напряжению источника входного напряжения $U_{\text{вх}}/2$. В момент времени t_2 зарядная полуволна тока через тиристор спадает до нуля и он закрывается. Конденсатор на интервале $t_2 t_3$ заряжается также в колебательном режиме через диод обратного тока VD_1 на источник входного напряжения $U_{\text{вх}}$. Остаточное напряжение на конденсаторе в момент времени t_3 зависит от отношения волнового сопротивления колебательного контура рк к сопротивлению нагрузки и в установившемся режиме равна взятому с обратным знаком начальному напряжению на конденсаторе в момент времени t_1 .

В момент времени t_2 включается тиристор VT_2 и происходят аналогичные процессы перезаряда конденсатора в отрицательную полярность через тиристор VT_2 и диод VD_2 до момента времени t_6 . С момента времени t_7 начинается новый период формирования напряжения на конденсаторе.

В рассмотренном режиме прерывистого тока нагрузки включение и выключение тиристоров и диодов происходит при нулевых токах в них, что снижает потери на



коммутацию. Время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристоров, равно времени протекания тока через диоды обратного тока (интервалы t_2t_3 и t_5t_6). Действующее или среднее по модулю выходное напряжение регулируют длительностью бестоковых пауз t_3t_4 и t_6t_7 , что достигается изменением частоты импульсов управления тиристорами. Такое регулирование связано с ухудшением качества выходного напряжения и обычно приемлемо, только если выходное напряжение инвертора подвергается дальнейшему преобразованию, обычно выпрямлению и фильтрации постоянного тока.

Качество выходного напряжения можно улучшить при режиме работы с непрерывным током нагрузки, временные диаграммы для этого случая показаны на рис. 8.2.6. Здесь включение тиристора VT_2 в момент t_3 происходит раньше спада тока до нуля в диоде VD_1 , что возможно, так как к тиристору VT_1 при проводящем диоде VD_1 приложено прямое напряжение U_{bx} . Уменьшение временного интервала t_2t_3 приводит к увеличению остаточного напряжения на конденсаторе в момент его перезаряда в обратную полярность, что, естественно, вызовет рост амплитуды напряжения на конденсаторе. Значит, и в режиме непрерывного тока нагрузки регулирование частоты выходного напряжения инвертора будет изменять выходное напряжение без искажения формы, которое присуще режиму прерывистого тока.

Другая возможность регулирования выходного напряжения инвертора при выполнении его по однофазной мостовой схеме, вентильный комплект которой подобен реверсивному ШИП, связана с однополярным широтно-импульсным регулированием выходного напряжения вентильного комплекта.

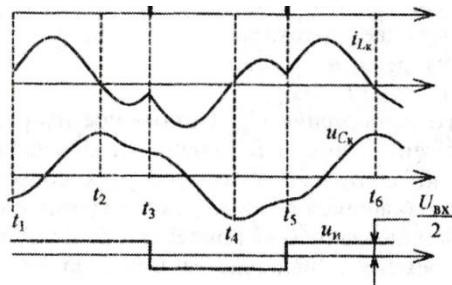


Рис. 10

В практических схемах таких инверторов нагрузка (обычно выпрямитель для получения постоянного напряжения другого уровня, чем U_{bx}) подключается через выходной трансформатор, как показано на рис. 11, а. В первом случае роль индуктивности колебательного контура будет выполнять суммарная индуктивность рассеивания обмоток трансформатора, если пренебречь шунтирующим влиянием индуктивности намагничивания трансформатора по сравнению с нагрузкой.

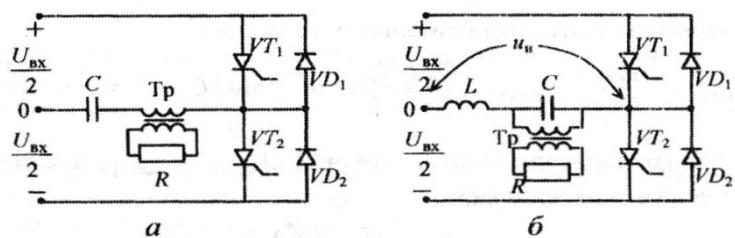


Рис. 11

3. Инверторы напряжения.

Автономный инвертор напряжения как преобразователь постоянного входного напряжения в переменное выходное напряжение отличается от автономного инвертора тока тем, что получает питание от источника напряжения безиндуктивного характера. Действительно, в соответствии с соотношением:

$$u_{\text{вых}} = \Psi_{\text{п}} u_{\text{вх}}, \quad i_{\text{вх}} = \Psi_{\text{п}} i_{\text{вых}},$$

где $\Psi_{\text{п}}$ - коммутационная функция вентильного комплекта есть переменная единичная функция (без постоянной составляющей), определяющая форму выходного напряжения инвертора, как это видно из рис. 11 для простейшей формы коммутационной функции - меандра.

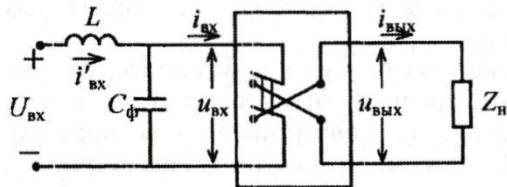


Рис. 12

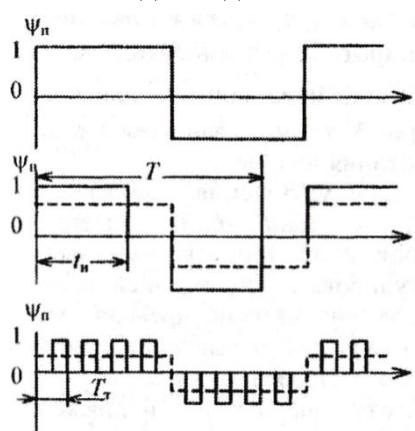
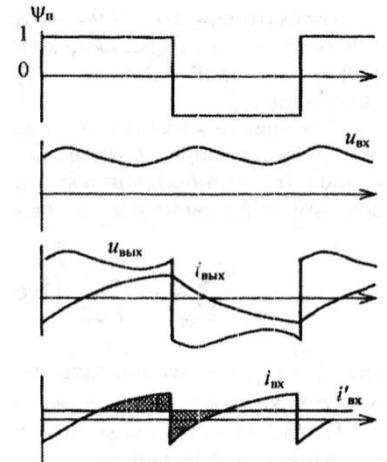
Как видно из второго уравнения, входной ток инвертора будет импульсным (со скачком тока), что не допускает присутствия во входном источнике индуктивности. Реальные источники входного напряжения (чаще всего выпрямители), как правило, обладают индуктивностью L (если это не аккумуляторы). Для устранения ее влияния на входе инвертора напряжения включается фильтровый конденсатор C_{ϕ} достаточной емкости, что является первой особенностью инвертора напряжения. Через него замыкаются, минуя входной источник, импульсы входного тока инвертора, как это видно из временных диаграмм на рис. 12.

Вторая особенность инвертора напряжения также видна из второго уравнения (8.3.1) и связана с тем, что входной ток $i_{\text{вых}}$ может принимать отрицательные значения при большом сдвиге фазы выходного тока инвертора (вых относительно коммутационной функции $\Psi_{\text{п}}$ (т.е. выходного напряжения). Для этого необходимо наличие двусторонней проводимости у ключей вентильного комплекта инвертора, т.е. ключи должны быть выполнены на вентилях с полным управлением (транзисторах, GTO-тиристорах), шунтированных вентилями обратного тока.

Таким образом, рассматривая переменный ток как периодически реверсируемый постоянный ток, приходим к выводу, что схемы однофазных инверторов напряжения повторяют схемы реверсивных (по напряжению и току) преобразователей постоянного напряжения в постоянное

Форма выходного напряжения инвертора определяется видом коммутационной функции вентильного коммутатора $\Psi_{\text{п}}$. Основные виды этих функций, формирующие прямоугольное выходное напряжение инвертора по «гладкой составляющей».

Под гладкой составляющей периодической импульсной функции в силовой электронике принято понимать функцию, образованную непрерывной аппроксимацией средних значений (на интервале такта $T_{\text{т}}$ коммутаций в преобразователе) мгновенной кривой напряжения или тока. Тогда гладкая составляющая первой коммутационной функции есть нерегулируемый прямоугольник, а составляющие второй и третьей коммутационных функций - регулируемые по величине прямоугольные напряжения (за счет широтного и широтно-импульсного регулирования соответственно). Последний способ формирования кривой выходного напряжения, называемый «120-градусным управлением» в отличие от предшествующего рассмотренного 180-



градусного управления, используется для исключения гармоник, кратных трем, особенно неблагоприятных для такой типовой нагрузки инвертора, как асинхронные двигатели.

1.5 Лекция №5 (2 часа).

Тема: «Регуляторы переменного напряжения»

1.5.1 Вопросы лекции

1. Классификация регуляторов переменного напряжения.
2. Регуляторы с фазовым способом регулирования.
3. Регуляторы с вольтодобавкой.
4. Регуляторы с широтно-импульсным способом регулирования.

1.5.2 Краткое содержание вопросов

1. Классификация регуляторов переменного напряжения.

Регуляторами переменного напряжения в силовой электронике называются преобразователи переменного напряжения в переменное напряжение той же частоты, но с регулируемой величиной. Они позволяют плавно, бесконтактно, быстро изменять переменное напряжение на нагрузке в отличие от громоздких, инерционных традиционных устройств на основе трансформаторов с переключением отводов, автотрансформаторов, управляемых реактивных балластных сопротивлений (реакторов, конденсаторов).

Можно выделить следующие типы регуляторов переменного напряжения.

1. С фазовым способом регулирования и естественной коммутацией. Эти регуляторы выполняются на вентилях с неполным управлением (тиристорах), и поэтому они самые простые и дешевые, но имеют пониженное качество выходного напряжения и потребляемого из сети тока.

2. По принципу вольтодобавки, когда последовательно с источником переменного входного напряжения вводится дополнительное напряжение, так что напряжение на нагрузке определяется векторной суммой двух указанных напряжений. Напряжение вольтодобавки, как правило, вводится с помощью трансформатора. Возможны две разновидности устройств вольтодобавки. В первом варианте устройство пропускает через себя активную и реактивную мощности, создаваемые от взаимодействия напряжения вольтодобавки с током нагрузки. Во втором варианте устройство вольтодобавки пропускает через себя только реактивную мощность, что уменьшает потери в нем и не требует для его питания источника активной мощности. Первый вариант устройств может быть выполнен на вентилях с неполным управлением, он используется при небольшом диапазоне регулирования напряжения на нагрузке. Второй вариант устройств выполняется на вентилях с полным управлением.

3. С широтно-импульсными способами регулирования переменного напряжения. Эти регуляторы выполняются на вентилях с полным управлением, они более сложные и дорогие, чем первые два типа, но могут обеспечивать высокое качество выходного напряжения и потребляемого тока во всем диапазоне регулирования.

4. С управляемым высокочастотным обменом энергией между накопительными элементами. Они позволяют в бестрансформаторном варианте получать выходное напряжение как больше, так и меньше входного при высоком качестве выходного напряжения и потребляемого из сети тока. Такие регуляторы предназначены в первую очередь для питания ответственных электропотребителей.

2. Регуляторы с фазовым способом регулирования.

Простейший регулятор однофазного переменного напряжения состоит из двух встречно-параллельно включенных тиристоров, соединенных последовательно с нагрузкой.

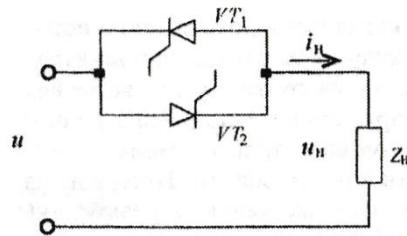


Рис. 1

На рис. 2 построены диаграммы напряжений и токов регулятора. Углы управления α тиристорами должны быть такими, чтобы ток в последовательной активно-индуктивной нагрузке был прерывистым. Соотношение для угла регулирования α , длительности протекания тока через тиристор λ и параметров нагрузки $L_H R_H$ здесь такое же, как у однофазного выпрямителя в режиме прерывистого тока. Увеличение угла регулирования α приводит к уменьшению λ и росту искажения кривой напряжения на нагрузке u_H и за счет этого к изменению его действующего значения и первой гармоники. При этом ухудшается и качество потребляемого из сети тока из-за роста сдвига фазы тока относительно напряжения (увеличение потребления реактивной мощности) и также за счет ухудшения его формы вследствие уменьшения длительности протекания λ .

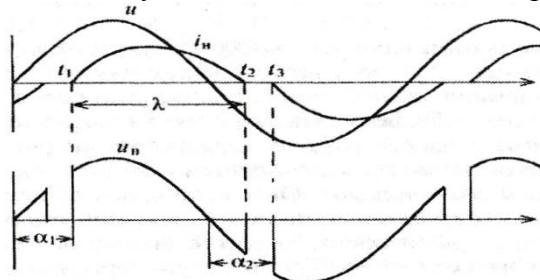


Рис. 2

Возможен и другой способ регулирования переменного напряжения в этой схеме - широтно-импульсное при естественной коммутации. На рис. 3 приведены диаграммы входных напряжения и тока такого регулятора (первая диаграмма) и выходного напряжения (вторая диаграмма) при работе на активную нагрузку (термопечи сопротивления). Здесь уже цель регулирования состоит в изменении действующего значения напряжения на активной нагрузке для преобразования электрической энергии в тепловую. При таком регулировании период цикла входного тока регулятора T_{α} много больше периода сетевого напряжения T_1 и в этом токе появляются субгармоники, т.е. гармоники с частотой ниже частоты сетевого напряжения. Это, в свою очередь, при «слабой» сети может вызвать в ней низкочастотные колебания уровня напряжения, приводящие к мерцанию освещения (фликер-эффект), нормы которого устанавливаются государственными стандартами на качество электроэнергии.

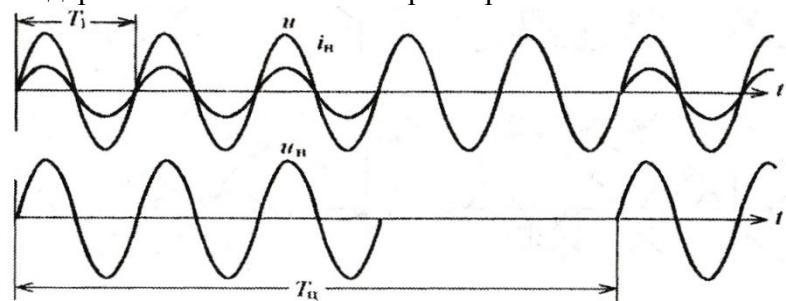


Рис. 3

3. Регуляторы с вольтодобавкой.

Схема однофазного регулятора с вольтодобавкой на базе регулятора с фазовым способом регулирования напряжения показана на рис. 4. Он содержит трансформатор, в первичной обмотке которого включен тиристорный регулятор на вентилях VT_1, VT_2 с фазовым способом регулирования, а вторичная обмотка включена последовательно с нагрузкой. Кроме того, вторичная обмотка трансформатора шунтирована двумя встречнопараллельно включенными тиристорами VT_3, VT_4 , которые могут и отсутствовать. Тиристоры VT_3, VT_4 отпираются в начале каждой полуволны входного напряжения, обеспечивая его прохождение на выход регулятора на интервале α . Тиристоры VT_1, VT_2 открываются с углом регулирования α , при этом к проводящему тиристору из пары VT_3, VT_4 прикладывается обратное напряжение и он закрывается. Напряжение на нагрузке на интервале $\pi - \alpha$ складывается из суммы входного напряжения и напряжения вторичной обмотки трансформатора, равного $K_T u_{\text{вх}}$, где K_T - коэффициент трансформации вольтодобавочного трансформатора.

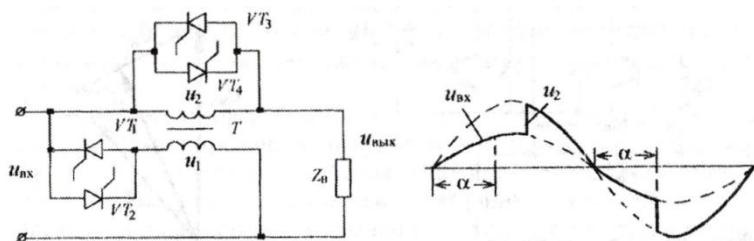


Рис. 4

Таким образом, в рассмотренной схеме регулятора обеспечивается повышенное напряжение на его выходе по сравнению с входным напряжением, что используется для стабилизации напряжения на нагрузке при снижении входного напряжения ниже номинального.

Свойства регулятора с вольтодобавкой выводятся из свойств того регулятора, который использован в устройстве вольтодобавки. Обычно эти регуляторы применяют при необходимости регулирования напряжения на нагрузке в небольших пределах вверх или вниз от входного напряжения.

Регулятор с реактивным напряжением вольтодобавки на основе автономного инвертора. Источник напряжения вольтодобавки можно нагрузить чисто реактивным током, если в качестве такого источника использовать автономный инвертор напряжения или тока. Вариант такого регулятора с вольтодобавкой на базе инвертора напряжения по однофазной мостовой схеме показан на рис. 5. Фильтр $L_{\phi}C_{\phi}$ выделяет первую гармонику напряжения инвертора (50 Гц), работающего с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией. Если фазу напряжения инвертора (напряжение вольтодобавки) устанавливать все время сдвинутой на 90° от тока инвертора, т.е. тока нагрузки I_h , то через инвертор не будет проходить активная мощность. Векторная диаграмма напряжений и тока регулятора для такого режима построена на рис. 5. В инверторе при этом не требуется источник активной мощности на входе звена постоянного напряжения. Задать начальный уровень напряжения на емкости фильтра C_d инвертора можно, сдвинув фазу напряжения U_d инвертора относительно тока на величину, которая чуть меньше 90° . При этом инвертор будет потреблять от входного источника небольшую активную мощность, компенсирующую потери в инверторе при определенном установленном уровне постоянного напряжения на емкости фильтра C_d .

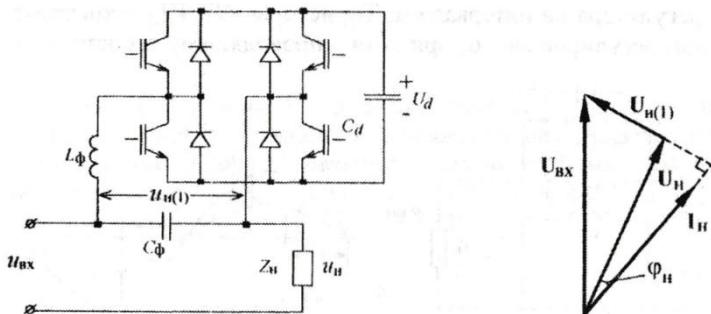


Рис. 5

4. Регуляторы с широтно-импульсным способом регулирования.

Широтно-импульсные способы регулирования переменного напряжения, как и постоянного напряжения, требуют выполнения схем регуляторов на вентилях с полным управлением, чтобы иметь возможность включать и выключать вентили в желаемые моменты времени. На рис. 6 представлены схемы регуляторов на ключах, позволяющие применять широтно-импульсное регулирование переменного напряжения.

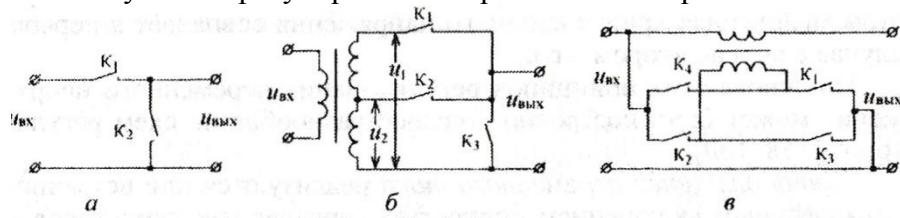


Рис. 6

Схема регулятора на рис. 6, а позволяет снижать выходное напряжение методом однократного или многократного широтно-импульсного регулирования, кривые выходных напряжений для которых приведены соответственно на рис. 6, а, б. При этом ключи K_1 и K_2 работают в противофазе, так что все время такта T_t существует цепь для протекания тока нагрузки, содержащей индуктивность.

Схема регулятора, приведенная на рис. 6, б, позволяет выполнять комбинированное регулирование переменного напряжения за счет как амплитудной, так и широтно-импульсной модуляции. Противофазное переключение ключей K_1 и K_2 обеспечивает переключение мгновенного значения выходного напряжения регулятора между уровнями u_1 и u_2 , (рис. 6, в). В случае уменьшения выходного напряжения регулятора ниже значения u_2 в противофазе начинают переключатьсяся ключи K_2 и K_3 , обеспечивая многократное широтно-импульсное регулирование выходного напряжения, аналогично рис. 6, б.

Схема регулятора, построенная на концепции реверсивной вольтодобавки (на рис. 6, в), позволяет суммировать или вычитать ее из его выходного напряжения путем подключения через соответствующую диагональ моста на ключах K_1 и K_4 трансформатора вольтодобавки в фазе или в противофазе с входным напряжением. Это приводит к форме кривой выходного напряжения регулятора, аналогичной той, которая представлена на рис. 6, в. При этом мгновенная кривая входного напряжения совпадает в первом случае с u_2 , а во втором - с u_1 .

Ключи для цепей переменного тока реализуются или встречно-параллельным включением полностью управляемых тиристоров - GTO-тиристоров, или диодно-транзисторными комбинациями. В схеме ключа, приведенной на рис. 7, а, на транзистор с диодного моста всегда поступает напряжение только необходимой (рабочей) полярности для коллекторного перехода транзистора. В других схемах ключей (рис. 7, б, в) нерабочая полярность напряжения на транзисторе снимается последовательными или параллельными диодами соответственно.

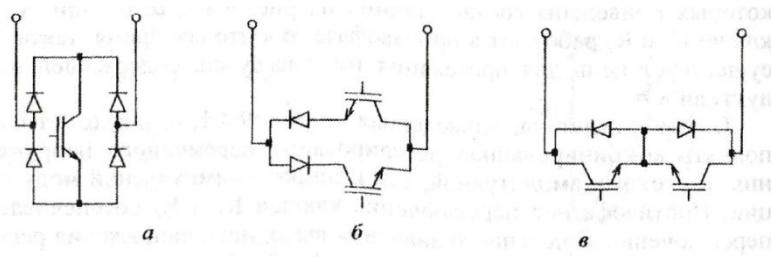


Рис. 7

Особенностью всех регуляторов с широтно-импульсными способами регулирования переменного напряжения является импульсный характер входного тока. При наличии у источника входного напряжения собственной индуктивности (индуктивности линии, индуктивности рассеивания трансформатора и электрического генератора) это требует установки входного LC-фильтра. Например, при многократном широтно-импульсном способе регулирования выходного напряжения, как показано на рис. 8, б, и частоте коммутации в несколько килогерц форма тока i_h в нагрузке регулятора будет практически синусоидальной. При этом форма тока на выходе регулятора будет иметь вид, представленный на рис. 8, а. Характерно, что широтно-импульсное регулирование переменного напряжения не вносит дополнительного фазового сдвига первой гармоники тока на входе регулятора, а этот сдвиг зависит только от фазового угла активно-индуктивной нагрузки. В регуляторе переменного напряжения с фазовым способом регулирования сдвиг первой гармоники входного тока регулятора определяется суммой углов сдвига активно-индуктивной нагрузки и управления.

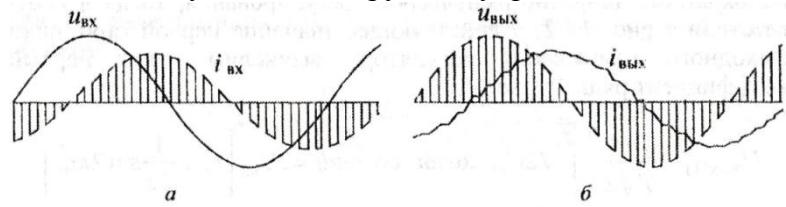


Рис. 8

Регуляторы трехфазного напряжения получают путем объединения трех однофазных регуляторов напряжения. При этом, используя свойство связности трехфазных нагрузок без нулевого провода, можно упростить схемы трехфазных регуляторов по сравнению с прямым суммированием однофазных регуляторов. Так, композиция из трех однофазных регуляторов по схеме рис. 5 в один трехфазный потребует шесть ключей переменного тока, т.е. двенадцать транзисторов в соответствии с выполнением ключей по схемам рис. 7, б, в.

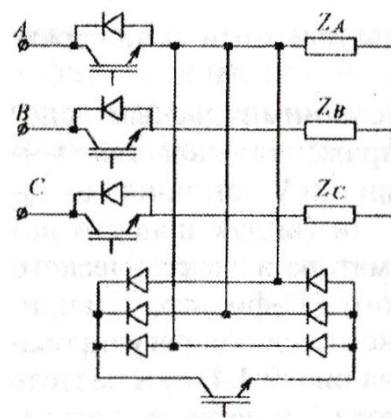


Рис. 9

Модифицированная схема трехфазного регулятора с широтно-импульсным способом регулирования напряжения показана на рис. 9. Здесь последовательные ключи

выполнены на антипараллельно соединенных транзисторах и диодах, а вместо закорачивания фаз нагрузки параллельными ключами применено межфазное закорачивание нагрузки с помощью трехфазного диодного моста и общего одностороннего ключа - транзистора. При этом формы напряжений и токов в фазах регулятора такие же, как у однофазного регулятора, только с соответствующим временным сдвигом между фазами.

1.6 Лекция №6 (2 часа).

Тема: «Преобразователи частоты»

1.6.1 Вопросы лекции

1. Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с неполным управлением.
2. Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с полным управлением и циклическим методом формирования кривой выходного напряжения.
3. Непосредственные преобразователи частоты с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы.

1.6.2 Краткое содержание вопросов

1. Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с неполным управлением.

Принципиальные схемы непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) на тиристорах с трехфазным выходным напряжением образуются из трех реверсивных выпрямителей, выполненных по одной из возможных базовых схем, рассмотренных в гл. 2, 3. На рис. 1 показана схема непосредственного преобразователя частоты трехфазного входного напряжения в трехфазное выходное напряжение с нагрузкой, соединенной в звезду.

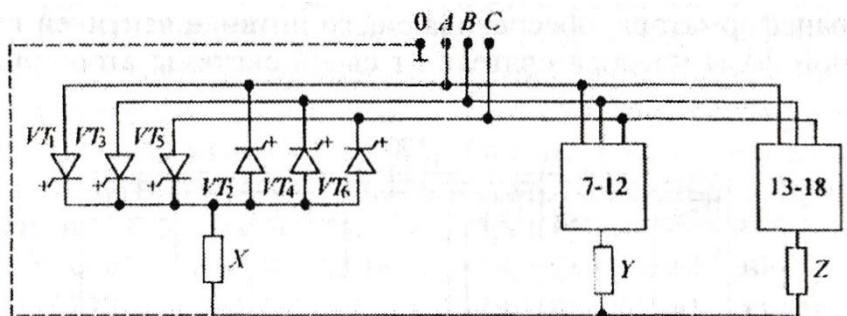


Рис. 1

Реверсивные выпрямители, образующие отдельные фазы преобразователя частоты, выполнены по трехфазным нулевым (однополупериодным) схемам. Уравнительные реакторы (УР), присутствовавшие в реверсивном выпрямителе, могут быть исключены из схемы. Это становится возможным, как будет видно из нижеприведенных временных диаграмм работы преобразователя, схема которого приведена на рис. 2, при использовании алгоритма раздельного управления вентильными комплектами, входящими в состав реверсивных выпрямителей. При этом импульсы управления на тиристоры подаются только на тот вентильный комплект в составе реверсивного выпрямителя, который в данный момент обеспечивает протекание в нагрузке тока определенного направления. В результате контур уравнительного тока оказывается разомкнутым и этот ток между вентильными комплектами становится невозможен.

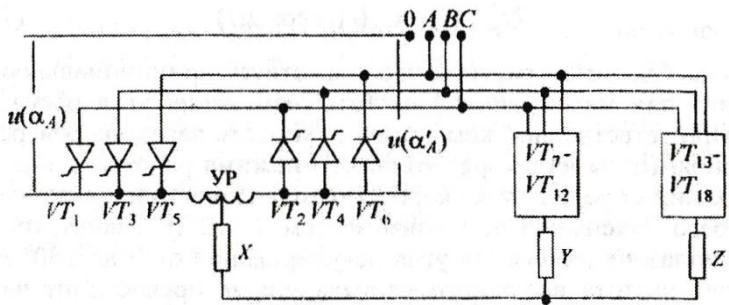


Рис. 2

Схема непосредственного преобразователя частоты на базе трехфазных мостовых схем выпрямителей показана на рис. 3.

В случае общей системы входных напряжений для всех мостовых схем фазы нагрузки преобразователя получаются несвязанными. Для соединения фаз нагрузки в звезду требуется наличие входного трансформатора, обеспечивающего питание вентиляй каждой выходной фазы преобразователя от своей системы вторичных обмоток.

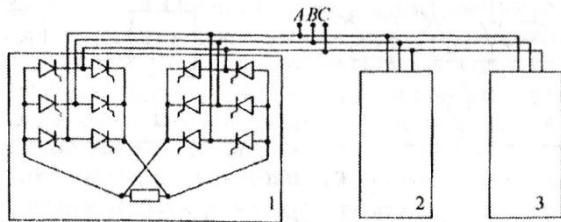


Рис. 3

Из уравнения регулировочной характеристики выпрямителя следует, что выходное напряжение выпрямителя по гладкой составляющей (среднему значению) может меняться при изменении угла регулирования:

$$U_{\text{вых}}^*(t) = C_p(t) = \cos \alpha(t)$$

Здесь необходимо отметить, что существует принципиальное ограничение для максимальной частоты изменения угла регулирования. При естественной коммутации скорость перехода реверсивного выпрямителя из выпрямительного режима работы в инверторный режим определяется скоростью спада кривой напряжения сети от своего максимума до минимума. Значит, при полном диапазоне изменения угла регулирования от 0 до 180° максимальная частота выходного напряжения не превосходит частоты напряжения питающей сети.

Для получения синусоидального выходного напряжения преобразователя частоты форма модулирующей функции должна быть синусоидальной с частотой, определяющей частоту выходного напряжения. Временные диаграммы напряжений вентильных комплектов одной фазы шестипульсного непосредственного преобразователя частоты для этого случая показаны на рис. 4.

Гипотетические выходные напряжения вентильных комплектов по шестипульсным схемам приведены на первых двух диаграммах рис. 4. Они построены при работе условно как бы только одного комплекта - или прямого, или обратного. Реальная кривая выходного напряжения по нагрузке складывается из совокупности участков этих двух напряжений вентильных комплектов, взятых по продолжительности положительной полуволны тока прямого комплекта и отрицательной полуволны тока обратного комплекта реверсивного преобразователя при условии раздельного управления им. На третьей диаграмме показано то уравнительное напряжение, определяемое разностью мгновенных значений напряжений прямого и обратного вентильных комплектов, которое было бы на уравнительном реакторе при его наличии в случае совместного управления.

На последней диаграмме приведены законы изменения углов регулирования а двух вентильных комплектов в случае полного возможного диапазона их изменения.

При работе одной выходной фазы непосредственного преобразователя частоты требуется наличие связи нулевой точки трехфазного входного источника с нулевой точкой звезды нагрузки, как это показано пунктиром на рис. 1. Единичная коммутационная функция Ψ_A , переключаемая по моментам смены полярностей полуволн тока нагрузки, представляется очевидной. Через нее и определена кривая выходного напряжения преобразователя частоты при раздельном управлении в соответствии с равенством

$$u_{\text{вых},X} = u(\alpha_A)\Psi_A - u(\alpha'_A)(1 - \Psi_A)$$

как композиция из кривых выходных напряжений $u(\alpha_A), u(\alpha'_A)$ прямого и обратного вентильных комплектов. Знак минус перед вторым членом обусловлен встречно-параллельным включением по выходу обратного комплекта по отношению к прямому комплекту.

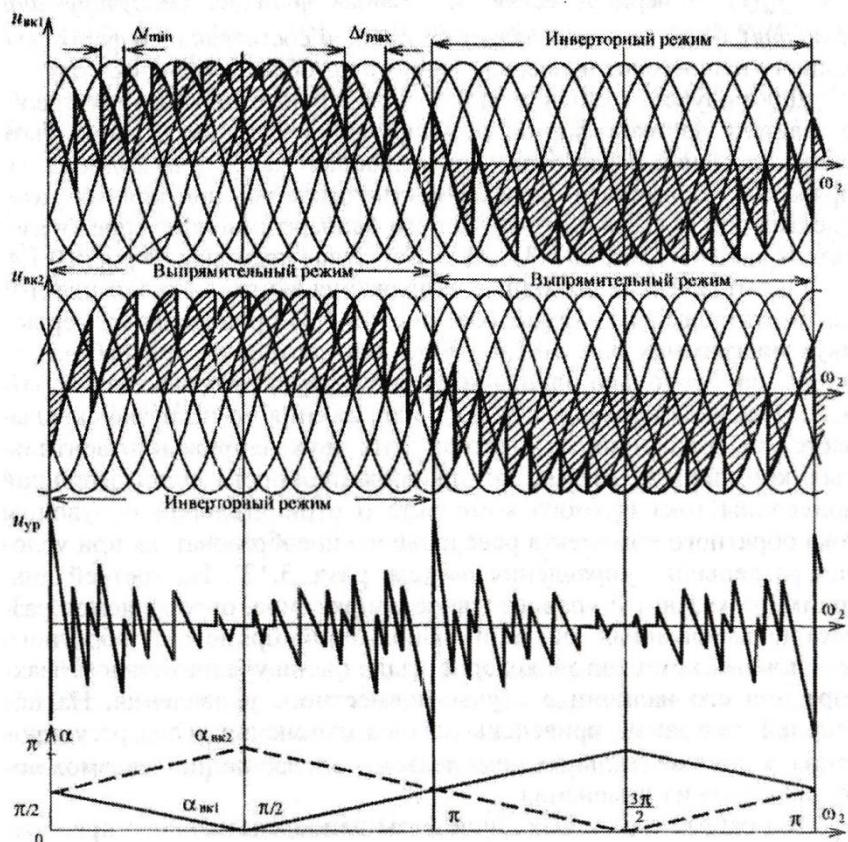


Рис. 4

Кривую мгновенных значений выходного напряжения фазы X преобразователя можно очевидным образом выразить через мгновенные значения входных напряжений преобразователя и коммутационные функции вентилей в виде

$$u_{\text{вых},X} = u_{\text{вх},A}(\Psi_1 + \Psi_2) + u_{\text{вх},B}(\Psi_3 + \Psi_4) + u_{\text{вх},C}(\Psi_5 + \Psi_6).$$

2. Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с полным управлением и циклическим методом формирования кривой выходного напряжения.

Рассмотрение указанного типа непосредственных преобразователей частоты (циклоинверторов) необходимо начать с уточнения терминологии. Помимо приведенного в заголовке названия для преобразователя на вентилях с полным управлением в технической литературе используют еще такие названия: преобразователь частоты с однократной модуляцией, преобразователь частоты с квазиоднолосной модуляцией, преобразователь частоты фазоразностного типа, фазовый демодулятор, матричный

преобразователь, инвертор напряжения с непосредственной связью и другие в зависимости от того, какую особенность такого циклопонвертера принять за доминирующую. Представляется более удобным в названии преобразователя не использовать какую-либо особенность его управления, как это делается сейчас, а сохранить его специфику - непосредственную связь (через вентили) входа и выхода, а особенность управления отмечать добавлением метода формирования кривой выходного напряжения. С учетом этого к циклическому управлению отнесем алгоритмы управления, когда коммутации вентилей в выходных фазах преобразователя осуществляются одновременно, что обеспечивает простоту управления и анализа электромагнитных процессов в преобразователе.

Принципиальные схемы непосредственных преобразователей частоты остаются неизменными при различных алгоритмах формирования их кривых выходных напряжений. Поэтому рассмотрим здесь циклический метод формирования выходного напряжения применительно к прежней схеме 18-вентильного преобразователя, в которой только встречно-параллельные тиристоры заменены на два встречно-параллельно включенных полностью управляемых вентиля, которые, в свою очередь, представлены в схеме преобразователя (рис. 1) условными ключами, способными включаться и выключаться в желаемые моменты времени и позволяющими току проходить через них в любом направлении. Такие ключи с двунаправленной проводимостью на практике реализуются или встречно-параллельным включением двух GTO-тиристоров, или одной из возможных транзисторно-диодных комбинаций. Использование диодов обусловлено необходимостью предотвращения смены полярности транзисторных напряжений на недопустимые для них.

Диаграммы напряжений, токов и управляющих сигналов для ключей циклопонвертера по схеме, показанной на рис. 1, построены на рис. 5. На первой диаграмме приведена трехфазная система входных напряжений, на второй - кривая выходного напряжения фазы А преобразователя, отсчитанного относительно нулевой точки питающей сети. На следующих двух диаграммах показаны условные сигналы управления для ключей K_1, K_3 фазы а преобразователя, определяющие длительность их проводящего состояния на первом интервале T_1 такта T_T .

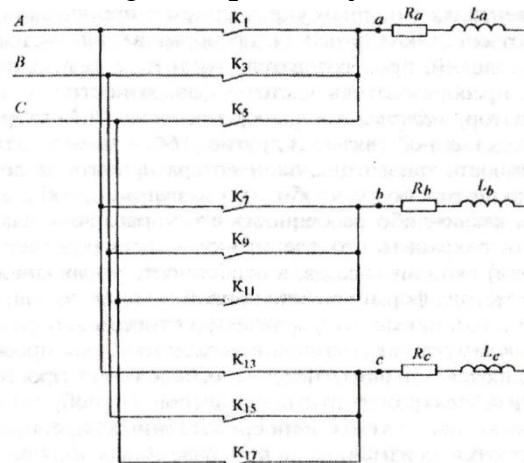


Рис. 5

На последней диаграмме приведены импульсы управления для соответствующих троек ключей $K_1, K_7, K_{13}; K_3, K_9, K_{15}; K_5, K_{11}, K_{17}$, с помощью которых поочередно обеспечивается формирование нулевой паузы в кривой выходного напряжения.

Для изменения величины первой гармоники выходного напряжения преобразователя вводят широтно-импульсное регулирование.

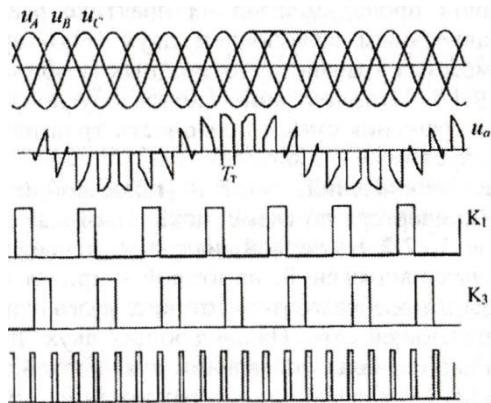


Рис. 6

При однополярной модуляции нулевая пауза в кривой выходного напряжения образуется, как и в инверторе напряжения с ШИР, на втором подынтервале T_2 такта Тт путем подключения всех фаз нагрузки к одной фазе питающей сети, что отразится на кривой входного тока преобразователя, также имеющей нулевые паузы. Это обстоятельство требует включения на входе преобразователя или LC-фильтра, обеспечивающего возможность скачков входного тока, аналогичного входному фильтру выпрямителя с опережающим фазовым регулированием, или устройства сброса энергии из индуктивностей питающей сети LC при обрыве тока в них для исключения перенапряжений. Это устройство сброса состоит из трехфазного диодного мостового выпрямителя, буферного (накопительного) конденсатора C_6 , ячейки поглощения энергии (ЯПЭ).

Ячейка поглощения энергии представляет собой в простейшем случае (при маломощном преобразователе) активное сопротивление, а в случае мощного преобразователя - зависимый инвертор, подключенный к той же питающей сети и возвращающий энергию сброса из конденсатора C_6 снова в сеть. Поскольку зависимый инвертор в ЯПЭ будет работать с углом регулирования β_{min} , потребуется наличие повышающего трансформатора на выходе этого инвертора для согласования уровня напряжения на конденсаторе C_6 с напряжением питающей сети. Мощность этого трансформатора в процентах от входной мощности непосредственного преобразователя частоты определяется напряжением короткого замыкания (в процентах) питающей сети.

При двухполярной модуляции для регулирования величины первой гармоники выходного напряжения непосредственного преобразователя частоты на втором интервале каждого такта вместо нулевой паузы используется подключение фазы нагрузки (выхода преобразователя) к другой фазе питающей сети. В шестипульсном преобразователе это будет фаза питающей сети с напряжением противоположной полярности, в трехпульсном, как на рис. 1, это могут быть предыдущая или последующая фазы питающей сети, как показано для последнего случая на рис. 4. При этом входной ток преобразователя частоты является прерывистым и ослабевает необходимость введения входного фильтра или устройства сброса энергии из индуктивностей сети. Качество выходного напряжения преобразователя тогда будет хуже, чем при однополярной модуляции.

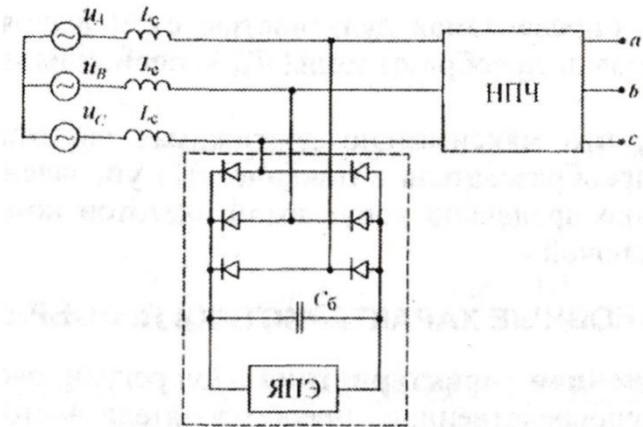


Рис. 7

Математическая модель непосредственного преобразователя частоты будет такой же, как у предыдущего преобразователя частоты, только здесь изменится вид коммутационных функций вентилей, входящих в коммутационные матрицы. При циклическом управлении частота первой гармоники коммутационной функции вентилем отличается от частоты напряжения питающей сети в большую или меньшую сторону. Поэтому частота первой гармоники выходного напряжения преобразователя будет определяться разницей этих частот:

$$f_{\text{вых}} = \frac{1}{T_{\text{вых}}} = \left| \frac{1}{pT_{\text{т}}} - \frac{1}{T_{\text{вх}}} \right| = |f_{\text{упр}} - f_{\text{вх}}|,$$

где $p = qm_2$ - пульсность схемы непосредственного преобразователя частоты, определяемая пульсностью схем выпрямителей, из которых образован преобразователь; $T_{\text{вх}}$ - период входного напряжения.

Очевидно, что максимально достижимая частота выходного напряжения преобразователя с циклическим управлением ограничивается только предельно допустимой частотой коммутации используемых ключей.

3. Непосредственные преобразователи частоты с коэффициентом преобразования по напряжению большие единицы.

Функционально повышающе-понижающий циклопонвертер является специфическим объединением непосредственного преобразователя частоты на вентилях с полным управлением с циклическим методом формирования кривой выходного напряжения и повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения. Схема такого циклопонвертера трехфазного напряжения а однофазное по нулевой схеме показана на рис. 1. Ключи $K_1 - K_3$ работают в режиме ключей непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением и широтно-импульсным регулированием.

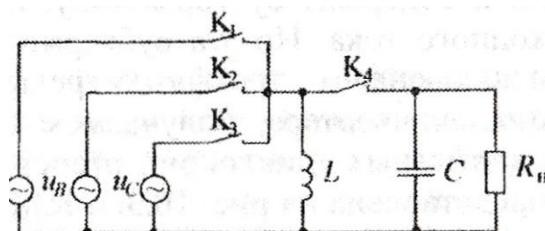


Рис. 1

На рис. 2 показаны импульсы управления этими ключами под временными диаграммами входных напряжений и тока одной из фаз. Ниже показаны импульсы управления ключом K_4 , дополняющие по длительности импульсы ключей $K_1 - K_3$ до

такта T_t . На последней диаграмме приведена форма тока накопительного реактора L и напряжения на накопительном конденсаторе C .

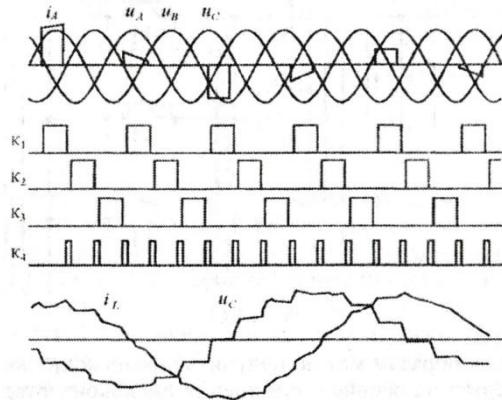


Рис. 2

Таким образом, энергия тока накопительного реактора L циклоделителя передается «порциями» через ключ K_4 в накопительный конденсатор C , обеспечивая при определенных сочетаниях параметров повышение выходного напряжения по сравнению с входным, как в повышающе-понижающем регуляторе переменного напряжения.

Входной ток трехфазно-однофазного циклоделителя, как видно из временной диаграммы, не только является импульсным, но и содержит субгармонику, порождаемую низкой частотой выходного тока. Но эта субгармоника во входном токе может быть исключена в трехфазно-трехфазном повышающе-понижающем циклоделителе, получаемом при объединении трех трехфазнооднофазных циклоделителей. Схема такого преобразователя представлена на рис. 3. Ключи циклоделителя $K_1 - K_3$ в каждой фазе выполнены по схеме, а ключи K_4 - встречечно-параллельным соединением транзисторов и диодов с использованием свойства связности трехфазной нагрузки без нулевого провода. Для получения синусоидального тока в питающей сети из импульсного входного тока циклоделителя включен входной LC-фильтр.

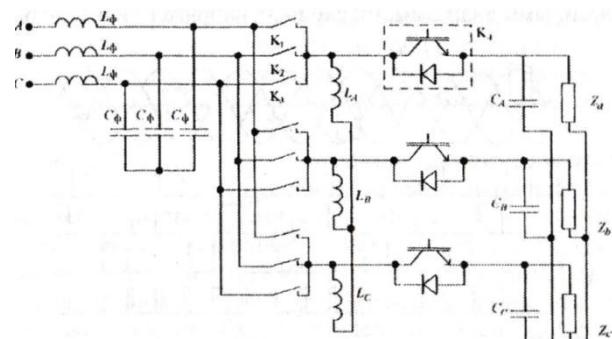


Рис. 3

Подобным образом можно получить повышающе-понижающий циклоделитель на основе объединения циклоделителя с циклическим управлением и повышающе-понижающим регулятором переменного напряжения на базе схемы Кука. Но если в этом регуляторе переменного напряжения входной ток непрерывен, то в образуемом на его основе повышающе-понижающем циклоделителе, показанном на рис. 4, входной ток станет импульсным, так как непрерывный входной ток регулятора будет «роздан» ключами циклоделителя по фазам входного напряжения в виде импульсных токов. Значит, и в этом случае потребуется входной LC-фильтр для обеспечения синусоидального тока в фазах источника питания.

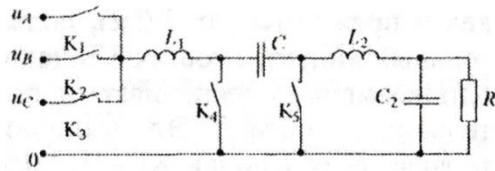


Рис. 4

Тем не менее, можно построить повышающе-понижающий циклопонвертер в интеграции с регулятором на базе схемы Кука, если накопительный реактор L расщепить на три отдельных реактора и вынести их в фазы входного напряжения, при этом сам циклопонвертер выполнить не по нулевой, а по трехфазной мостовой схеме, как показано на рис. 5.

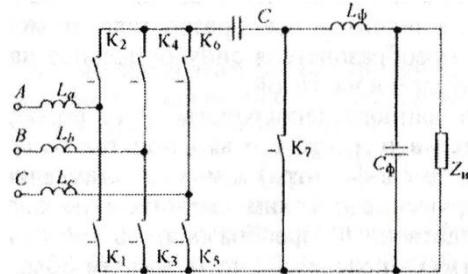


Рис. 5

Если учесть, что ключи $K_1 - K_6$, могут проводить ток в любом направлении, то, по сути, мост на ключах $K_1 - K_6$ эквивалентен встречно-параллельному включению двух трехфазных мостовых схем на вентилях с односторонней проводимостью. Тогда напряжение на выходе моста на ключах $K_1 - K_6$ может иметь любую из двух полярностей в зависимости от того, какими транзисторами ключей (например, VT_1 и VT'_1 в ключе K_1 и когда ими управлять. Таким образом, ключи $K_1 - K_6$ делают возможным питание такого преобразователя от трехфазной сети переменного напряжения, а не постоянного. При этом на первом интервале такта преобразования, как и прежде, должны запасаться энергия в накопительных индуктивностях L в цепи трехфазного переменного тока и одновременно обеспечиваться питание выходной цепи от накопительной емкости C . Это выполняется включением на первом интервале всех ключей $K_1 - K_6$ моста, что приводит к соединению накопительных реакторов в звезду, и подключением конденсатора C к выходной цепи.

На втором интервале такта остаются включенными только три ключа моста ключей $K_1 - K_6$, а именно те из ключей, которые обеспечивают протекание тока в накопительных индуктивностях в прежних направлениях и заданную полярность выходного напряжения моста. При этом включается и ключ K_7 , что приводит к передаче энергии из накопительных реакторов L в накопительный конденсатор C и одновременно питание нагрузки от энергии реактивных элементов выходного $L_\Phi C_\Phi$ - фильтра.

Как было установлено, уровень выходного напряжения регулятора Кука зависит от относительной длительности первого интервала такта, причем достаточно линейно до уровня относительной длительности около 0,7. Тогда, если модулировать указанную относительную длительность по синусоидальному закону с учетом возможности смены знака выходного напряжения моста ключей $K_1 - K_6$, а значит, и преобразователя, то можно сформировать на выходе преобразователя синусоидальное напряжение с заданными амплитудой и частотой.

Особенность данного непосредственного преобразователя частоты заключается в том, что его входной ток будет синусоидальным (без входного LC-фильтра) и может устанавливаться в фазе с питающим напряжением. Таким свойством не обладает никакой другой непосредственный преобразователь частоты при рассмотренных алгоритмах управления, но может им обладать при современных алгоритмах векторного управления.

1.7 Лекция №7 (2 часа).

Тема: «Методы и системы управления вентильными преобразователями»

1.7.1 Вопросы лекции

1. Требования к системам управления.
2. Одноканальная синхронная и асинхронная системы управления.
3. Особенности управления преобразователями с широтно-импульсным регулированием.

1.7.2 Краткое содержание вопросов

1. Требования к системам управления.

Система управления вентильным преобразователем в общем случае должна выполнять следующие функции:

- включение преобразователя и вывод его на заданный режим;
- стабилизацию заданного режима (напряжения, тока, мощности, частоты и т.д.);
- регулирование режима в соответствии с заданием;
- выключение преобразователя;
- защиту преобразователя (аварийное отключение);
- контроль работы преобразователя и при необходимости диагностику неисправностей.

Все эти функции система управления реализует простым способом - изменением моментов включения и выключения вентилей.

Это в свою очередь предъявляет к системе управления три требования.

1. Управляемость моментов включения (выключения) вентилей в необходимых пределах. Для преобразователей на вентилях с неполным управлением (тиристорах) и естественной коммутацией в соответствии с их регулировочными характеристиками в полном диапазоне регулирования следует изменять угол α от 0 до 190° (теоретически) и от 0 до $(180^\circ - \beta_{min})$ (практически) по частоте питающего напряжения. Для преобразователей на вентилях с полным управлением и широтно-импульсными способами регулирования напряжения в соответствии с их регулировочными характеристиками в полном диапазоне регулирования требуется изменение фазы импульсов управления в пределах такта принудительной коммутации с возможным изменением длительности самого такта.

2. Формирование импульса управления прямоугольного вида с крутым передним фронтом и заданной длительностью. Крутой передний фронт (обычно порядка одной микросекунды или менее) необходим для фиксирования момента включения вентилей, имеющих разброс по порогам включения, а также для уменьшения потерь мощности в вентиле при включении из-за его конечной скорости. Требования к длительности импульса управления зависят от типа вентиля и его режима работы в преобразователе. Для тиристоров возможны два вида импульсов управления: «узкие» и «широкие». Длительность «узкого» импульса выбирают из условия обеспечения нарастания тока тиристора до тока удержания, длительность «широкого» импульса - из условия наличия импульса управления на все возможное время протекания тока через тиристор. Для транзисторов необходим «широкий» импульс управления на все время протекания тока в них. Для GTO-тиристоров - два «узких» импульса: в момент включения и в момент выключения (импульс обратной полярности).

Управление «узким» импульсом требует значительно меньшей мощности системы управления, чем управление «широким». Но управление «широким» импульсом является универсальным по допустимым режимам в преобразователе на тиристорах, в то время как при управлении «узким» импульсом возможны дополнительные проблемы в режимах прерывистого тока нагрузки, режимах с вынужденными углами управления.

3. Гальваническая развязка (или согласование) уровней напряжения (низковольтной) системы управления от силовой схемы преобразователя с уровнем напряжения, опасным для человека или системы управления. В преобразователях с рабочими напряжениями, сравнимыми с напряжениями системы управления, гальваническая развязка может отсутствовать.

Возможны два вида гальванической развязки: трансформаторная и оптоэлектронная. При трансформаторной развязке легко реализуется передача «узкого» импульса управления, при этом на вторичной стороне трансформатора устанавливают еще активное балластное сопротивление R_6 , ограничивающее ток в цепи управления вентиля, например тиристора, как показано на рис. 1, а. В то же время передача «широкого» импульса управления через трансформатор затруднена из-за невозможности на практике выполнить трансформатор с малой нижней граничной частотой (герцы) амплитудно-частотной характеристики и одновременно с высоким значением (мегагерцы) верхней граничной частоты (для передачи крутого переднего фронта импульса). Малая нижняя граничная частота трансформатора достигается при большой индуктивности намагничивания трансформатора, а высокая верхняя граничная частота - при малой индуктивности рассеивания обмоток и малых паразитных емкостях обмоток. Эти противоречивые требования в трансформаторе конструктивно несовместимы.

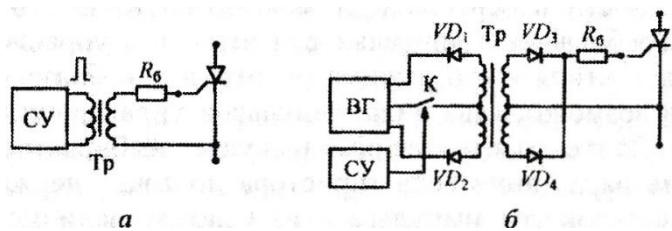


Рис. 1

На практике передача «широкого» импульса через трансформатор заменяется эквивалентной передачей пачки «узких» импульсов с крутыми фронтами и длительностью, равной длительности «широкого» импульса. Одно из возможных решений показано на рис. 1, б. Здесь высокочастотный генератор (ВГ) «узких» импульсов, работающий непрерывно, подключается к трансформатору (Тр) попеременно через диоды VD_1 и VD_2 на время замыкания ключа (К), управляемого от системы управления (СУ), генерирующей «широкий» импульс управления. Трансформатор без искажений передает пачку «узких» импульсов, сохраняя у них крутые фронты и плоские вершины. С помощью выпрямителя на диодах VD_3, VD_4 на вторичной стороне трансформатора в цепи управления формируется неискаженный «широкий» импульс управления (рис. 2).

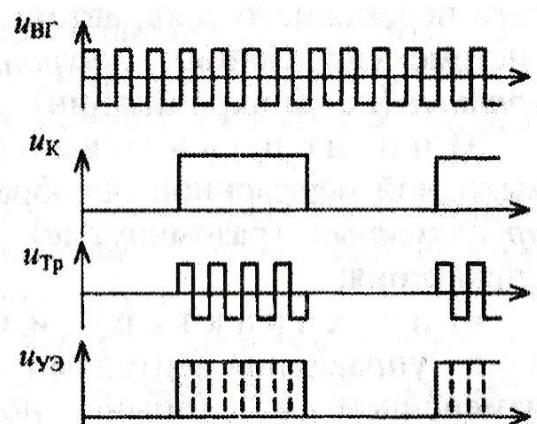


Рис. 2

Оптронная развязка системы управления и силовой схемы преобразователя основана на оптроне, схема которого представлена на рис. 3. Он состоит из светодиода, преобразующего электрический импульс в световой, и фотодиода, преобразующего световой импульс в электрический. Возможно конструктивное объединение оптрона и тиристора в оптронный тиристор. Но предельные электрические параметры оптронных тиристоров примерно на порядок хуже предельных параметров обычных тиристоров, что ограничивает область их применения.

Многообразие систем управления вентильными преобразователями порождается многообразием способов реализации на концептуальном и структурном уровнях первой и главной функции системы управления - функции контроля фаз импульсов управления вентилями. Для обеспечения ориентации в этом множестве систем управления необходимо упорядочить их по следующим классификационным признакам:

1) по числу каналов, в которых производится регулирование фаз импульсов управления вентилями;

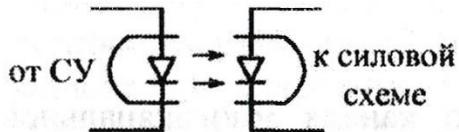


Рис. 3

В одноканальных системах импульсы схеме управления для всех вентилей вырабатываются в одном общем канале, из рис. 3 которого они по очевидной логике распределяются по вентилям. В многоканальных системах импульсы управления на каждый вентиль (или их локальную группу) вырабатываются в своем канале. Достоинством одноканальных систем является отсутствие разброса значений фаз импульсов управления вентилями, присущее многоканальным системам из-за неидентичности параметров каналов при их практической реализации, связанной с разбросом параметров реальных элементов канала. Неидентичность фаз импульсов управления вентилями порождает очевидную некачественность выходной и потребляемой энергий преобразователя. Например, для выпрямителя допустим разброс фаз импульсов управления от вентиля к вентилю не более $1\ldots3^\circ$;

2) по наличию синхронизации импульсов управления с каким-то хронирующим процессом (напряжение питающей сети переменного тока, автономный генератор тактовой частоты в системе управления): синхронные (есть синхронизация) и асинхронные (нет синхронизации) системы управления.

3) по использованию сигнала обратной связи по выходной переменной преобразователя для целей фазосмещения: программные (разомкнутые) и следящие (замкнутые) системы управления;

4) по характеру изменения фазы и м пульсов управления вентилями: системы с плавным (непрерывным) изменением фазы (обычно по умолчанию) и системы с квантованным (скачкообразным) изменением фазы (системы релейного регулирования);

5) по характеру управления во времени вентильными комплектами реверсивных вентильных преобразователей (реверсивных выпрямителей и ШИП, циклопонвертеров): системы совместного управления, когда вентильные комплекты управляются все время, и системы раздельного управления, когда вентильные комплекты управляются по очереди в соответствии с полярностью полуволны выходного тока преобразователя.

2. Одноканальная синхронная и асинхронная системы управления.

Недостаток многоканальной системы управления вертикального типа связан с наличием разброса значений фаз импульсов управления от канала к каналу из-за неидентичности характеристик каналов, выполненных на реальных элементах, параметры

которых подвержены разбросу и дрейфу во времени и по температуре. От этого недостатка свободна одноканальная система управления, в которой импульсы управления всеми вентилями вырабатываются в общем канале при одинаковых условиях и затем распределяются по вентилям. Блок-схема одного из вариантов такой системы управления приведена на рис. 2.

Здесь генератор опорного напряжения имеет пилообразную форму, запускается по моментам, соответствующим точкам естественной коммутации трехфазной системы питающих напряжений. Длительность рабочего участка пилы опорного напряжения получается равной шестой части периода сетевого напряжения.

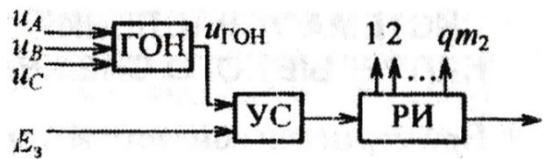


Рис. 4

Устройство сравнения вырабатывает на выходе импульсы в моменты сравнения опорного и задающего E_3 напряжений. Частота этих импульсов здесь в шесть раз выше частоты сетевого напряжения. Распределитель импульсов (РИ) последовательно направляет эти импульсы поочередно в каждый из своих шести выходов так, что на каждом появляется один импульс за период сетевого напряжения.

Итак, очевидно, что искажения линейности пилы опорного напряжения и дрейф порога срабатывания устройства сравнения одинаково скажутся на фазе всех импульсов управления и не приведут к разбросу значений угла регулирования от вентиля к вентилю.

Для расширения диапазона регулирования угла α , который в рассмотренном случае равен только 60° , необходимо последовательно включать несколько каскадов такой системы управления. Для этого импульсы управления с выхода устройства сравнения первого каскада запускают генератор опорного напряжения второго каскада системы управления. Пилообразное напряжение этого генератора сравнивают в устройстве сравнения второго каскада с тем же напряжением задания, в результате чего получают новую последовательность импульсов шестикратной частоты по отношению к частоте сети, имеющую удвоенное значение фазы импульсов управления по сравнению с импульсами управления первого каскада системы. Затем они распределяются по вентилям, если достижимый при этом максимальный угол регулирования, а в 120° достаточен для управления, или подаются в третий каскад системы, если необходимо регулирование до 180° .

В связи с увеличением сложности структуры такой одноканальной системы управления ее реализацию рационально выполнять не в аппаратном, а в программном виде, т.е. в микропроцессоре.

При вертикальном методе управления в разомкнутой системе с преобразователем на вентилях с неполным управлением среднее значение выпрямленного напряжения выпрямителя определялось в функции задаваемого угла регулирования, а по расчетному соотношению регулировочной характеристики:

$$U_{d\alpha} = \frac{qm_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{qm_2} U'_2 \cos \alpha.$$

Но данное уравнение для идеального выпрямителя получено при следующих допущениях:

- напряжение питающей сети имеет синусоидальную форму с неизменной амплитудой;
- угол коммутации отсутствует, так как трансформатор идеальный;
- вентили идеальные;

- выпрямленный ток непрерывный.

В реальном выпрямителе имеют место отклонения от этих допущений, которые можно рассматривать как возмущения. Особенно заметно влияют два следующих возмущения: изменения напряжения питающей сети, прямо пропорционально изменяющие выпрямленное напряжение, и изменения нагрузки, приводящие к возникновению режима прерывистого тока в ней, когда резко меняется среднее значение выпрямленного напряжения. В результате и регулировочная, а вследствие этого и передаточная характеристики размываются в область неопределенности для случая синусоидального опорного напряжения.

Ослабить или устраниить указанный недостаток разомкнутого алгоритма управления вертикального типа можно двумя путями. Прежде всего, используют принцип регулирования по возмущению. Для этого необходимо измерять каждое возмущение и вводить коррекцию в опорное напряжение или напряжение задания. Обычно таким способом нейтрализуют влияние изменения амплитуды напряжения питающей сети и реже - изменение нагрузки в режиме прерывистого тока. Другой принцип - это регулирование по отклонению, осуществляемое замыканием выпрямителя с системой управления по постоянной составляющей выпрямленного напряжения (тока). Но большая инерционность фильтра в цепи обратной связи, отделяющего постоянную составляющую от пульсаций выпрямленного напряжения, делает инерционным выпрямитель и затрудняет обеспечение его устойчивости.

Более радикальным решением для получения линейной передаточной характеристики выпрямителя является переход от алгоритмов управления по разомкнутому принципу к алгоритмам управления по замкнутому принципу, т. е. к управлению по принципу слежения.

Блок-схема одноканальной асинхронной системы управления непрерывного слежения показана на рис. 5. Здесь новыми элементами являются регулятор (P) (в простейшем случае типа интегрального) и цепь обратной связи, в простейшем случае представляющая собой резистивный делитель напряжения с коэффициентом передачи K_{oc} для получения сигнала обратной связи иж, пропорционального выпрямленному напряжению (току, если стоит задача регулировать выпрямленный ток). Два сигнала постоянного напряжения - U_1 и U_2 - предназначены, как будет показано ниже, для повышения устойчивости работы системы.

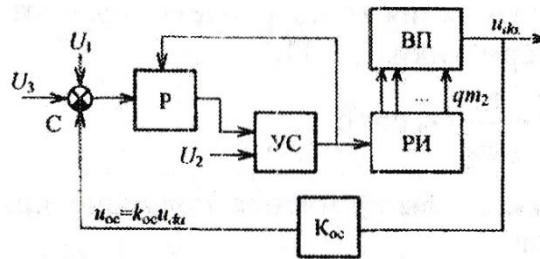


Рис. 5

Идея управления по принципу слежения основана на обеспечении равенства среднего значения сигнала обратной связи, пропорциональному выпрямленному напряжению, среднему значению напряжения задания на интервале между последней с углом α_n и очередной с углом управления α_{n+1} коммутациями в выпрямителе. Это и позволяет выпрямленному напряжению оперативно отслеживать изменение напряжения задания. Формальная запись равенства указанных средних значений приводит к следующему выражению для определения момента включения очередного вентиля α_{n+1} :

$$\left(\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n \right)^{-1} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} K_{oc} u_{d\alpha} d\vartheta =$$

$$= \left(\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n \right)^{-1} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} u_3 d\vartheta.$$

Объединяя интегралы, получаем

$$\int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} (K_{oc} u_{d\alpha} - U_3) d\vartheta = 0.$$

Из этого выражения вытекает алгоритм работы системы управления, а именно: из сигнала обратной связи необходимо вычесть сигнал задания, результат проинтегрировать и в момент равенства интеграла нулю выработать очередной импульс управления.

Поскольку в установившемся режиме $\alpha_{n+1} = \alpha_n$, при добавлении сигналов постоянного напряжения U_1 и U_2 выражение (12.4.2) преобразуется к такому виду:

$$\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha} (K_{oc} u_{d\alpha} - U_3 - U_1) d\vartheta = -U_2$$

Для того чтобы равенство не нарушалось, соотношение между напряжениями U_1 и U_2 , должно иметь вид

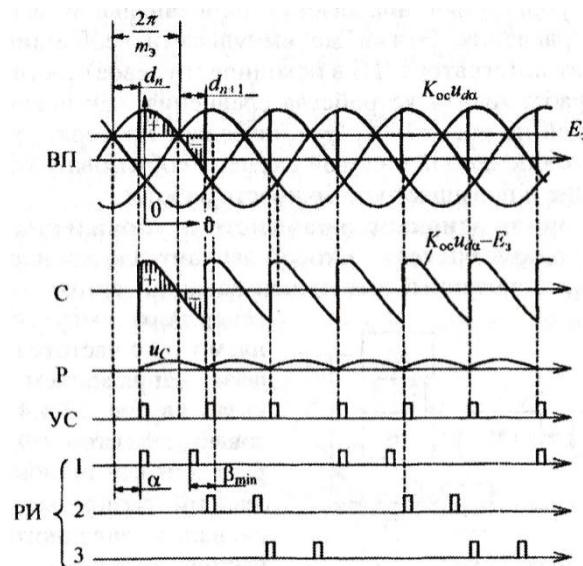


Рис. 6

$$\frac{2\pi}{qm_2} U_1 = U_2.$$

Из соотношений при $U_3 = 0$ и выключенных вентилях выпрямителя ($u_{d\alpha} = 0$) вытекает, что система управления, интегрируя постоянное напряжение U_1 генерирует пилообразное напряжение (левая часть уравнения), которое в моменты сравнения с напряжением U_2 (правая часть уравнения) генерирует импульсы управления аналогично

одноканальной вертикальной системе управления. Этими же импульсами необходимо обеспечить возврат интегратора (И) в исходное (нулевое) состояние после каждого срабатывания устройства сравнения, как показано штриховой линией на рис. 6. Это позволяет проверять работу системы при выключенном силовой схеме преобразователя, облегчает ее включение и повышает устойчивость работы.

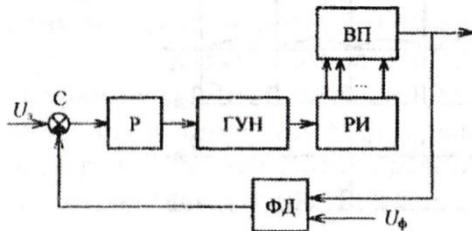


Рис. 7

Асинхронная одноканальная система управления с фазовой автоподстройкой частоты. Второй вариант асинхронной системы управления, основанный на использовании автоколебательного генератора импульсов, управляемого по частоте (а значит, и фазе) напряжением (ГИ), показан на рис. 7. Здесь фазовый детектор (ФД) формирует сигнал ошибки, определяемый разностью фаз двух сигналов: заданного U_ϕ и на выходе вентильного преобразователя. Такими сигналами с фазовой информацией могут быть заданное и фактическое время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристоров зависимого инвертора, или резонансная и фактическая частоты напряжений резонансного инвертора и т.п.

В простейшем случае на вход сумматора (С) подаются сигнал задания U_3 , определяющий среднее значение выходного напряжения выпрямителя, и фактическая величина этого напряжения.

3. Особенности управления преобразователями с широтно-импульсным регулированием.

Широтно-импульсное регулирование выходного напряжения (тока) преобразователей на вентилях с полным управлением присуще следующим видам преобразователей:

- постоянного напряжения в постоянное;
- постоянного напряжения в переменное;
- регуляторам переменного напряжения в переменное;
- непосредственным преобразователям частоты с циклическим управлением или с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы.

По сути дела, при широтно-импульсном регулировании постоянного или переменного напряжений необходимо изменять соотношения длительностей проводимости двух вентиляй, сохраняя сумму этих двух длительностей неизменной или регулируемой. Фактически это означает, что система управления должна обеспечить сдвиг фазы импульсов одной последовательности относительно импульсов другой последовательности с той же частотой следования (постоянной или регулируемой). Первым очевидным после изучения решением этой задачи является использование вертикального метода управления. При этом из определения вида систем управления опускается в общем случае понятие «синхронная», так как для преобразователя постоянного напряжения в постоянное синхронизировать управление не с чем.

Для определения вида передаточной характеристики преобразователя постоянного напряжения в постоянное с ШИР необходимо учесть линейность регулировочных характеристик таких широтно-импульсных преобразователей для однополярной и двуполярной модуляций. С другой стороны, зависимость относительной длительности

импульсов управления от сигнала задания при вертикальном методе управления имеет линейный характер при пилообразной форме опорного напряжения и синусоидальный - при гармонической. Тогда очевидно, что передаточная характеристика ШИП на идеальных элементах будет линейной при пилообразной форме опорного напряжения и синусоидальной - при гармонической.

Таким образом, здесь зависимость передаточной характеристики ШИП от формы опорного напряжения получилась обратной по сравнению с этой зависимостью управляемого выпрямителя. Структура системы управления ШИП очевидна (рис. 8, а), диаграммы ее работы приведены на рис. 8, б для случая однополярной ШИР, реализуемой в схемах транзисторных ШИП. Так как транзистор требует наличия широкого импульса управления (на все время своей проводимости), теперь устройство сравнения должно фиксировать не просто момент сравнения входных сигналов, а все время превышения одного сигнала над другим. Вид пилы опорного напряжения определяет характер широтно-импульсного регулирования: регулирование положения переднего фронта импульса при нарастающей пиле, заднего фронта - при спадающей пиле, обоих фронтов - при симметричной (треугольной) пиле. При этом импульс K_1 обеспечивает управление транзистором, формирующим

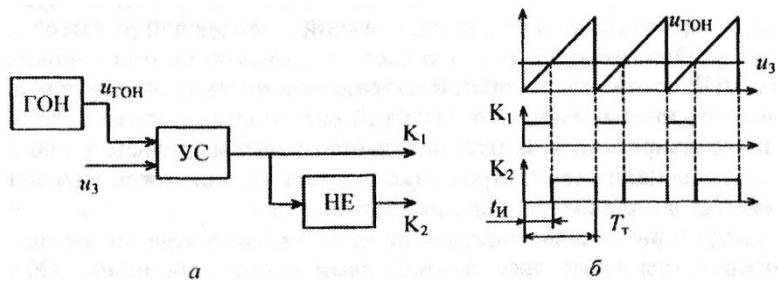


Рис. 8

импульс напряжения на нагрузке, а импульс K_2 - управление транзистором, формирующим нулевую паузу напряжения на нагрузке.

Здесь регулировочная характеристика ШИП будет лежать в первом квадранте. При отрицательном импульсе однополярной ШИР (ОШИР) на нагрузке регулировочная характеристика будет лежать в третьем квадранте. Для получения регулировочной характеристики при двухполярной ШИР-ДШИР, проходящей через первый и третий квадранты, опорное напряжение, очевидно, должно быть двухполярным.

Регулятор переменного напряжения с ШИР будет иметь также линейные регулировочную и передаточную характеристики, поскольку частота коммутации при ШИР обычно более чем на два порядка превышает частоту напряжения питающей сети и отдельные импульсы в кривой напряжения можно практически принять как прямоугольные, как и в рассмотренном выше случае.

Регуляторы переменного напряжения повышающе-понижающего типов будут иметь передаточные характеристики, подобные их регулировочным характеристикам, так как в вертикальной системе управления с пилообразным опорным напряжением относительная длительность импульсов управления пропорциональна его напряжению. Подобным образом обстоит дело и с передаточной характеристикой в повышающе-понижающем непосредственном преобразователе частоты.

Наконец, в непосредственном преобразователе частоты с циклическим методом формирования выходного напряжения передаточная характеристика будет нелинейной и зависящей от выходной частоты. Это связано с тем, что частота коммутации при однократном ШИР сравнима с частотой напряжения питающей сети, так как только ее превышение над частотой сети определяет частоту выходного напряжения. В результате отдельные импульсы в кривой выходного напряжения промодулированы кривой питающего напряжения и мало похожи на прямоугольные.

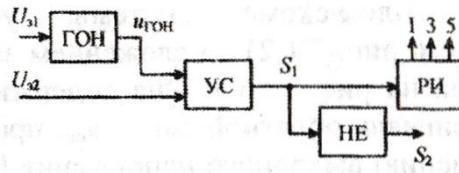


Рис. 9

Структуры систем управления обоими рассмотренными выше непосредственными преобразователями частоты подобны. Обобщенная структура системы управления ими показана на рис. 9. Здесь генератор опорного напряжения пилообразной формы регулируется по частоте первым сигналом задания U_{31} . Второй сигнал задания U_{32} сравнивается в устройстве сравнения с опорным напряжением и формирует импульсы на включение вентилей, через которые напряжение сети прикладывается к нагрузке. Распределяются эти импульсы из общего канала по трем вентилям одной выходной фазы преобразователя с помощью распределителя импульсов.

1.8 Лекция №8 (2 часа).

Тема: «Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники»

1.8.1 Вопросы лекции

1. Содержание проблемы электромагнитной совместимости.
2. Качество электрической энергии в сетях общего пользования.
3. Помехоустойчивость электротехнических и электронных технических систем с устройствами силовой электроники.

1.8.2 Краткое содержание вопросов

1. Содержание проблемы электромагнитной совместимости.

Проблемы электромагнитной совместимости вентильных преобразователей с техносферой и биосферой являются составными частями актуальных экологических проблем, так как обусловлены электромагнитными «загрязнениями» среды. Первоначально проблема электромагнитной совместимости возникла в радиотехнике как проблема «засорения» эфира. Там электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств определяется способностью этих средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации при воздействии непреднамеренных радиопомех и не создавать недопустимых радиопомех другим средствам. Таким образом, здесь на первом месте информационный аспект электромагнитной совместимости полезного сигнала и радиопомех (шума) - существование их без потерь или искажения информации, содержащейся в радиосигнале, и связан он в основном с проблемой индуцированных (наведенных) помех от электромагнитного поля.

Очевидны два пути распространения электромагнитных помех: индуктивный (через излучение электромагнитного поля) и кондуктивный (по проводам), хотя они взаимосвязаны и можно говорить только о доминировании того или иного явления в работе энергетических или информационных устройств.

Позднее эта проблема стала актуальной и для электроэнергетики как проблема «засорения» электрических сетей при кондуктивном сопряжении с ними (по проводам) получивших широкое распространение вентильных преобразователей и других нелинейных нагрузок, являющихся источниками высших гармоник и субгармоник тока, т.е. гармоник с частотой, ниже частоты напряжения питающей сети.

Хотя в словосочетании «электромагнитная совместимость» каждое слово в отдельности понимается обычно правильно, смысл словосочетания не всегда представляется ясно, хотя оно подобно по сути словосочетанию «человеческая

совместимость в любом коллективе с ограниченными ресурсами». Под электромагнитной совместимостью электротехнического оборудования понимается его способность нормально функционировать при наличии непреднамеренных кондуктивных (из питающей сети) и индуктивных (из окружающей среды) электромагнитных помех и при этом не создавать недопустимых помех для питающей сети и окружающей среды. Отсюда видны три вида проблем электромагнитной совместимости (ЭМС):

- во-первых, качество электрической энергии питающей сети и обратное влияние вентильных преобразователей на сеть;
- во-вторых, резистентность (помехоустойчивость) прежде всего управляющей части вентильных преобразователей к кондуктивным и индуцированным электромагнитным помехам из окружающей среды или, в общем, проблема помехоустойчивости;
- в-третьих, эмиссия вентильными преобразователями электромагнитных помех в окружающую среду.

Содержание проблемы электромагнитной совместимости.

Первая ее составляющая - проблема качества электрической энергии - условно разделяется на три подпроблемы:

- определение набора показателей качества электрической энергии и установление для них обоснованных норм (числовых значений), позволяющих рассчитывать ущерб от некачественного электроснабжения;
- определение способов учета негативного обратного влияния токов потребителей, особенно нестационарных и нелинейных, на качество напряжения в питающей сети;
- определение путей выявления потребителей, оказывающих недопустимое обратное влияние на качество напряжения в сети.

Вторая составляющая проблемы ЭМС - проблема помехоустойчивости электронных систем управления вентильными преобразователями как составная часть общей проблемы помехоустойчивости электротехнических, электронных и радиоэлектронных систем, разделяется на проблему кондуктивной помехоустойчивости и проблему индуктивной помехоустойчивости в зависимости от места появления помехи: в сети или в пространстве. Кондуктивные помехи, в свою очередь, разделяют на следующие виды, по каждому из которых вводятся свои нормы и проводится тестирование оборудования на устойчивость:

- наносекундные импульсные помехи;
- микросекундные импульсные помехи большой энергии;
- динамические изменения напряжения электропитания (провалы, прерывания, выбросы);
- колебательные затухающие помехи (одиночные и повторяющиеся);
- кондуктивные помехи, наведенные радиочастотным электромагнитным полем;
- контактные электростатические разряды (условно).

Индуктивные помехи разделяют также на отдельные виды, по которым проводятся испытания технических систем на помехоустойчивость:

- воздушные электростатические разряды (условно);
- радиочастотное электромагнитное поле;
- магнитное поле промышленной частоты
- импульсное магнитное поле.

На каждый вид электромагнитных помех имеется свой государственный стандарт (ссылки на них приведены выше). Кроме того, имеются еще стандарты на отдельные виды технических систем, которые должны подвергаться испытаниям на помехоустойчивость по укрупненному в них набору кондуктивных и индуктивных помех с нормами, может быть, несколько отличающимися от норм стандартов на конкретные виды электромагнитных

помех. Существуют имеющие отношение к силовой электронике стандарты на устойчивость технических систем:

- технических средств, применяемых в промышленных зонах;
- технических средств, применяемых в жилых, коммерческих зонах и производственных зонах с малым энергопотреблением;
- оборудования информационных технологий;
- светового оборудования;
- электрического оборудования для измерения, управления и лабораторного применения;
- систем электрического привода с регулируемой скоростью вращения.

Параллельно с проблемой индуктивной устойчивости технических систем здесь уместно рассмотреть и предельно допустимые уровни воздействий на людей электромагнитных излучений. Эти уровни установлены не только ГОСТами для промышленных предприятий, но и санитарными нормами и правилами и в технической литературе прежде не приводились.

Третья составляющая общей проблемы ЭМС - проблема помехоэмиссии техническими системами электромагнитных помех также двух видов: кондуктивных и индуктивных. При этом кондуктивные помехи характеризуются уровнями напряжения или тока, наведенными индустриальными радиопомехами, а индуктивные помехи - уровнем электромагнитного поля. Терминология и процедура сертификационных испытаний на электромагнитную совместимость закреплены стандартами.

Ниже рассмотрены основные положения государственных стандартов по всем обозначенным проблемам ЭМС. Хотя первый стандарт по качеству электрической энергии был принят в России еще в 1967 г., большинство вышеуказанных стандартов по помехоустойчивости и помехоэмиссии введено в России впервые в 2000 - 2001 гг., созданы они на базе стандартов Международной электротехнической комиссии (МЭК) и европейской комиссии (СИСПР) в начале и середине 90-х годов.

2. Качество электрической энергии в сетях общего пользования.

Показатели качества электрической энергии и их числовые нормы в электрических сетях систем электроснабжения общего назначения переменного трехфазного и однофазного тока частотой 50 Гц определяет ГОСТ 13189-97 в точках общего присоединения (ТОП), т. е. в точках, к которым присоединяются приемники электрической энергии или электрические сети, находящиеся в собственности различных потребителей.

Нормы качества электроэнергии устанавливаются для кондуктивных электромагнитных помех и являются обязательными для всех режимов работы систем электроснабжения, кроме режимов, обусловленных:

- исключительными погодными условиями и стихийными бедствиями (ураган, наводнение, землетрясение и т.п.);
- непредвиденными ситуациями, вызванными действиями стороны, не являющейся энергосберегающей организацией и потребителем электроэнергии (пожар, взрыв, военные действия и т.п.);
- условиями, регламентированными государственными органами управления, а также связанными с ликвидацией последствий, вызванных исключительными погодными условиями и непредвиденными обстоятельствами.

Стандарт принят Межгосударственным Советом по стандартизации, метрологии и сертификации, включающим республики Армению, Беларусь, Казахстан, Кыргызстан, Молдову, Российскую Федерацию, Таджикистан, Туркменистан и Узбекистан. Стандарт соответствует международным стандартам МЭК 868, МЭК 1000-3-2, МЭК 1000-3-3, МЭК 1000-4-1 и публикациям МЭК 1000-2-1, МЭК 1000-2-2 по уровням электромагнитной

совместимости в системах электроснабжения и методам измерения электромагнитных помех.

Установлены два вида норм качества электрической энергии -нормальные и предельно допустимые. Подлежат нормированию показатели качества электрической энергии (КЭ), характеризующие следующие виды его нарушения:

1. Отклонение напряжения ΔU . Под ним понимается разность номинального действующего значения междуфазного (фазного) напряжения и установившегося (более 1 мин) действующего фактического напряжения. Нормально и предельно допустимые значения нормы установившегося отклонения напряжения ΔU равны соответственно ± 5 и ± 10 % от номинального напряжения электрической сети.

2. Колебания напряжения, которые характеризуются следующими показателями - размахом изменения напряжения δU_t , и дозой фликера P_t . Для их определения используют понятие огибающей среднеквадратичных значений напряжения - ступенчатой временной функции, образованной среднеквадратичными значениями напряжения, дискретно определенными на каждом полупериоде напряжения основной частоты. Размах изменения напряжения находится по разнице соседних уровней огибающей среднеквадратичных значений напряжения и характеризуется еще и частотой повторения изменения напряжения $F_{\delta U_t}$ или интервалом между изменениями напряжения $\Delta t_i, t_{i+1}$.

Вторая характеристика колебаний напряжения, как сказано выше, есть доза фликера. Фликер определен как субъективное восприятие человеком колебаний светового потока искусственных источников освещения, вызванных колебаниями напряжения в электрической сети, питающей эти источники. Доза фликера - это мера восприимчивости человека к воздействию фликера за установленный промежуток времени. Для определения дозы фликера сначала рассчитывают время восприятия фликера t_f в секундах для каждой кривой относительного изменения напряжения

$$t_f = 2,3(Fd_{\max})^{3/2}$$

где d_{\max} - максимальное отклонение напряжения от номинального в процентах; F - коэффициент приведения, зависящий от вида кривых изменения напряжения, которые приведены в стандарте.

3. Помехоустойчивость электротехнических и электронных технических систем с устройствами силовой электроники.

Под устойчивостью к электромагнитным помехам понимают способность технического средства сохранять заданное качество функционирования при воздействии на него внешних помех с регламентируемыми значениями параметров в отсутствие дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия или построения технического средства. При этом под электромагнитной помехой подразумеваются электромагнитное явление или процесс, которые снижают или могут снизить качество функционирования технических средств,

В связи с большим разнообразием технических систем, много вариантностью возможных видов электромагнитных помех в условиях применения технической системы, различием требований к прогнозируемой реакции технической системы на воздействие помех все возможные множественные ситуации упорядочивают в конечное число типовых ситуаций по следующим факторам.

Прежде всего унифицируют «болевые точки» технической системы в плане воздействия помех, которые называют портами и которые являются границей или заставой между технической системой и внешней электромагнитной средой (зажим, разъем, клемма, стык связи и т.п.).

Во-вторых, определяют типичные виды электромагнитных помех кондуктивного плана:

- наносекундные импульсные помехи;

- микросекундные импульсные помехи большой мощности;
- динамические изменения напряжения (провалы, прерывания, выбросы напряжения сети);
- наведенные радиочастотным электромагнитным полем (150 кГц...80 МГц);
- электростатические разряды контактные;
- колебательные затухающие помехи.

Кроме того, определяют электромагнитные помехи индуктивного плана:

- электростатические разряды воздушные;
- магнитные поля звуковых частот;
- импульсные магнитные поля;
- радиочастотные электромагнитные поля (80...1000 МГц).

В-третьих, различают до пяти степеней жесткости испытаний

технической системы на помехоустойчивость в зависимости от величины (мощности) электромагнитной помехи, создаваемой при испытании, чем дифференцируются различные условия эксплуатации технических систем.

В-четвертых, результаты испытаний классифицируются на основе следующих критериев функционирования технической системы в условиях помех:

- А - нормальное функционирование;

- В - временное ухудшение качества функционирования с восстановлением без вмешательства оператора при исчезновении помехи;

- С - временное ухудшение качества функционирования, требующее вмешательства оператора для восстановления нормального функционирования после исчезновения помехи;

- Д - постоянное ухудшение качества функционирования или прекращение функционирования без восстановления из-за возникшего повреждения.

В связи с очевидной сложностью анализа проблем электромагнитной совместимости нормы на все виды помех установлены на статистической основе, в соответствии с которой не менее 80% серийно изготовленных технических систем отвечают нормам с достоверностью не менее 80%.

Для получения представления об этих нормах кратко рассмотрим их применительно ко всем перечисленным видам кондуктивных и индуктивных электромагнитных помех, по которым проводятся испытания на помехоустойчивость.

Наносекундными импульсными помехами с фронтом 5 нс и длительностью импульса 150 нс действуют на порты электропитания и порты сигналов вход-выход с напряжением 0,25...4 кВ в зависимости от уровня жесткости испытаний и вида технической системы. Микросекундные импульсные помехи такого же диапазона максимального напряжения должны иметь крутой передний фронт порядка 1 мкс и длительность импульса 50 мкс. Устойчивость к динамическим изменениям напряжения питания проверяется по следующим возмущениям: а) провалам (просадкам) напряжения на 30 % от номинального в течение от 10 до 100 периодов в зависимости от жесткости испытаний; б) выбросам (превышениям) напряжения (над номинальным) на 20 % в том же временном интервале; в) полному прерыванию напряжения в течение от 1 до 25 периодов. Норма устойчивости к кондуктивным помехам, наведенным радиочастотным электромагнитным полем в диапазоне частот 150 кГц...80 МГц, равна 120... 140 дБ (относительно 1 мкВ/м). Норма устойчивости к колебательным затухающим помехам частотой 100 кГц и 1 МГц, одиночным (2...3 периода) и повторяющимся (длительностью от 2 с) равна 0,5...4 кВ при подаче их по схеме «провод порта - земля», и 0,25...2 кВ при приложении помехи к «провод - провод».

Норма устойчивости к магнитному полю промышленной частоты в зависимости от жесткости испытаний меняется в диапазоне 1100 А/м при непрерывном магнитном поле и 300... 1000 А/м при кратковременном поле длительностью 1 ...3 с. Норма

устойчивости к импульсному магнитному полю меняется в диапазоне 100...1000 А/м при воздействии импульса длительностью 16 мкс с передним фронтом 6,4 мкс.

Норма на электростатический разряд, контактный по порту корпуса, до 4 кВ и до 8 кВ для воздушного разряда. Норма по помехоустойчивости на напряженность испытательного поля равна 1...10 В/м в частотном диапазоне поля 80...1000 МГц, модулированного на 80 % частотой 1 кГц.

Все технические системы разделены на укрупненные виды [89], для каждого из которых, как правило, имеется свой стандарт, определяющий набор характерных для него электромагнитных помех при испытаниях на помехоустойчивость. Такими техническими системами, примыкающими к силовой электронике, являются:

- электрическое оборудование измерения, управления и лабораторного применения;
- системы электропривода с регулируемой скоростью вращения;
- профессиональная аудио-, видео-, аудиовизуальная аппаратура и аппаратура управления световыми приборами для зрелищных мероприятий;
- измерительные реле и устройства защиты;
- системы бесперебойного питания.

2. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОВЕДЕНИЮ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ

2.1 Практическое занятие №1 (2 часа).

Тема: Динамические характеристики силовых диодов

2.1.1 Задание для работы: рассмотреть переходные процессы в полупроводниковых диодах

2.1.2 Краткое описание проводимого занятия:

При быстрых изменениях напряжения на полупроводниковом диоде на основе обычного р-п перехода значение тока через диод, соответствующее статической вольт-амперной характеристике, устанавливается не сразу. Процесс установления тока при таких переключениях обычно называют переходным процессом. Переходные процессы в полупроводниковых диодах связаны с накоплением неосновных носителей в базе диода при его прямом включении и их рассасывании в базе при быстром изменении полярности напряжения на диоде. Так как электрическое поле в базе обычного диода отсутствует, то движение неосновных носителей в базе определяется законами диффузии и происходит относительно медленно. В результате кинетика накопления носителей в базе и их рассасывание влияют на динамические свойства диодов в режиме переключения.

Рассмотрим изменения тока I при переключении диода с прямого напряжения U на обратное напряжение. На рисунке 1 показаны эпюры изменения напряжения и тока на диоде.

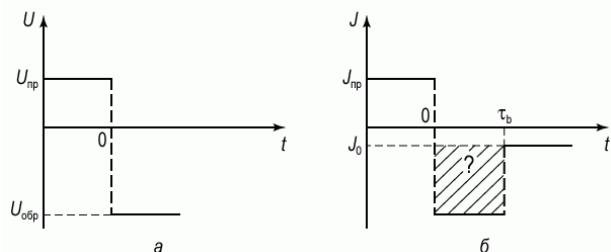


Рис. 1. Эпюры изменения напряжения и тока при переключении диода:
а) напряжение; б) ток

В стационарном случае величина тока в диоде описывается уравнением $J = J_0 (e^{\beta V_0} - 1)$. После завершения переходных процессов величина тока в диоде будет равна J_0 .

Рассмотрим кинетику переходного процесса, то есть изменение тока р-п перехода при переключении с прямого напряжения на обратное. При прямом смещении диода на основе несимметричного р-п перехода происходит инжекция неравновесных дырок в базу диода.

Изменение во времени и пространстве неравновесных инжектированных дырок в базе описывается уравнением непрерывности:

$$\frac{dp}{dt} + \frac{p - p_{n0}}{\tau_p} = D_p \frac{d^2 p}{dx^2}. \quad (1)$$

В момент времени $t = 0$ распределение инжектированных носителей в базе определяется из диффузационного уравнения и имеет вид:

$$p(x) = (p_{n1} - p_{n0}) e^{-\frac{x}{\tau_p}} + p_{n0}. \quad (2)$$

Из общих положений ясно, что в момент переключения напряжения в диоде с прямого на обратное величина обратного тока будет существенно больше, чем тепловой ток диода. Это произойдет потому, что обратный ток диода обусловлен дрейфовой компонентой тока, а ее величина в свою очередь определяется концентрацией неосновных носителей. Эта концентрация значительно увеличена в базе диода за счет инжекции дырок из эмиттера и описывается в начальный момент уравнением (2).

С течением времени концентрация неравновесных носителей будет убывать, следовательно, будет убывать и обратный ток. За время t_2 , называемое временем восстановления обратного сопротивления или временем рассасывания, обратный ток придет к значению, равному тепловому току.

Для описания кинетики этого процесса запишем граничные и начальные условия для уравнения (1) в следующем виде.

В момент времени $t = 0$ справедливо уравнение (2). При установлении стационарного состояния в момент времени $t \rightarrow \infty$ стационарное распределение неравновесных носителей в базе описывается соотношением: $p = p_{n0}(1 - e^{-\frac{x}{\tau_p}})$.

Обратный ток обусловлен только диффузией дырок к границе области пространственного заряда р-п перехода:

$$j = -qD_p \frac{dp}{dx} \Big|_{x=0}. \quad (3)$$

Процедура нахождения кинетики обратного тока следующая. Учитывая граничные условия, решается уравнение (1) и находится зависимость концентрации неравновесных носителей в базе $p(x,t)$ от времени и координаты. На рисунке 2 приведены координатные зависимости концентрации $p(x,t)$ в различные моменты времени.

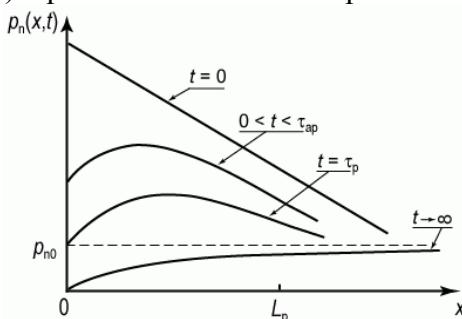


Рис. 2. Координатные зависимости концентрации $p(x,t)$ в различные моменты времени

Подставляя динамическую концентрацию $p(x,t)$ в (3), находим кинетическую зависимость обратного тока $J(t)$.

Зависимость обратного тока $J(t)$ имеет следующий вид:

$$j = -j_{\text{tp}} \left[\frac{\exp(t/\tau)}{\sqrt{\pi/\tau_p}} - \text{erfc} \sqrt{\frac{t}{\tau_p}} \right]. \quad (4)$$

Здесь $\text{erfc} \sqrt{\frac{t}{\tau_p}}$ – дополнительная функция распределения ошибок, равная $\text{erfc}(z) = 1 - \text{erfc}(z) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-y^2) dy$. Первое разложение дополнительной функции ошибок имеет вид: $\frac{1 - \exp(t/\tau)}{\sqrt{\pi/\tau_p}}$.

Разложим функцию (4) в ряд в случаях малых и больших времен: $t \ll \tau_p$; $t \gg \tau_p$. Получаем:

$$j = j_{\text{tp}} \frac{1}{\sqrt{\pi/\tau_p}} \quad (t \ll \tau_p); \quad (5)$$

$$j = j_{\text{tp}} \frac{\exp(-t/\tau_p)}{2\sqrt{\pi(t/\tau_p)^3}} \quad (t \gg \tau_p). \quad (6)$$

Из соотношения (6) следует, что в момент $t = 0$ величина обратного тока будет бесконечно большой. Физическим ограничением для этого тока будет служить максимальный ток, который может протекать через омическое сопротивление базы диода r_B при обратном напряжении U . Величина этого тока, называемого током среза J_{cp} , равна: $J_{\text{cp}} = U/r_B$.

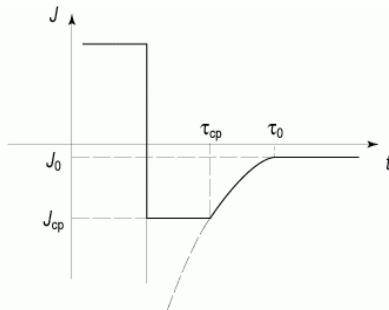


Рис. 3. Зависимость обратного тока от времени при переключении диода

Время, в течение которого обратный ток постоянен, называют временем среза.

Для импульсных диодов время среза τ_{cp} и время восстановления $\tau_{\text{в}}$ обратного сопротивления диода являются важными параметрами. Для уменьшения их значения существуют несколько способов. Во-первых, можно уменьшать время жизни неравновесных носителей в базе диода за счет введения глубоких рекомбинационных центров в квазинейтральном объеме базы. Во-вторых, можно делать базу диода тонкой для того, чтобы неравновесные носители рекомбинировали на тыльной стороне базы.

2.2 Практическое занятие №2 (2 часа).

Тема: Динамические режимы работы силовых транзисторов

2.2.1 Задание для работы: рассмотреть динамические характеристики работы силовых транзисторов

2.2.2 Краткое описание проводимого занятия:

Если статический режим предполагает только включение источника питания в цепи транзистора, то динамический режим – это режим работы с источником сигнала во входной цепи и сопротивлением нагрузки – в выходной, при этом все токи и напряжения изменяются одновременно, взаимно влияя друг на друга.

Это их влияние отражают динамические характеристики, которые бывают входные и выходные, проходные, сквозные и прямой передачи.

При графическом определении режима работы чаще всего пользуются выходными и входными характеристиками:

Выходная динамическая характеристика – это зависимость тока коллектора от напряжения коллектора, т.е. $I_k = f(U_k)$, при $E_k = \text{const}$ и $R_k = \text{const}$, ее называют также коллекторной динамической характеристикой (рис.1)

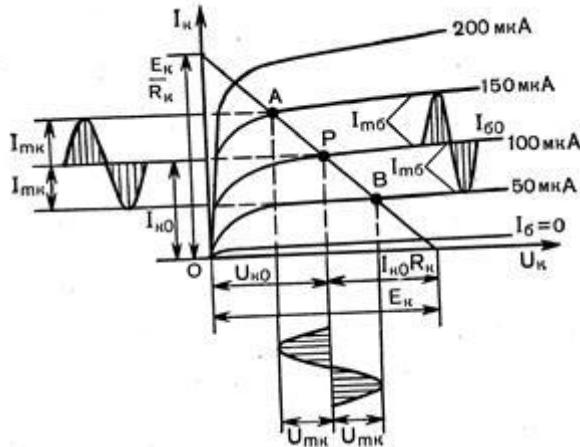


Рис.1 Графическое определение режима выходной цепи с помощью коллекторной динамической характеристики

Строят ее на семействе выходных статических, пользуясь зависимостью:

$$U_k = E_k - i_k \cdot R_k$$

Это прямая линия, которая отсекает отрезки на осях:

$$- U_k = E_k, \text{ при } I_k = 0;$$

$$I_k = E_k / R_k, \text{ при } U_k = 0$$

С изменением коллекторного напряжения (E_k) она сдвигается параллельно себе влево или вправо, а чем больше R_k , тем она становится более пологой.

Коллекторную динамическую характеристику называют также линией нагрузки.

В простейшем каскаде, имеющем только одно активное сопротивление R_k , линия нагрузки для постоянного и переменного токов одна и та же.

Эта характеристика позволяет графическим путем выбрать режим покоя и определить амплитуды тока и напряжения выходного сигнала по амплитуде входного сигнала (рис.2). Точка пересечения динамической характеристики со статической позволяет определить ток и напряжение коллектора по данному току базы. Выбрав рабочую точку Р в режиме покоя, находят соответствующие ей токи покоя коллектора (I_{k0}) и базы (I_{b0}), и напряжение покоя (U_{k0}).

Точку Р выбирают на середине динамической характеристики (хотя выбор точки Р обусловлен режимом работы транзистора), чтобы в режиме усиления она не заходила на криволинейные участки характеристики, что вызывает большие нелинейные искажения.

По известной амплитуде входного тока (I_{mb}) можно найти рабочий участок динамической характеристики АБ, а проекциям половин рабочего участка АР и РБ на оси координат соответствуют амплитуды тока коллектора (I_{mk}) и напряжения коллектора (U_{mk}).

Входная динамическая характеристика – это графическая зависимость входного тока от входного напряжения.

Для схемы с ОЭ – это базовая динамическая характеристика. Входную характеристику следует строить на семействе входных статических характеристик, она представляет собой кривую линию с несколько большей крутизной и кривизной, чем статическая характеристика. Эта характеристика близка к статической тем больше, чем меньше сопротивление нагрузки.

Для практических расчетов и графического определения режима входной цепи пользуются чаще статическими характеристиками из справочников.

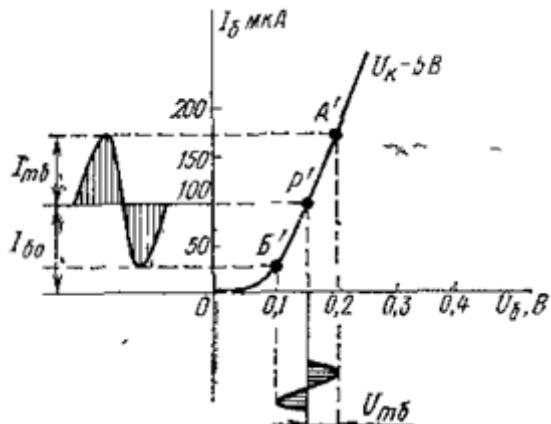


Рис.2 Графическое определение режима входной цепи

Зная из графика коллекторных характеристик тока базы I_{b0} , можно найти точку покоя P' на входной характеристике, а значит и напряжение базы U_{b0} .

По известной амплитуде входного сигнала U_{mb} , определяется рабочий участок $A'B'$ входной характеристики и амплитуда тока базы I_{mb} .

И наоборот, если известна величина I_{mb} , можно определить U_{mb} .

Выходная мощность характеризуется площадью прямоугольного треугольника, построенного на половине рабочего участка AP как на гипотенузе. Его катеты — это амплитуды I_{mk} и U_{mk} , а половина их произведения равна мощности:

$$P_{\text{вых}} = I_{mk} \cdot U_{mk} / 2$$

Для выбора режима мощного каскада пользуются **проходной динамической характеристикой**, которая представляет собой зависимость мгновенного тока коллектора от напряжения базы.

Для графического расчета высших гармоник и вычисления коэффициента гармоник строят **сквозную динамическую характеристику**, которая представляет зависимость мгновенного тока коллектора от ЭДС источника сигнала.

2.3 Практическое занятие №3 (2 часа).

Тема: Тенденции развития силовых полупроводниковых приборов

2.3.1 Задание для работы:

2.3.2 Краткое описание проводимого занятия:

Силовая электроника (Power Electronics) — область электроники, занимающаяся преобразованием параметров электрической энергии. Термин «силовая электроника» (СЭ) появился в начале 70-х годов XX в. Ранее эта область науки и техники включалась в промышленную электронику (Industrial Electronics). Как научно-техническое направление, СЭ охватывает методы и средства управления потоками электрической энергии с помощью электронных приборов. Это широкая межотраслевая дисциплина, включающая в себя электронные приборы, преобразователи параметров (тока, напряжения, частоты) электрической энергии (выпрямители, инверторы, преобразователи частоты, регуляторы постоянного и переменного тока), коммутаторы электрических цепей, сложные электротехнические и электромеханические системы (системы бесперебойного питания, электроприводы и т. д.).

По образному выражению, СЭ является мускулами XXI в., дополняя информационную электронику — интеллект XXI в. В их основе — электронный прибор для электронного силового преобразования или прерывания тока, содержащий один неуправляемый или управляемый ключевым способом полупроводниковый вентиль и проводящий односторонний ток. Уже во второй половине XX в. в качестве

электронных вентиляй использовали главным образом полупроводниковые приборы на основе кремния (диоды, тиристоры, транзисторы, интегральные схемы), занимающие доминирующее положение в СЭ. Силовые полупроводниковые приборы определяют состояние и уровень развития СЭ как современной перспективной технологии. По отношению к воздействию электрического поля все существующие в природе вещества характеризуются процессами направленного перемещения электрических зарядов (электропроводность) и перераспределения их друг относительно друга (поляризация). В зависимости от того, какой из этих двух процессов преобладает, принято подразделять вещества на диэлектрики (изоляторы) и проводники (металлы), различающиеся удельной электропроводностью. Существует и широкий класс веществ-полупроводников, у которых значения удельной электропроводности при комнатной температуре являются промежуточными между удельной электрической проводимостью металлов и диэлектриков. Имея сходное с диэлектриками распределение электронов по уровням энергии, полупроводники отличаются от них более узкой запрещенной зоной (менее 2...3 эВ). С повышением температуры полупроводника часть электронов становится свободными носителями тока, что приводит к заметному росту удельной электропроводности. Характерной особенностью полупроводников, отличающей их от металлов, является высокая чувствительность электропроводности к внешним воздействиям (сильное электрическое поле, свет, поток быстрых частиц и др.), а также к содержанию примесей и дефектов в кристаллах. Возможность в широких пределах управлять электропроводностью полупроводников путем введения в их структуру дополнительных примесей и приложения электрических полей к специальным кристаллическим структурам является основой их многочисленных и многообразных применений, включая создание полупроводниковых приборов. К полупроводниковым материалам относятся германий (Ge), кремний (Si), алмаз (C), а также соединения: арсенид галлия (GaAs), карбид кремния (SiC), нитриды галлия (GaN, GaInN) и другие материалы. В настоящее время основным материалом, который используется для создания полупроводниковых приборов силовой электроники, является кремний.

Самой большой и важной областью применения приборов силовой электроники является электропривод. На сегодня среди всех типов приборов силовой электроники доминируют два: полевые и биполярные транзисторы с изолированным затвором (MOSFET и IGBT) и интегрированные структуры на их основе — силовые интегральные схемы и гибридные. Силовая электроника является ключевой технологией 21 века. За последние годы предыдущего столетия с появлением и развитием полностью управляемых приборов значительно расширились области применения силовой электроники, охватывающей в настоящее время практически все сферы жизнедеятельности человека — топливно-энергетический комплекс, промышленность, транспорт, связные модули. Традиционные приборы, с которых начиналась силовая электроника: тиристоры (SCR), включая запираемые (GTO), биполярные транзисторы (BPT), — в последние годы всё больше и больше вытесняются приборами с полевым управлением и в ближайшее время будут находить применение только в областях, где параметр «коммутируемая мощность/цена» является определяющим: для BPT — ключевые источники питания (SMPS), для SCR и триаков — бытовая аппаратура.

В последние годы замедлился процесс улучшения характеристик быстровосстанавливющихся диодов (на базе кремния). Текущее состояние и возможности быстровосстанавливющихся диодов (БВД) определяют «канавочные» (траншейные — trench) структуры, ячеистые ріп диоды Шоттки, технологии облучения для уменьшения времени жизни и регулирования эффективности эмиттера. Предельное блокирующее напряжение для БВД составляет 6,5 кВ, в ближайшее время ожидается появление БВД на 8 кВ. Быстровосстанавливющиеся диоды, произведенные из других материалов, существуют уже несколько лет. Диоды из арсенида галлия (GaAs) заняли свою специфическую нишу и будут оставаться там. Силовые диоды из карбида кремния

(SiC) только начинают активно заявлять о себе, но могут стать доминирующими для высокочастотных (и высокотемпературных) применений, если будут решены проблемы получения исходного материала. В настоящее время существуют SiC диоды (Шоттки) на напряжения до 1200 В и токи до 20 А. В ближайшее время ожидается промышленное производство SiC БВД на 2500 В/100 А, а к концу десятилетия — 5 кВ/200 А. Возможно также появление БВД на основе GaN и алмазных плёнок. Тиристоры. Подобно выпрямительным диодам тиристоры являются хорошо отработанными приборами и продолжают непрерывно совершенствоваться по пути развития новых технологий внутренних соединений: низкотемпературной пайки, электроактивной пассивации подобной DLC (Diamondlike Carbon), что позволит поднять рабочую температуру T и повысить термоциклоустойчивость. Однако определяющее значение тиристоров, доминировавших в 60-80-х годах прошлого столетия, будет постепенно уменьшаться. Оптотиристоры (LTT), запираемые тиристоры (GTO) и коммутируемые по затвору запираемые тиристоры (GCT, IGCT) являются производными тиристорных технологий и находят применение в мегаваттном диапазоне мощностей. В настоящее время для LTT достигнуты предельные параметры 8 кВ/4 кА, для GCT — 4,5 кВ. К 2006 году планируется производство GCT на 8 кВ, к 2011 году — на 10 кВ. Будет развиваться и совершенствоваться технология IGCT — объединение на одной пластине GCT с обратным диодом в таблеточных корпусах с плавающими прижимными контактами, конструктивно объединённых с платой управления (драйвером). В будущем класс тиристоров все же будет частично заменён и, возможно, полностью вытеснен высоковольтными IGBT. Тиристоры в комбинации с MOSFET-структурными, такие как MCT, MTO и EST, всё же не нашли широкого применения. Их будущее зависит от развития технологий, подобных технологий прямого сращивания пластин (wafer bonding). В настоящее время они нашли частичное применение в схемах с мягкой коммутацией. Полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET). Полевые транзисторы играют важную роль в диапазоне малых и средних мощностей. Сопротивление в открытом состоянии низковольтных MOSFET (до 200 В) было уменьшено за последние годы более, чем в 10 раз (каждые два года уменьшение на 50%). Это было достигнуто путем оптимизации геометрии ячейки и использования технологии утопленного канала (trenchgate technology). Плотность упаковки современных низковольтных MOSFET достигает в настоящее время 100 млн. элементарных ячеек на квадратный дюйм. Для высоковольтных MOSFET реальной революцией была технология создания суперперехода, реализованная Infineon Technology в семействе высоковольтных MOSFET-CoolMOS. Поэтому высоковольтные MOSFET будут иметь все большее и большее значение в диапазоне напряжений от 500 до 1200 В. В течение ближайших пяти лет могут появиться полевые транзисторы, управляемые р-п-переходом (VJFET) на базе карбида кремния (SiC). Также имеется потенциал для использования в качестве быстрых и стойких высоковольтных ключей каскадных соединений SiC — MOSFET с низковольтными кремниевыми MOSFET. Биполярные транзисторы. Биполярные Дарлингтон-транзисторы, достигшие предельных параметров 1400 В/200 А (на чип) и широко применяющиеся в последние два десятилетия прошлого столетия, будут постепенно вытесняться и заменяться биполярными транзисторами с изолированным затвором (IGBT). IGBT будут оставаться «рабочей лошадкой» силовой электроники как минимум в течение следующего десятилетия. Технология утопленного канала (trench gate), развитая в настоящее время для IGBT на 600 и 1200 В, распространится на все классы напряжений. Уменьшение потерь достигается путём использования буферных слоёв и тонких пластин. В настоящее время ещё не ясно, сможет ли технология суперпереходов улучшить характеристики IGBT без увеличения стоимости. На рынке появились первые IGBT с обратной блокирующей способностью. Их уникальные коммутационные характеристики могут быть определяющими для некоторых применений. IEGT модули прижимной конструкции предназначены для применения в энергетике (высоковольтные линии передачи постоянного тока, статические

компенсаторы реактивной мощности), сверхмощных промышленных электроприводах, а также для высокоскоростного электрифицированного транспорта. IEGT-модули паяной конструкции рекомендуются для применения в промышленных электроприводах. Совершенствование новых поколений силовых полупроводниковых приборов (в основном классов MOSFET и IGBT) будет основываться на следующих возможных ключевых технологиях: технология тонких пластин (thin wafer technology); в настоящее время для приборов силовой электроники до 1200 В уже применяются кремниевые пластины диаметром 150 мм (включая и эпитаксиальные) толщиной 100 мкм.; технология суперпереходов; в настоящее время для создания высококачественных переходов широко используются технологии ионной имплантации, утопленных каналов (trenchgate) и т.п. В последующие годы они будут совершенствоваться с целью сокращения стоимости конечных приборов; технология кремния на изоляторе (SOI) предназначена в основном для диапазона малых мощностей, для создания силовых интегральных схем, включая интеллектуальные и высоковольтные. Основная проблема — снижение стоимости; применение новых полупроводниковых материалов; к концу десятилетия возможно промышленное применение кремниевых пластин диаметром до 200 мм, полученных методом бестигельной зонной плавки. Проблемы использования карбида кремния для приборов силовой электроники будут описаны далее. Вскоре ведущие мировые производители приступят к производству СВЧ-приборов на основе широкозонных гетероструктур (Al_xGa_{1-x}In)N для работы в миллиметровом диапазоне. По сути, это означает новую эру в полупроводниковой СВЧ-электронике, поскольку открывает поистине фантастические возможности. Транзисторы на основе широко зонных гетероструктур AlGaN/GaN (HEMT) чрезвычайно привлекательны для применения в мощных передающих СВЧ-устройствах ввиду их очевидных преимуществ перед узкозонными полупроводниками. Основная идея развития приборов силовой электроники заключается в переходе от использования дискретных компонентов к силовым электронным системам. К современному и перспективному преобразовательному оборудованию практически все области применения предъявляют требования: снижения стоимости; увеличения надёжности; уменьшения размеров и веса; создания конструкций и функциональных возможностей, обеспечивающих легкое использование в различных применениях; быстрого выхода на рынок. Кардинальным решением для обеспечения этих требований является системная интеграция — объединение в едином конструктиве, подсистеме или всей системе функций силовой и информационной электроники, датчиков, электрических аппаратов и т.п. Примерами интеграции 2-го уровня могут служить IPM, производимые фирмами Mitsubishi, Fuji, Hitachi, в которых наряду с мостовым трехфазным инвертором могут содержаться транзистор и диод схемы торможения, а также схемы управления и защиты.

Важной проблемой при системной интеграции является стандартизация силовых систем на каждом уровне, сопряжение сигналов управления и датчиков (интерфейса). Интеллектуальные силовые IGBT модули. Самым большим рынком для приборов силовой электроники является электропривод. В первые годы создания этих приборов управления для IPM использовалось огромное разнообразие материалов спаянных или сваренных вместе, несмотря на различие в коэффициентах теплового расширения (КТР), что не могло обеспечить высокую надёжность и термоциклоустойчивость полупроводниковых приборов паяной конструкции и конструкции с ультразвуковой разваркой Al-проводокой силовых и управляющих контактов на Si-чипах. В современных приборах силовой электроники эти недостатки устранены за счёт применения новых технологий соединения материалов, имеющих такой же, как у кремния, КТР: Матричный композиционный материал AlSiC (вместо меди или алюминия); Al₂O₃ или AlN DCB-керамика (Direct Copper Bonding) или AMB керамика (Active Metal Brazing); технология прижимного контакта металлизированной керамики непосредственно на охладитель (исключение паяного слоя), реализованная фирмой Semikron в SKiiP и SKiM технологиях; исключение

паяных и сварных соединений в модулях прижимной конструкции, обеспечивающих наивысшую надёжность и практически неограниченную энерготермоциклоустойчивость.

Наряду с применением перечисленных материалов (AlSiC, DCB Al₂O₃ или AlN-керамика) проводятся исследования по использованию других материалов для улучшения тепловых и механических характеристик (нитрид кремния Si₃N₄, графит, алмаз) и технологий соединения: замена паяных соединений на непаяные, низкотемпературная пайка на основе серебра — NTV (Niedertemperaturverbindungsstechnik), способная заменить все соединения в силовых модулях. На сегодня алюминий является самым распространенным материалом, используемым для отвода тепла (охладитель). Для специальных применений с очень большими тепловыми потоками используются и будут использоваться медные охладители и тепловые трубы. В течение ближайших десяти лет ожидается создание новых материалов для охладителей с высокой теплопроводностью, имеющих КТР, одинаковый с КТР изолирующей подложки или основания силового прибора, дешёвых в производстве. Методы эффективного отвода тепла, хорошо известные сегодня, но не получившие большого распространения, например охлаждение напылением и распылением, в будущем могут найти широкое применение. Однако самый большой вклад (более 50%) в общее тепловое сопротивление между чипом и охлаждающей средой вносят теплопроводящие пасты. Необходимо как минимум в 10 раз увеличить теплопроводности паст для таких применений, однако пока неизвестно как.

Другой путь для повышения эффективности охлаждения — отказ от теплопроводящих паст и использование прямого паяного соединения изолирующей AlN DCB подложки с охладителем из AlSiC. В специальных областях применения силовой электроники: нефтедобывающее оборудование, энергетика, автомобильная электроника, аэрокосмические и военные применения — следует ожидать применения приборов на основе полупроводниковых материалов с большой шириной запрещённой зоны, в первую очередь из карбида кремния (SiC). SiC обладает великолепным сочетанием свойств для применения в приборах силовой электроники: работа при высоких (до 600-700 °C) температурах (ширина запрещённой зоны для SiC составляет 2,4-3,3 эВ, для Si — 2,4 эВ; высокая теплопроводность: 3-5 Вт/(см град) для SiC по сравнению с 1,5 Вт/(см град) для Si; большие плотности рабочих токов (1000 A/cm²). Хорошая подвижность электронов (1000 см²/Vs для SiC по сравнению с 1400 см²/Vs для Si, где Vs — величина поверхностного потенциала) в сочетании с высокой возможной концентрацией (на два порядка по сравнению с кремнием: 1,56·10¹⁶ по сравнению с 1,57·10¹⁴ см⁻³), а следовательно, и большая (на порядок) критическая напряжённость электрического поля (3-5·10⁶ В/см для SiC по сравнению с 2-5·10⁵ В/см позволяют, в принципе, улучшить все характеристики приборов силовой электроники: быстродействие, предельные коммутируемые токи и напряжения, статические и динамические потери. Применение приборов силовой электроники на основе SiC позволит радикально уменьшить габариты и массу преобразовательного оборудования, увеличить надёжность работы за счет возможности работы на более высоких частотах преобразования, с более высокой температурой перехода и упрощённой системой охлаждения. Однако основными препятствиями на пути широкого внедрения приборов силовой электроники на основе SiC являются получение высококачественного исходного материала и эпитаксиальных пленок (проблема микропор — micropipes), их высокая стоимость, сложность и дороговизна технологических процессов осаждения CVD (Chemical Vapor Deposition), ионной имплантации, плазмохимии и т.п. Следовательно, уровень разработок и производства позволяет получать исходный 4H-SiC в пластинах диаметром до 3 дюймов с плотностью дефектов до 5 см⁻². Для увеличения процента выхода годных SiC-приборов силовой электроники этот показатель должен быть уменьшен минимум в пять раз, так как сегодняшний уровень качества исходных SiC-пластин позволяет производить приборы площадью не более нескольких мм². Интенсивные разработки уже позволили начать промышленное производство SiC-диодов Шоттки на токи до 25 А и напряжения до 1200

В, экспериментально отработать конструкции и технологии производства сверхвысоковольтных диодов, высоковольтных полевых транзисторов (с изолированным затвором SiCMOSFET и управляемых p-n-переходом SiC-JFET), каскадных SiC-Si ключей. В ближайшие годы следует ожидать появления следующих типов SiC-приборов силовой электроники: быстродействующие диоды (Шоттки) с блокирующим напряжением 4,9 кВ; MOSFET с коммутируемыми напряжениями более 1000 В и сопротивлением в открытом состоянии, на три порядка меньшим по сравнению с MOSFET на базе Si; JFET (полевой транзистор, управляемый pn-переходом) с блокирующими напряжениями 3,5кВ с удельным сопротивлением в открытом состоянии 25 мОм см² (как у 600 В CoolMOS), что соответствует плотностям коммутируемых токов 100 А/см² и прямым падениям напряжения около 2,5 В (для 3300 В приборов); каскадных SiC-Si приборов; высоковольтных быстродействующих биполярных силовых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров) с коммутируемыми напряжениями более 10 кВ (19 кВ!) и частотами коммутации несколько кГц. В ближайшем будущем будут преобладать в области низких напряжений — полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET), в области высоких напряжений — биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) в своих улучшенных модификациях. Будущие технологии корпусирования должны обеспечить большую степень интеграции и более широкий диапазон рабочих температур.

Основная идея интеграции: от дискретных приборов и модулей к интеллектуальным модулям, затем к интеллектуальным подсистемам и, наконец, к силовым интеллектуальным электронным системам. Предельные характеристики приборов с монолитной интеграцией будут повышаться незначительно, доминировать будет гибридная интеграция. Силовые модули и дискретные приборы не будут замещать друг друга. В области малых мощностей преимущественно будут использоваться дискретные приборы (монолитная интеграция), имеющие преимущества перед модулями по стоимости (минимальный объём операций сборки, высокий процент выхода годных, большие объёмы автоматизированного производства). В области больших мощностей силовые модули, обеспечивающие требуемые уровни мощности и надёжности, будут иметь преимущества перед дискретными приборами. Технология прижимных контактов (Press Pack Technology) является наиболее перспективным решением по обеспечению высоких требований по компактности, надёжности и термоциклоустойчивости для применений в автомобильном, городском, железнодорожном и водном электрифицированном транспорте. В области низких напряжений из-за очень высокой плотности мощности (trenchgate technology) и в дискретных приборах, и в силовых модулях придётся отказаться от проволочных сварных соединений, должны появиться новые технологии соединений. Должна быть решена важнейшая задача стандартизации и унификации. Большее значение при создании приборов и устройств силовой электроники приобретут мощные системы автоматизированного проектирования. Разработки и применение новых материалов позволят улучшить характеристики и приборов силовой электроники, и пассивных элементов. Главной движущей силой развития силовой электроники является и будет являться снижение цены, габаритов и повышение надёжности.

2.4 Практическое занятие №4 (2 часа).

Тема: Методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей

2.4.1 Задание для работы: уяснить принцип расчета энергетических показателей вентильных преобразователей

2.4.2 Краткое описание проводимого занятия:

Вид математической модели вентильного преобразователя существенно определяет выбор метода расчета электромагнитных процессов в нем. Метод расчета, в свою очередь, определяет трудоемкость вычислений и вид полученного результата.

Поэтому выбор математических моделей вентиля и преобразователя, а также метода расчета процессов в преобразователе необходимо делать согласованно.

Периодическая коммутация вентиля в преобразователе (модель вентиля в виде ключа) приводит к двум видам математических моделей преобразователя. Если на входе преобразователя используются модели идеальных источников ЭДС и тока, а внутри вентильного комплекта нет пассивных элементов электрической цепи (сопротивлений, конденсаторов, реакторов), то вентильный преобразователь совместно с входным источником замещается источником напряжения или тока разрывной формы. Тогда процессы в нагрузке описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами и разрывной правой частью. Если на входе или внутри вентильного преобразователя имеются пассивные элементы (например, элементы фильтров), то процессы в нагрузке и во входных цепях преобразователя описываются дифференциальными уравнениями с переменными периодическими (разрывными) коэффициентами. В таком случае анализ процессов в преобразователе существенно усложняется.

Для обеих математических моделей вентильных преобразователей применимы следующие три метода расчета энергетических показателей преобразователей: 1) интегральный; 2) спектральный; 3) прямой.

В интегральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в эти показатели, выражаются в форме определенных интегралов от соответствующих токов, напряжений и их комбинаций. Это действующие значения токов и напряжений

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}.$$

Это активная мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt,$$

реактивные мощности сдвига (при синусоидальной форме напряжения или тока)

$$Q = \frac{1}{\omega T} \int_0^T u \frac{di}{dt} dt = -\frac{1}{\omega T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt,$$

$$Q = -\frac{\omega}{T} \int_0^T u \left(\int i dt \right) dt = \frac{\omega}{T} \int_0^T i \left(\int u dt \right) dt,$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}.$$

Для углубленной характеристики несинусоидальных энерго-процессов можно привлечь еще массу других парциальных составляющих полной мощности, общее выражение для которых в интегральной форме имеет вид:

$$M_j = \frac{C_j}{T} \int_0^T N_j \{u\} L_j \{i\} dt.$$

Для вычисления всех указанных интегралов необходимо знать законы изменения мгновенных значений соответствующих переменных. Они могут быть найдены только из решения дифференциальных уравнений, составленных для электрической цепи, в которой

вычисляются энергетические показатели. Это обстоятельство определяет следующие потребительские свойства интегрального метода расчета.

1. Метод универсален, так как дифференциальные уравнения всегда можно решить аналитически или численно.

2. При отсутствии аналитического решения дифференциального уравнения сам метод расчета энергетических показателей становится численным. Это не позволяет провести общее исследование в аналитической форме зависимости энергетических показателей от параметров электрической цепи.

3. При высоком порядке дифференциальных уравнений (выше 2-3) и наличии на периоде множества точек нарушения непрерывности функций, вызванных скачкообразным переключением вентиляй, метод становится очень трудоемким и недоступным только для ЭВМ.

В спектральном методе расчета относительных энергетических показателей все абсолютные величины, которые входят в определение показателей, выражаются в форме бесконечных рядов, которые получаются из рядов Фурье (спектров) соответствующих токов и напряжений. Так, действующие значения напряжений и токов согласно формуле Парсеваля из теории рядов Фурье вычисляются следующим образом:

$$I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2}, \quad U = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2},$$

где $I(k)$, $U(k)$ - действующие значения гармоник k -го порядка тока и напряжения. Отсюда активная мощность

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \cos \varphi_{(k)}.$$

Реактивная мощность Боденю (сдвига) при несинусоидальных напряжениях и токах

$$Q_B = \sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)} I_{(k)} \sin \varphi_{(k)}.$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_{(k)}^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_{(k)}^2}.$$

Для вычисления указанных величин необходимо знать спектры напряжения и тока в электрической цепи. Спектр напряжения находится по известной форме кривой напряжения разложением ее в ряд Фурье. Спектр тока рассчитывается через спектр напряжения и найденные по схеме цепи полные сопротивления по каждой гармонике спектра. Эта процедура определяет потребительские свойства спектрального метода:

1. Метод не требует составления и решения дифференциальных уравнений, что освобождает от соответствующих затрат времени и возможных ошибок.

2. Энергетические показатели представляются выражениями, содержащими бесконечные ряды. Практическое усечение ряда всегда вносит в расчет погрешность, которую оценить нелегко.

3. Параметры цепи входят в каждый член ряда, что затрудняет аналитическое исследование влияния отдельных параметров цепи на каждый энергетический показатель, делая процедуру расчета, по сути, численной.

Прямые методы - методы алгебраизации дифференциальных уравнений. Под прямыми методами расчета энергетических показателей в цепях с несинусоидальными напряжениями и токами понимают методы, не требующие ни нахождения мгновенных значений тока (как в интегральном методе), ни нахождения его спектра (как в спектральном методе). Прямой метод, излагаемый здесь, назван методом алгебраизации

дифференциальных уравнений (АДУ), расчетные формулы для энергетических показателей выводятся прямо через коэффициенты дифференциального уравнения и параметры приложенного напряжения. В качестве таких параметров используется набор интегральных коэффициентов гармоник напряжения, полученный расширением определения традиционного коэффициента гармоник напряжения, как показано ниже.

Метод АДУ рассмотрим на примерах расчета цепей первого и второго порядка, к которым сводятся математические модели большинства изучаемых в курсе базовых ячеек преобразователей. При этом сам метод АДУ можно применять для расчета:

- действующего значения несинусоидального тока (метод АДУ1);
- действующего значения высших гармоник тока (метод АДУ 2);
- первой гармоники тока (метод АДУ(1));
- мощностей, создаваемых всей кривой тока (метод АДУМ1), ее высокочастотной составляющей (метод АДУМ2), ее первой гармоникой (метод АДУМ(1)).

2.5 Практическое занятие №5 (2 часа).

Тема: Компьютерные программы математического моделирования и анализа устройств силовой электроники

2.5.1 Задание для работы: ознакомиться с программами математического моделирования и анализа устройств силовой электроники

2.5.2 Краткое описание проводимого занятия:

В настоящее время прекратились дискуссии о том, какие методы исследования динамических систем более важные: аналитические или численные, выполняемые с помощью компьютеров. За аналитическими методами теперь признаны следующие доминирующие области применения:

1) для нахождения точных аналитических решений, позволяющих проверить точность численного моделирования, являющегося приближенным по определению (из-за аппроксимации);

2) для быстрого получения оценочного решения по гладким составляющим электромагнитных процессов, которые затем используются в качестве первого приближения с целью задания начальных условий переменных при численном исследовании на ЭВМ;

3) для быстрого понимания хотя бы качественных свойств исследуемой системы, выяснения характера зависимостей выходных показателей системы от ее параметров (прямая зависимость, обратная зависимость, практическая инвариантность).

В то же время стали очевидными и преимущества моделирования динамических систем на ЭВМ:

1) допустимость использования более точных, а значит и более сложных, моделей исследуемых систем, позволяющих учесть нелинейность, дискретность, нестационарность, распределенность в пространстве динамических систем, а также так называемые «паразитные» параметры элементов системы (утечки, индуктивности рассеивания, емкости конструкции и т.п.);

2) возможность автоматизированной обработки всех результатов исследования с выпуском готовой технической документации;

3) удобство использования для учебных целей в связи с наглядностью, легкой вариативностью схемы и параметров, оперативностью получения результатов (почти в режиме реального времени).

По сравнению с физическим макетированием устройств силовой электроники компьютерное моделирование также имеет ряд преимуществ:

- меньшая стоимость;
- возможность исследования любых «нештатных» режимов математической модели, опасных или недоступных для физического макета (перегрузки, сбои, аварии, разрушения);

- возможность видеть идеализированные («чистые» от внешних возмущений) электромагнитные процессы без наложенных помех от внешней среды и измерительных приборов;

- легкость проведения процедуры оптимизации в связи с простотой и безопасностью варьирования параметров системы.

В то же время ни аналитическая, ни компьютерная модели устройств силовой электроники не являются абсолютно полными, а значит, совершенно адекватными физическому макету, и только проверка результатов моделирования физическим макетированием выносит окончательное заключение о валидности используемых моделей, а также обогащает опытом практической работы с устройством.

Известные программные продукты, которые могут быть использованы для исследования устройств силовой электроники, разделены на два семейства в зависимости от вида математической модели:

- 1) модели в виде системы дифференциальных уравнений для математических программ Mathcad, Matlab, Simnon, Matrix;

- 2) модели в виде схем замещения (принципиальных схем, блок-схем) для программ моделирования Spice, Microcap, Electronics Workbench, Saber, Parus-ParGraph, Simulink.

Программы первого семейства требуют рутинной и непростой (не только для студентов) процедуры составления системы дифференциальных уравнений. Всякое изменение схемы требует нового формирования уравнений. Поэтому эти программы целесообразно использовать для многократного расчета характеристик одной и той же фиксированной схемы устройства силовой электроники. Но зало имеются большие возможности по обработке и оформлению результатов расчета.

Программы второго семейства требуют наличия принципиальной схемы или (и) функциональной блок-схемы исследуемого устройства.

Большинство этих программ поддерживает формат входного языка программы Spice, которая первоначально была разработана для моделирования интегральных электронных схем, а затем развита и для моделирования устройств силовой электроники. Программа имеет обширную (и пополняемую) библиотеку моделей реальных аналоговых и цифровых компонентов, позволяет выполнять многовариантный анализ при варьировании параметров схемы, делать статистический анализ по методу Монте-Карло, позволяет проводить исследование во временной или частотной областях. Объем этих программ порядка 100 Мбайт и более, время расчета одного режима может составлять десятки секунд и более, а стоял такие программы сотни и тысячи долларов и более.

Поэтому необходима особенно для учебных целей малая по объему занимаемой памяти программа с высоким быстродействием за счет использования идеализированных (ключевых) моделей вентилей, с компактной библиотекой типовых элементов, русскоязычными интерфейсом и описанием. Такой программный продукт разработан на кафедре промышленной электроники НГТУ в виде совокупности программы моделирования Parus и графического интерфейса к ней ParGraph, дружественного к пользователю. Ниже приводится руководство пользователя программного комплекса Parus-ParGraph.

2.6 Практическое занятие №6 (2 часа).

Тема: Двухфазный выпрямитель однофазного тока.

2.6.1 Задание для работы: уяснить принцип работы выпрямителя.

2.6.2 Краткое описание проводимого занятия:

Одни и те же схемы выпрямления не всегда одинаково (и корректно) называются, поэтому здесь приводим формальный код схемы. Из него следует, что входной трансформатор преобразует однофазное напряжение питающей сети в двухфазное, которое и выпрямляется в однополупериодной схеме выпрямления, показанной на рис. 1.

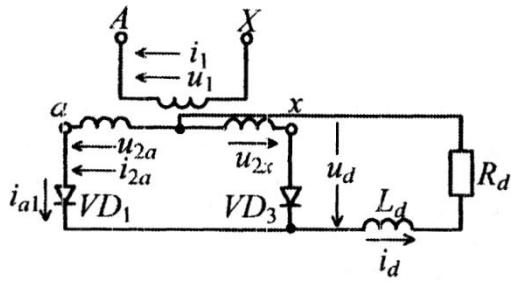


Рис. 1

Целью анализа выпрямителя является установление его свойств. При этом анализ схемы выполняется два этапа. На первом этапе делается качественный анализ электромагнитных процессов в схеме с помощью временных диаграмм мгновенных значений для напряжений и токов. На втором этапе по этим диаграммам проводится количественный анализ, позволяющий получить расчетные соотношения для всех элементов схемы и на их основании сделать выводы о свойствах и рекомендуемой области применения выпрямителя.

Правило определения проводящего вентиля в катодной группе вентилей (вентилями, соединенными катодами) таково: проводит ток тот вентиль, потенциал анода которого наиболее положителен. Вентили катодной группы обозначаются нечетными цифрами. На второй временной диаграмме представлены кривые выпрямленных напряжения u_d и тока i_d в случае идеального фильтра ($X_d = \infty$). Кривая выпрямленного напряжения повторяет кривые вторичных напряжений по интервалам проводимости соответствующих вентилей. Выпрямленный ток пульсаций не содержит, и его мгновенные значения совпадают с его средним значением I_d .

На третьей диаграмме представлена кривая напряжения на сглаживающем реакторе, который в идеальном случае воспринимает всю пульсацию (переменную составляющую) выпрямленного напряжения.

На четвертой диаграмме показаны анодный тон: первого вентиля i_{a1} и обратное напряжение на нем u_{b1} . При проводящем вентиле VD_3 , когда значение u_{2x} положительно, через него к вентилю VD_1 (см. рис. 1) прикладывается межфазное напряжение $u_{2a} - u_{2x}$, т. е. двойное значение амплитуды фазного напряжения u_2 .

Зная анодные токи вентилей, можно построить диаграммы токов во вторичных обмотках трансформатора. Так как ко вторичной обмотке с напряжением u_{2a} , подсоединен один вентиль VD_1 , то форма тока в обмотке совпадает с формой анодного тока вентиля, ($i_{2a} = i_{a1}$), что и представлено на первой временной диаграмме. Аналогично определяется форма вторичного тока в обмотке с напряжением u_{2x} , т.е. $i_{2x} = i_{a3}$, которая, очевидно, аналогична форме вторичного тока i_{2a} , но сдвинута во времени на полпериода напряжения питающей сети.

И, наконец, по известным формам токов во вторичных обмотках трансформатора (пятая временная диаграмма) построены кривые тока в первичной обмотке i_1 идеального трансформатора и напряжения первичной обмотки u_1 , с которой синфазно напряжение u_{2a} вторичной обмотки трансформатора в соответствии с выбранными положительными направлениями напряжений обмоток, обозначенными на рис. 1 стрелками. Методика построения первичного тока следует из уравнений для магнитодвижущей силы (МДС) обмоток трансформатора, связанных законом Кирхгофа для магнитных цепей:

$$i_1 w_1 = i_{2a} w_2 - i_{2x} w_2$$

$$i_1 = (i_{2a} - i_{2x}) \frac{w_2}{w_1} = \frac{i_{2a} - i_{2x}}{K_T},$$

где w_1, w_2 - число витков первичной и вторичной обмоток.

В рассмотренной схеме ток первичной обмотки равен алгебраической сумме токов вторичных обмоток, взятых с коэффициентом трансформации K_T .

Необходимо отметить характерную особенность однополупериодной схемы выпрямления - односторонность токов во вторичных обмотках трансформатора, что свидетельствует о наличии в них постоянных составляющих. Но поскольку магнитная система (сердечник из трансформаторной стали) однофазного трансформатора является одноконтурной, в результирующем магнитном потоке в сердечнике постоянного подмагничивания не будет, так как токи в двух вторичных обмотках направлены встречно.

По результатам анализа электромагнитных процессов в исследуемом выпрямителе можно отметить еще следующие особенности использования трансформатора в нем: во-первых, различие форм токов во вторичной и первичной обмотках трансформатора и, во-вторых, их несинусоидальный характер. Первая особенность связана с наличием вентилей во вторичных обмотках трансформатора, в то время как в первичной обмотке, непосредственно подключенной к источнику переменного напряжения, протекает чисто переменный ток. Вторая особенность связана с тем, что вентильная ячейка для цепи синусоидального напряжения представляет собой резко нелинейную нагрузку, форма тока в которой существенно зависит от вида этой нелинейности.

Второй этап анализа выпрямителя математический. Рассчитываются: а) энергетические показатели качества элементов устройства, т. е. расчетные соотношения для определения параметров трансформатора, вентилей, фильтра, через параметры звена постоянного тока, которые при проектировании заданы; б) энергетические показатели качества процессов на входе и выходе выпрямителя.

Методика анализа при допущении идеальности элементов схемы состоит из следующих пятнадцати шагов.

1. Устанавливается связь между средним значением выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя U_{d0} и действующим значением напряжения вторичной обмотки трансформатора из соответствующей временной диаграммы:

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_d d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} u_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2,$$

отсюда

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{0,9} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} = 1,11 U_{d0}.$$

2. Вычисляется среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d d\vartheta = \frac{I_d}{2}.$$

3. Вычисляется действующее значение анодного тока вентиля

$$I_{a.d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}.$$

Коэффициент формы анодного тока вентиля

$$K_{\Phi} = \frac{I_{a.d}}{I_a} = \sqrt{2}.$$

4. Рассчитывается максимальное значение анодного тока вентиля

$$I_{a\max} = I_d.$$

Коэффициент амплитуды анодного тока

$$K_a = I_{a\max}/I_a = 2.$$

За рубежом используют крест-фактор, определяемый

$$K_c = \frac{I_{a\max}}{I_{a,d}}.$$

$$K_c = \frac{I_{a\max}}{I_a} \frac{I_a}{I_{a,d}} = \frac{K_a}{K_\Phi}.$$

5. Вычисляется максимальная величина обратного напряжения на вентилях по отношению к U_{d0}

$$U_{b\max}^* = \frac{U_{b\max}}{U_{d0}} = \frac{2U_{2\max}}{U_{d0}} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{U_{d0}} = \pi.$$

Вычисляется установленная мощность вентиляй: с неполным управлением (тиристоров)

$$S_{b1}^* = \frac{S_{b1}}{P_{d0}} = \frac{nU_{b\max}I_a}{P_0} = \pi,$$

с полным управлением (транзисторов, запираемых тиристоров)

$$S_{b2}^* = \frac{S_{b2}}{P_{d0}} = \frac{nU_{b\max}I_{a\max}}{P_{d0}} = 2\pi.$$

7. Вычисляется действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{a,d} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}.$$

8. Вычисляется действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = \frac{I_d}{K_t},$$

9. Вычисляется полная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = 2U_2I_2 = 2\frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_{d0}\frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2}P_{d0}, S_2^* = \frac{S_2}{P_{d0}} = \frac{\pi}{2},$$

где P_{d0} - активная мощность на выходе неуправляемого выпрямителя.

10. Вычисляется полная мощность первичных обмоток трансформатора

$$S_1 = U_1I_1 = K_t\frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_{d0}\frac{I_d}{K_t} = 1,11P_{d0}, S_1^* = \frac{S_1}{P_{d0}} = 1,11.$$

11. Вычисляется типовая установленная мощность трансформатора (имеющего разные полные мощности обмоток), определяемая в этом случае как

$$S_t = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,11 + 1,57}{2}P_{d0} = 1,34P_{d0}, S_t^* = \frac{S_t}{P_{d0}} = 1,34.$$

12. Оцениваются требуемая величина индуктивности реактора L_d в звене постоянного тока и его условная установленная мощность

Здесь приходится отступить от принятого на этом уровне анализа допущения об идеальности сглаживания выпрямленного тока ($L_d = \infty$) для возможности оценки затрат на исполнение реактора. С инженерной точностью можно считать выпрямленный ток практически постоянным при наличии гармоник в токе (пульсаций тока) на уровне нескольких процентов от среднего значения тока.

При задании коэффициента гармоник выпрямленного тока $K_{Г.т.}$ для расчета необходимой индуктивности реактора используем метод АДУ2. Полагаем, что вся

пульсация выпрямленного напряжения прикладывается к фильтру (реактору), тогда дифференциальное уравнение для высокочастотной составляющей тока приобретает вид

$$L_d \frac{di_{d\text{в.р}}}{dt} = u_{d\text{в.р}}.$$

После его алгебраизации запишем

$$I_{d\text{в.р}} = \frac{1}{L_d} \bar{U}_{d\text{в.р}} = \frac{U_{d0} \bar{K}_r}{\omega L_d},$$

где интегральный коэффициент гармоник напряжения в звене постоянного тока

$$\bar{K}_r = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{U_{d(k)}}{k U_{d0}} \right)^2}$$

коэффициент гармоник выпрямленного тока

$$K_{r\text{т}} = \frac{I_{d\text{в.р}}}{I_d} = \frac{U_{d0}}{I_d} \frac{\bar{K}_r}{\omega L_d},$$

отсюда необходимая индуктивность реактора

$$L_d = \frac{U_{d0}}{I_d} \frac{\bar{K}_r}{K_{r\text{т}} \omega}.$$

Тогда максимальное значение энергии сглаживающего реактора равно

$$W_L = L_d I_d^2 = \frac{P_{d0}}{\omega} \frac{\bar{K}_r}{K_{r\text{т}}}$$

Для обеспечения возможности сопоставления затрат на исполнение сглаживающего реактора, работающего в цепи постоянного тока, с затратами на фильтровый реактор, работающий в цепи переменного тока (как и трансформатор), введем условную установленную мощность реактора. Под ней будем понимать реактивную мощность этого реактора, равную полной мощности (активной мощности в идеальном реакторе нет), которую бы он имел с известными током и индуктивностью в цепи переменного тока. Реактивную мощность реактора можно выразить как произведение угловой частоты и максимального значения энергии реактора, что приводит к такому результату:

$$S_{r,L}^* = \frac{S_{r,L}}{P_{d0}} = Q_L^* = \frac{\omega W_L}{P_{d0}} = \frac{\bar{K}_r}{K_{r\text{т}}}$$

Для выпрямителя с $q m_2 = 2$ имеем $\bar{K}_r = 0,24$

Конечно, условия работы магнитопровода сглаживающего реактора более легкие, чем магнитопровода фильтрового реактора, так как переменная составляющая магнитного потока у него, обусловленная только пульсациями выпрямленного тока, равна всего нескольким процентам от постоянной составляющей потока. Именно поэтому определенная приведенным выше способом установленная мощность сглаживающего реактора названа условной и используется только при сравнении различных схем выпрямления по условным затратам на сглаживающие реакторы.

13. Вычисляется входной коэффициент мощности выпрямителя

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = v_I = \frac{1}{S_1^*} = 0,9,$$

14. Вычисляется коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению (по гладким составляющим)

$$K_{n,n} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi K_r}.$$

15. Вычисляется коэффициент преобразования выпрямителя по току (по гладким составляющим)

$$K_{n,t} = \frac{I_d}{I_{1(1)}} = \frac{I_d}{v_I I_1} = \frac{K_r}{v_I} = 1,11 K_r.$$

Иногда определяют коэффициент преобразования выпрямителя по току как

$$K'_{n,T} = \frac{I_d}{I_1} = K_T = v_I K_{n,T}.$$

По вычисленным значениям $I_{a,max}$, $U_{b,max}$ с помощью справочника выбирают тип вентиля. По вычисленным значениям $U_2 I_2 I_1 S_T$ также по справочнику выбирают готовый трансформатор, а при его отсутствии - по этим данным выдают задание на проектирование трансформатора. По значению индуктивности сглаживающего реактора и по току в нем подбирают готовый реактор или проектируют новый.

По результатам второго этапа анализа выпрямителя можно сделать следующие выводы.

1. Выпрямитель характеризуется неполным использованием трансформатора, так как $S_T^* > 1$ на 34 %. Это обусловлено искаженными формами токов в обмотках трансформатора, особенно во вторичных из-за однополупериодности выпрямления.

2. Выпрямитель характеризуется плохим использованием вентиляй по обратному напряжению, которое в π раз больше требуемого выпрямленного.

3. Выпрямитель характеризуется плохим качеством выпрямленного напряжения (пульсации сравнимы с постоянной составляющей выпрямленного напряжения).

4. Выпрямитель имеет низкий входной коэффициент мощности.

Обычно выпрямители однофазного тока при $U_1 = 220$ В применяют до мощностей $P_{d0} \approx 3...5$ кВт и при выпрямленном напряжении - примерно до 300 В для данной схемы при условии доступности вентиляй с рабочим напряжением не выше 15 класса.

2.7 Практическое занятие №7 (2 часа).

Тема: Выпрямитель однофазного тока по мостовой схеме

2.7.1 Задание для работы: уяснить принцип работы выпрямителя.

2.7.2 Краткое описание проводимого занятия:

Схема такого выпрямителя показана на рис. 1. Вентильный мост содержит две группы вентиляй - катодную (нечетные вентиляи) и анодную (четные вентиляи). В мостовой схеме ток проводят одновременно два вентиля - один из катодной группы и один из анодной. Правило определения проводящего вентиля в катодной группе сформулировано в предыдущем разделе. Правило определения проводящего вентиля в анодной группе — проводит тот вентиль, потенциал катода которого наиболее отрицателен.

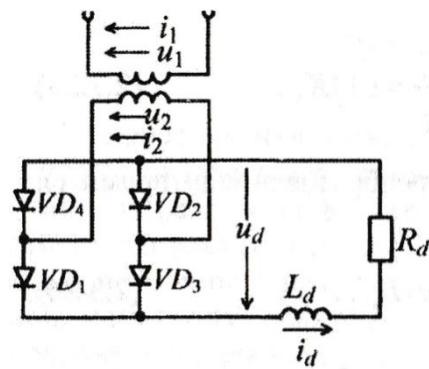


Рис. 1

Задачи анализа, как и в предыдущем случае, - определение свойств схемы и на их основе выработка рекомендаций по области применения выпрямителя. Методика анализа та же, т. е. сначала качественный анализ электромагнитных процессов с помощью временных диаграмм, затем количественный анализ с целью получения расчетных соотношений.

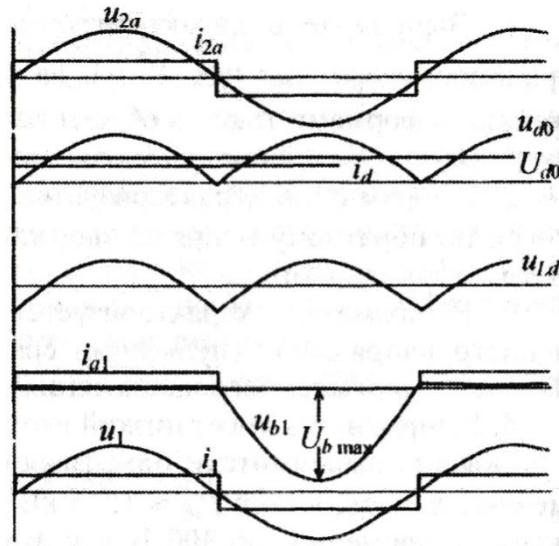


Рис. 2

Отличия в диаграммах касаются только величины обратного напряжения на вентилях и формы тока во вторичной обмотке трансформатора. При проводящих вентилях VD_3 , VD_4 моста к вентилю VD_1 прикладывается в обратном направлении напряжение вторичной обмотки трансформатора u_2 . Форма тока во вторичной обмотке трансформатора определяется суммой токов вентиляй, присоединенных к этой обмотке, например VD_1 из катодной группы и VD_4 из анодной группы. Наличие тока в обмотке в положительной и отрицательной полуволнах напряжения свидетельствует о двухполупериодности процесса выпрямления и вследствие этого отсутствии постоянной составляющей во вторичном токе.

Приведенные ниже отличия расчетных соотношений обусловлены указанным отличием двух временных диаграмм - кривыми обратного напряжения и вторичного тока трансформатора. Максимальная величина обратного напряжения на вентилях здесь вычисляется по формуле

$$U_{b \max}^* = \frac{U_{b \max \tau}}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{2} U_2}{E_{d0}} = \frac{\sqrt{2}}{U_{d0} 2\sqrt{2}} U_{d0} = \frac{\pi}{2}.$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора определяется так:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} i_d^2 d\vartheta} = I_d.$$

С учетом этого изменяется полная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} I_d = 1,11 P_{d0}, \quad S_2^* = 1,11.$$

Вследствие этого типовая мощность трансформатора

$$S_T = S_2 = S_1 = 1,11 P_{d0}, \quad S_T^* = 1,11.$$

Все остальные энергетические показатели в этом случае такие же, как в предыдущей схеме.

По результатам анализа можно сделать следующие выводы:

1. Использование трансформатора в двухполупериодной схеме выпрямления лучше, чем в однополупериодной из-за лучшей (более близкой к синусоиде) кривой вторичного тока трансформатора.

2. Использование вентиляй по обратному напряжению в мостовой схеме в два раза лучше, чем в нулевой схеме выпрямления (схеме с выводом нулевой точки трансформатора).

3. Качество выпрямленного напряжения в рассматриваемой и предыдущей схемах выпрямления одинаково, так как они имеют одинаковую пульсность ($p = qm_2 = 2$).

4. Недостатком мостовой схемы является протекание выпрямленного тока через два последовательно включенных вентиля, что приводит к двойным потерям напряжения и мощности в вентилях с реальными параметрами, заметно снижая КПД выпрямителя при низких значениях выпрямленного напряжения.

Таким образом, на основании сформулированных свойств мостовой схемы выпрямления следует заключение о том, что эта схема предпочтительнее нулевой схемы при средних значениях выпрямленного напряжения и бесспорно рациональна при высоких значениях выпрямленного напряжения (за пределами рекомендаций по использованию нулевой схемы выпрямления).

2.8 Практическое занятие №8 (2 часа).

Тема: Выпрямитель трехфазного тока со схемой соединения обмоток трансформатора треугольник-звезда с нулевым выводом

2.8.1 Задание для работы: уяснить принцип работы выпрямителя

2.8.2 Краткое описание проводимого занятия:

При активных мощностях нагрузки P_{d0} более 3...5 кВт токи на выходе выпрямителя однофазного тока превышают предельно допустимые для бытовых потребителей значения 16...25 А (для промышленных однофазных потребителей эти пределы могут быть несколько больше в зависимости от сети). В этих случаях для получения постоянного тока необходимо питание выпрямителя от трехфазной сети. Существует множество схем выпрямления в зависимости от способа соединения первичных и вторичных обмоток входного трансформатора выпрямителя (треугольник, звезда, зигзаг, двойной зигзаг). Рассмотрим два варианта.

Первый вариант схемы однополупериодного выпрямителя трехфазного тока требует соединения вторичных обмоток трансформатора в звезду для получения общего нулевого провода и первичных обмоток - в треугольник (рис. 1).

Цель анализа этой базовой схемы выпрямления остается прежней - выявление ее свойств. Методика анализа, допущения те же, что и у однофазных выпрямителей.

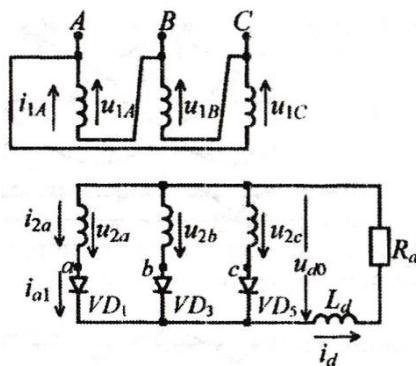


Рис. 1

Временные диаграммы характерных напряжений и токов выпрямителя представлены на рис. 2 в той же последовательности, что и на предыдущих схемах. На первой диаграмме показана трехфазная система напряжений вторичных обмоток трансформатора u_{2a}, u_{2b}, u_{2c} и размечены интервалы проводящего состояния вентиляй катодной группы, определенные в соответствии со сформулированным выше правилом проводимости вентиляй катодной группы. Точки пересечения положительных полуволн вторичных напряжений, начиная с которых на вентилях появляется прямое напряжение, называют точками естественного зажигания (термин введен еще в дополупроводниковую

эпоху газоразрядных вентилей, когда их вступление в работу происходило за счет «зажигания» в них разряда) или точками естественной коммутации. Необходимо обратить внимание на то, что при числе фаз вторичных напряжений, равном трем и более, точки естественного зажигания и точки перехода вторичных напряжений через нулевые значения не совпадают, поэтому отсчет задержки вступления вентилей в работу относительно соответствующих нулей вторичных напряжений был обозначен углом Ψ , а отсчет задержки вступления вентилей в работу относительно точек естественной коммутации в управляемых выпрямителях - углом α .

На второй диаграмме построены кривая выпрямленного напряжения u_{d0} как совокупность участков вторичных напряжений по интервалам проводимости вентилей и кривая выпрямленного тока i_d для случая $X_d = \infty$. На третьей диаграмме приведена форма напряжения на сглаживающем реакторе, воспринимающем переменную составляющую (пульсации) выпрямленного напряжения. На четвертой диаграмме показаны кривые анодного тока первого вентиля i_{a1} и обратного напряжения на нем u_{b1} . Последняя определяется как разница мгновенных значений напряжения на аноде вентиля u_{2a} и выпрямленного напряжения u_{d0} , отсчитанных относительно общей (нулевой) точки вторичных обмоток трансформатора. Анодный ток вентиля равен выпрямленному току на интервале проводимости одного вентиля. Очевидно, что в данной схеме ток во вторичной обмотке трансформатора i_{2a} повторяет форму анодного тока вентиля i_{a1} , соединенного последовательно с обмоткой, что и отражено на первой диаграмме. Опять обращает на себя внимание однонаправленный характер тока во вторичной обмотке, т. е. присутствие в нем постоянной составляющей $I_{2(=)}$, численно равной среднему значению этого тока, т. е. среднему значению анодного тока вентиля I_a . С учетом этого ток во вторичной обмотке трансформатора условно можно разложить на постоянную $I_{2(=)}$ и переменную $i_{2(\sim)}$ (оставшуюся после вычитания $I_{2(=)}$) составляющие.

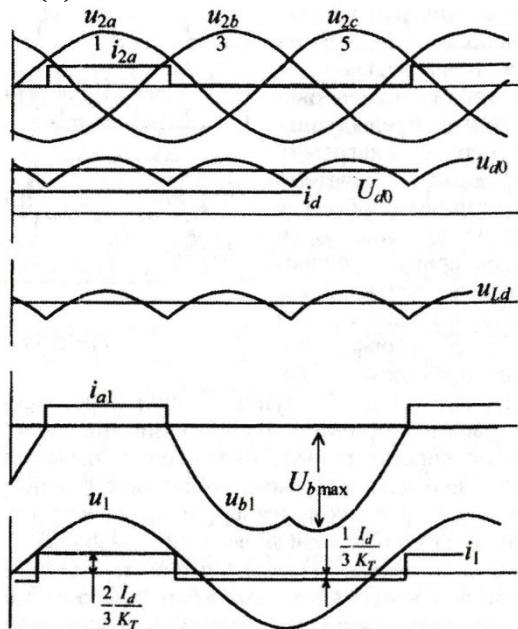


Рис. 2

На основе этого разложения можно сформулировать здесь эмпирическое правило построения первичного тока трансформатора по найденному вторичному току (пренебрегая по-прежнему током намагничивания трансформатора): так как в первичную обмотку из вторичной может трансформироваться только переменная составляющая тока, то вычитанием из кривой вторичного тока постоянной составляющей и учетом коэффициента трансформации получаем:

$$i_1 = \frac{i_2 - I_{2(=)}}{K_{\tau}}.$$

Необходимо отметить, что строгое математическое выражение для первичного тока трансформатора также можно получить из уравнений для намагничивающих сил, составленных по второму закону Кирхгофа для магнитных цепей.

Пятая временная диаграмма на рис. 2 представляет кривую напряжения первичной обмотки трансформатора и кривую первичного тока в этой обмотке, расположенной на стержне фазы А магнитопровода трансформатора.

Из-за наличия постоянной составляющей в токе вторичных обмоток трансформатора в каждом из трех стержней магнитопровода трехфазного трансформатора возникает нескомпенсированный односторонний поток вынужденного подмагничивания трансформатора. Это приводит к соответствующему смещению $B_{\text{подм}}$ исходного положения рабочей точки на кривой намагничивания магнитопровода, тем самым допустимый диапазон изменения индукции магнитопровода ограничивается значениями $\Delta B = B_{\text{нас}} - B_{\text{подм}}$, которые меньше значений индукции, соответствующей порогу насыщения $B_{\text{нас}}$. В результате для сохранения переменной составляющей потока на прежнем уровне, требуемом заданным напряжением на первичных обмотках, необходимо пропорционально увеличивать сечение магнитопровода, т. е. его массу и габариты (здесь это увеличение будет равно 1/3 в соответствии с тем, что постоянная составляющая потока равна трети амплитуды результирующего потока).

Суммарные затраты на трансформатор (здесь понимаем под «затратами» или стоимость меди и магнитопровода, или их массу, или их габаритные размеры в конструкции) при условии эквивалентности затрат на медь и магнитопровод в общих затратах возрастут в этих условиях на 16,5 %. С учетом условности эквивалентности указанных составляющих затрат можно говорить об увеличении в этом случае типовой мощности трансформатора на 16,5 %, так как использованная типовая методика ее расчета не учитывает вынужденного подмагничивания трансформатора односторонним потоком.

Можно также рассмотреть на качественном уровне процессы в заданной схеме соединения первичных обмоток трансформатора.

Если сделать подобный анализ электромагнитных процессов в трансформаторе при соединении его первичных обмоток в звезду, то можно показать, что при наличии во вторичных токах гармоник, кратных трем (режимы с $X_d \neq \infty$), в магнитопроводе трансформатора дополнительно возникают переменные потоки вынужденного подмагничивания от этих гармоник. В первичных обмотках не будет этих гармоник из-за отсутствия пути протекания для них. Первичные обмотки соединены в треугольник, который образует контур для протекания гармоник, кратных трем, что компенсирует потоки от этих гармоник во вторичных токах, тем самым устранив вынужденное подмагничивание магнитопровода этими гармониками.

Теперь можно провести этап количественного анализа процессов в выпрямителе. Задача, допущения и методика анализа такие же, как и при расчете выпрямителей однофазного тока, что позволяет сопоставлять результаты, полученные в одинаковых условиях. Те же пятнадцать шагов расчета имеют здесь следующее содержание.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения неуправляемого выпрямителя

$$U_{d0} = \left(\frac{2\pi}{3}\right)^{-1} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2} U_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 = 1,17 U_2$$

отсюда

$$U_2 = \frac{U_{d0}}{1,17} = 0,84 U_{d0}.$$

Заметим, что начало отсчета времени (в максимуме косинусоиды) при записи исходного расчетного интеграла выбирается только из соображений простоты вычисления и на результат вычисления не влияет.

2. Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d d\vartheta = \frac{I_d}{3}.$$

3. Действующее значение анодного тока вентиля

$$I_{a,d} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}.$$

Коэффициент формы

$$K_\Phi = \frac{I_{a,d}}{I_a} = \sqrt{3}.$$

4. Амплитудное значение анодного тока

$$I_{a,\max} = I_d.$$

5. Максимальная величина обратного напряжения на вентиле

$$U_{b,\max}^* = \frac{U_{b,\max}}{U_{d,0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} U_2}{U_{d,0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} 2\pi}{3 \sqrt{6}} = \frac{2\pi}{3} = 2,09.$$

6. Установленная мощность вентилем: с неполным управлением

$$S_{b1}^* = \frac{S_b}{P_{d,0}} = n \frac{U_{b,\max} I_a}{P_{d,0}} = 3 \frac{2\pi U_{d,0} I_d}{3 \cdot 3} = \frac{2\pi}{3},$$

с полным управлением

$$S_{b2}^* = S_{b1}^* K_a = \frac{2\pi}{3} 3 = 2\pi.$$

7. Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора

$$I_2 = I_{a,d} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}.$$

8. Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} \frac{I_d}{K_\tau} \right)^2 d\vartheta + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(-\frac{1}{3} \frac{I_d}{K_\tau} \right)^2 d\vartheta \right]} = \frac{\sqrt{2} I_d}{3 K_\tau}. \quad (2.5.14)$$

9. Полная мощность вторичных обмоток:

$$S_2 = 3U_2 I_2 = \frac{3 \cdot 2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d,0} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi}{3\sqrt{2}} P_{d,0} = 1,48 P_{d,0}.$$

10. Полная мощность первичных обмоток трансформатора:

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3K_\tau U_2 \frac{\sqrt{2} I_d}{3 K_\tau} = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d,0} \frac{\sqrt{2}}{3} I_d = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_{d,0} = 1,21 P_{d,0}.$$

11. Типовая мощность трансформатора:

$$S_\tau = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1,21 + 1,48}{2} P_{d,0} = 1,345 P_{d,0}, \quad S_\tau^* = 1,345.$$

Эта расчетная величина не принимает во внимание вынужденное подмагничивание трансформатора однона правленным потоком. С учетом сделанных выше оценок влияния однона правленного потока вынужденного подмагничивания имеем

$$S_{\tau,b}^* = 1,165 S_\tau^* = 1,57$$

12. Входной коэффициент мощности:

$$\chi = v_I = \frac{1}{S_1^*} = \frac{1}{1,21} = 0,79.$$

13. Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению:

$$K_{\text{п.н}} = \frac{U_{d0}}{U_1} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} K_T = 1,17 K_T.$$

14. Коэффициенты преобразования выпрямителя по току:

$$K_{\text{п.т}} = \frac{K_T}{v_I} = 1,21 K_T, \quad K'_{\text{п.т}} = \frac{K_T}{\sqrt{2}}.$$

Рассмотренную схему однополупериодного выпрямления трехфазного тока сопоставим по свойствам с проанализированной выше схемой однополупериодного выпрямителя однофазного тока ($m_1 = 1$, $m_2 = 2$, $q = 1$).

1. В рассмотренной схеме произошло дополнительное по сравнению с противопоставляемой схемой ухудшение использования трансформатора по типовой мощности $S_{\text{т.в}}^*$ из-за наличия подмагничивания магнитопровода трансформатора постоянным потоком.

2. Использование вентилей по обратному напряжению в рассмотренной схеме в 1,5 раза лучше, чем в противопоставляемой. Это соответственно снизило и установленную мощность вентилей с неполным управлением.

3. Качество выпрямленного напряжения в рассмотренной схеме выше в 4 раза по критерию \bar{K}_r и в 2,5 раза - по критерию $K_{\text{п}} >$ чем в противопоставляемой схеме. Это связано с увеличением пульсности выпрямления в 1,5 раза (с $q m_2 = 2$ до $q m_2 = 3$), т. е. возрастанием частоты пульсаций и уменьшением амплитуды пульсаций почти в два раза. Видно, что суждения о качестве выпрямленного напряжения по распространенному критерию $K_{\text{п}}$ недостаточно, так как он не учитывает частоту пульсаций напряжения, также влияющую на качество выпрямленного тока. Критерий \bar{K}_r учитывает частоту пульсаций, поэтому он прямо определяет качество выпрямленного тока и условную установленную мощность сглаживающего реактора.

4. Входной коэффициент мощности здесь заметно ниже, чем в противопоставляемой схеме, из-за худшей формы первичного тока, что, как будет показано, означает большее обратное негативное влияние выпрямителя на питающую сеть.

Итак, с учетом этих свойств схема имеет ограниченное самостоятельное применение (только при низких значениях, выпрямленного напряжения с невысоким качеством), но является составной частью более сложных и более качественных выпрямителей.

2.9 Практическое занятие №9 (2 часа).

Тема: Выпрямитель трехфазного тока по мостовой схеме

2.9.1 Задание для работы: уяснить принцип работы выпрямителя

2.9.2 Краткое описание проводимого занятия:

Двухполупериодные схемы выпрямления, характеризующиеся переменным током во вторичных обмотках трансформатора, значительно менее критичны к соединению первичных и вторичных обмоток трансформатора. Наиболее распространено соединение первичных и вторичных обмоток трансформатора в звезду (рис. 1, а).

Для облегчения анализа новой схемы двухполупериодного выпрямления опять воспользуемся приемом сведения новой схемы к уже известной. Условно мостовой выпрямитель можно изобразить в виде последовательного соединения двух нулевых схем выпрямления, расщепив вторичные обмотки трансформатора, как показано на рис. 1, б. Одна нулевая схема образована катодной группой вентилей (плюс) и нулевой точкой вторичных обмоток трансформатора, соединенных в звезду (минус). Вторая нулевая схема

образована анодной группой вентиляй (минус) и опять нулевой точкой тех же вторичных обмоток трансформатора (плюс).

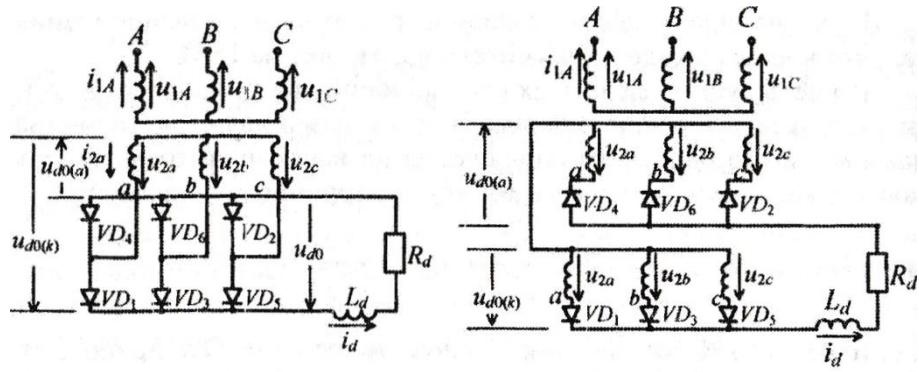


Рис. 1

Цель анализа остается прежней, как и во всех базовых схемах выпрямления: изучить свойства схемы и по ним определить рациональные области ее применения. Методика двухэтапного анализа также остается прежней.

На рис. 2 показаны временные диаграммы напряжений и токов схемы. На первой диаграмме представлена трехфазная система напряжений вторичных обмоток трансформатора. Здесь же размечены интервалы проводимости вентиляй катодной и анодной групп, а также приведены кривые выпрямленных напряжений этих групп $u_{d(k)}$, $u_{d(a)}$ относительно нулевой точки вторичных обмоток. Видно, что в любой момент времени работают один вентиль из катодной группы и один из анодной.

На второй диаграмме представлены кривые выпрямленных напряжения u_d и тока i_d . Сложение двух трехпульсных выпрямленных напряжений $u_{d(k)}$, $u_{d(a)}$, у которых пульсации сдвинуты на половину своего периода, дает шестипульсную кривую выпрямленного напряжения u_d . В отличие от нулевых схем выпрямителей, где выпрямляются фазные напряжения, в мостовой схеме, как видно из диаграммы, выпрямляются межфазные, т. е. линейные, напряжения.

На третьей диаграмме приведена кривая напряжения u_{L_d} на сглаживающем реакторе.

На четвертой диаграмме приведены кривая анодного тока вентиля и кривая обратного напряжения на нем, построенные по той же методике, что и в нулевых схемах. Зная форму анодных токов вентиляй, можно построить токи во всех вторичных обмотках трансформатора. Так, ток i_{2a} во вторичной обмотке фазы а трансформатора равен алгебраической сумме анодных токов i_{a1} и i_{a4} (с учетом их направления), протекающих по обмотке соответственно в положительную и отрицательную полуволны вторичного напряжения в согласии с определением двухполупериодного выпрямления, как показано на первой диаграмме.

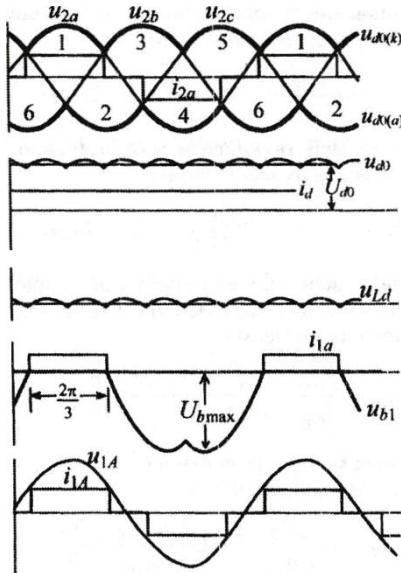


Рис. 2

На пятой диаграмме приведены кривые напряжения u_{1A} первичной обмотки фазы А, задаваемого сетью, и тока этой же обмотки i_{1A} . Ток во вторичной обмотке трансформатора чисто переменный (без постоянной составляющей), он трансформируется с той же формой в первичную обмотку. Страгое обоснование этого результата опять можно сделать с помощью составления уравнений для намагничивающих сил трансформатора по второму закону Кирхгофа для магнитных цепей.

Пользуясь соответствующими аналогиями процессов в данном и в ранее рассмотренном выпрямителях трехфазного тока, нетрудно получить необходимые расчетные соотношения, применяя пятнадцатишаговую процедуру расчета.

I. Среднее значение выпрямленного напряжения в мостовой схеме в два раза больше, чем в нулевой:

$$U_{d0} = 2 \frac{3 \sqrt{6}}{2\pi} U_2 = \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} U_2 = 2,34 U_2.$$

2, 3, 4. Среднее, действующее и максимальное значения тока вентилей такие же, как в нулевой схеме:

$$I_a = \frac{I_d}{3}, \quad I_{a,d} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}, \quad I_{a,\max} = I_d.$$

5. Относительная величина максимального обратного напряжения на вентиляе здесь в два раза меньше (из-за возрастания в два раза выпрямленного напряжения):

$$U_{b\max}^* = \frac{U_{d\max}}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} U_2 \pi}{3 \sqrt{6} U_2} = \frac{\pi}{3} = 1,045.$$

6. Установленная мощность вентилей: с неполным управлением

$$S_{b1}^* = n \frac{I_a U_{b\max}}{P_{d0}} = 6 \frac{I_d \pi U_{d0}}{3 \cdot 3 P_{d0}} = \frac{2\pi}{3};$$

с полным управлением

$$S_{b2}^* = n \frac{I_{a,\max} U_{b\max}}{P_{d0}} = 6 \frac{I_d \pi U_{d0}}{3 P_{d0}} = 2\pi.$$

7, 8. Одинаковая форма токов в первичных и вторичных обмотках трансформатора (с точностью до K_T) означает подобие и расчетных соотношений для действующих значений этих токов:

$$I_1 = \frac{I_2}{K_T} = \frac{I_d}{K_T} \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

9, 10, 11. Тождественность форм напряжений на первичной и вторичной сторонах трансформатора и форм токов в них означает равенство полных мощностей обмоток первичной и вторичной сторон:

$$S_2^* = S_1^* = S_T^* = \frac{3U_2I_2}{P_{d0}} = 3 \frac{\pi\sqrt{2}}{3\sqrt{6}\sqrt{3}} = \frac{\pi}{3} = 1,045.$$

12. Качество выпрямленного напряжения здесь такое же, как и в предыдущей шестипульсной схеме выпрямления с уравнительным реактором:

$$\bar{K}_r = 0,0067, \quad K_n = 0,057.$$

13. Входной коэффициент мощности выпрямителя здесь также высок:

$$\chi = \frac{1}{S_1^*} = 0,955.$$

14. Коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению здесь в два раза выше:

$$K_{n,n} = \frac{U_{d0}}{U_1} = 2,34K_r.$$

15. Коэффициент преобразования выпрямителя по току

$$K_{n,T} = \frac{I_d}{I_{l(1)}} = \sqrt{\frac{3}{2}} K_T \frac{\pi}{3} = 1,282 K_T,$$

$$K'_{n,T} = \frac{I_d}{I_1} = 1,225 K_T.$$

При сравнении полученных результатов и результатов анализа рассмотренных ранее выпрямителей трехфазного тока можно сделать следующие *выводы*.

1. Мостовая схема выпрямления трехфазного тока имеет наилучшее использование установленной мощности трансформатора среди всех схем.

2. Качество выходных напряжения и тока выпрямителя здесь такое же, как и у шестипульсной схемы с уравнительным реактором.

3. Использование вентилей по обратному напряжению в двухполупериодной (мостовой) схеме выпрямления в два раза лучше, чем во всех однополупериодных (нулевых) схемах выпрямления трехфазного тока, что аналогично ситуации с однополупериодными и двухполупериодными схемами выпрямления однофазного тока.

4. Мостовая схема отличается протеканием выпрямленного тока через два последовательно включенных вентиля, вследствие чего имеют место двойные потери напряжения и мощности в вентилях по сравнению с однополупериодными схемами выпрямления.

2.10 Практическое занятие №10 (2 часа).

Тема: Повышающие и повышающе-понижающие регуляторы

2.10.1 Задание для работы: рассмотреть работу представленных видов регуляторов

2.10.2 Краткое описание проводимого занятия:

Основное достоинство ШИП связано с отсутствием в нем каких-либо реактивных элементов (реакторов, конденсаторов), что позволяет выполнять его в едином технологическом процессе в виде твердотельного модуля. Это обуславливает низкие значения удельных массогабаритных показателей (кг/кВА, дм³/кВА) преобразователя. Правда, пока модульное изготовление преобразователей нашло ограниченное применение из-за сравнительно большого (до двух раз) удорожания модулей по сравнению с выполнением преобразователей из вентильных элементов. Диапазон мощностей ШИП простирается от десятков ватт до десятков киловатт и более при необходимости.

Недостатки ШИП связаны с импульсным характером токов и напряжений вентилей, что обуславливает:

- высокие требования к динамическим параметрам вентилей;

- доминирование фактора динамических потерь в вентилях при определении частоты коммутации;
- высокие уровни высокочастотных электромагнитных помех, генерируемых большими скоростями изменения токов и напряжений вентиляй;
- широкополосный спектр преобразованных напряжений и токов на выходе ШИП.

Все ШИП имеют коэффициент преобразования по напряжению, регулируемый в диапазоне 0...1. В то же время для стабилизации среднего значения выходного напряжения ШИП на уровне или выше его номинального среднего значения необходим преобразователь с коэффициентом преобразования по напряжению более единицы. Такой преобразователь напряжения можно получить, если обеспечить раздельные во времени процесс накопления энергии в реактивном элементе входной цепи (например, индуктивности) и процесс передачи этой энергии в реактивный элемент выходной цепи (например, емкость). Управление коэффициентом передачи достигается изменением соотношения между длительностью этих двух процессов, а частота их повторения будет определять (образно пропорционально) значения параметров указанных реактивных элементов.

Схема повышающего преобразователя, созданного на базе такой концепции, показана на рис. 1, а. Диаграммы токов и напряжений элементов схемы при конечной величине индуктивности нагрузки и емкости фильтрового конденсатора приведены на рис. 1, б.

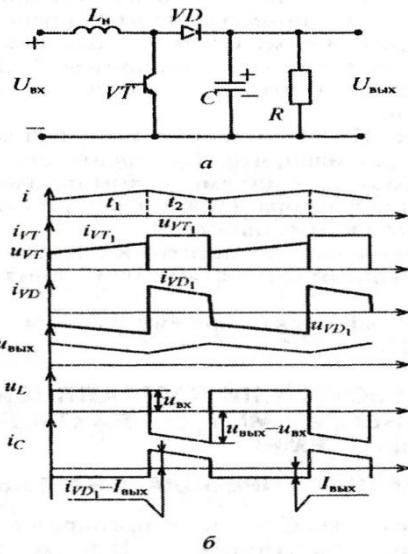


Рис. 1

При включенном транзисторе VT_1 на интервале времени t_1 в накопительном реакторе L нарастает ток и запасается энергия, отбираемая от источника входного напряжения U_{BX} . Нагрузка R при этом получает энергию от накопительного конденсатора C , имеющего определенный заряд. При включенном транзисторе VT_1 на интервале времени t_2 ток реактора L через диод VD протекает на выход преобразователя в нагрузку R и в конденсатор C , подзаряжая его и этим восполняя потерю энергии на интервале t_1 .

Идеальные элементы преобразователя. Начиная анализ новых преобразователей, как и прежде, с их идеализации, будем считать, что все вентили - идеальные ключи, пульсации выходного напряжения преобразователя и его входного тока пренебрежимо малы по сравнению со средними значениями (постоянными составляющими) этих переменных. Для этого необходимо выбрать соответствующие значения элементов L и C при определенной частоте коммутации f_T .

Рассматривая фрагмент схемы преобразователя из транзистора VT и диода VD как вентильный комплект из ключей с коммутационными функциями Ψ_1 и Ψ_2 , причем $\Psi_1 + \Psi_2$ (рис. 2), получаем дифференциальные уравнения преобразователя с учетом уравнений вентильного комплекта:

$$i_{\text{вых.к}} = \Psi_2 i_{\text{вх.к}}, \quad u_{\text{вх.к}} = \Psi_2 u_{\text{вых.к}}$$

$$L \frac{di_{\text{вх}}}{dt} = u_{\text{вх}} - u_{\text{вх.к}} = u_{\text{вх}} - \Psi_2 u_{\text{вых}},$$

$$C \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{u_{\text{вых}}}{R} = i_{\text{вых.к}} = \Psi_2 i_{\text{вх}}.$$

Для расчета преобразователя по гладкой составляющей (здесь по постоянной составляющей) заменим мгновенные коммутационные функции их постоянными составляющими (средними значениями) $\Psi_2 = 1 - \Psi_1$:

$$\Psi_1 = \frac{t_1}{T_r} = \frac{T_r - t_2}{T_r} = 1 - \Psi_2,$$

а все производные переменных приравняем нулю.

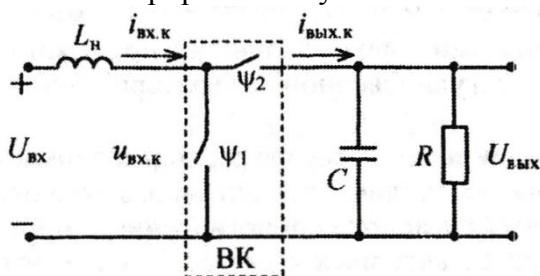


Рис. 2

2.11 Практическое занятие №11 (2 часа).

Тема: Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с полным управлением и циклическим методом формирования кривой выходного напряжения

2.11.1 Задание для работы: рассмотреть непосредственные преобразователи частоты на вентилях с полным управлением и циклическим методом формирования кривой выходного напряжения

2.11.2 Краткое описание проводимого занятия:

Рассмотрение указанного типа непосредственных преобразователей частоты (циклоинверторов) необходимо начать с уточнения терминологии. Помимо приведенного в заголовке названия для преобразователя на вентилях с полным управлением в технической литературе используют еще такие названия: преобразователь частоты с однократной модуляцией, преобразователь частоты с квазиоднолосной модуляцией, преобразователь частоты фазоразностного типа, фазовый демодулятор, матричный преобразователь, инвертор напряжения с непосредственной связью и другие в зависимости от того, какую особенность такого циклоинвертора принять за доминирующую. Представляется более удобным в названии преобразователя не использовать какую-либо особенность его управления, как это делается сейчас, а сохранить его специфику - непосредственную связь (через вентили) входа и выхода, а особенность управления отмечать добавлением метода формирования кривой выходного напряжения. С учетом этого к циклическому управлению отнесем алгоритмы управления, когда коммутации вентиляй в выходных фазах преобразователя осуществляются одновременно, что обеспечивает простоту управления и анализа электромагнитных процессов в преобразователе.

Принципиальные схемы непосредственных преобразователей частоты остаются неизменными при различных алгоритмах формирования их кривых выходных напряжений. Поэтому рассмотрим здесь циклический метод формирования выходного напряжения применительно к прежней схеме 18-вентильного преобразователя, в которой только встречно-параллельные тиристоры заменены на два встречно-параллельно

включенных полностью управляемых вентиля, которые, в свою очередь, представлены в схеме преобразователя (рис. 1) условными ключами, способными включаться и выключаться в желаемые моменты времени и позволяющими току проходить через них в любом направлении. Такие ключи с двунаправленной проводимостью на практике реализуются или встречно-параллельным включением двух GTO-тиристоров, или одной из возможных транзисторно-диодных комбинаций. Использование диодов обусловлено необходимостью предотвращения смены полярности транзисторных напряжений на недопустимые для них.

Диаграммы напряжений, токов и управляющих сигналов для ключей циклопонвертера по схеме, показанной на рис. 1, построены на рис. 2. На первой диаграмме приведена трехфазная система входных напряжений, на второй - кривая выходного напряжения фазы А преобразователя, отсчитанного относительно нулевой точки питающей сети. На следующих двух диаграммах показаны условные сигналы управления для ключей K_1, K_3 фазы а преобразователя, определяющие длительность их проводящего состояния на первом интервале T_1 такта T_T .

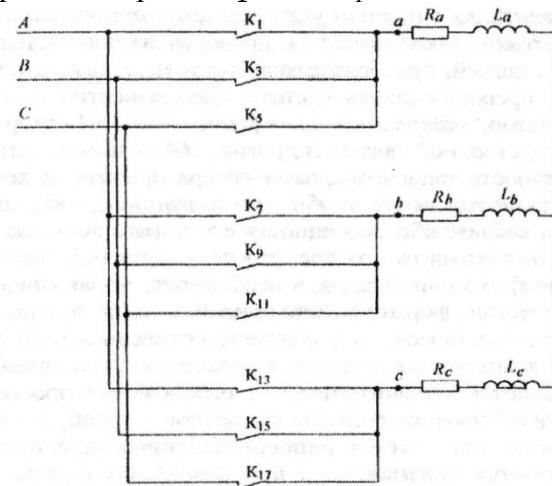


Рис. 1

На последней диаграмме приведены импульсы управления для соответствующих троек ключей $K_1, K_7, K_{13}; K_3, K_9, K_{15}; K_5, K_{11}, K_{17}$, с помощью которых поочередно обеспечивается формирование нулевой паузы в кривой выходного напряжения.

Для изменения величины первой гармоники выходного напряжения преобразователя вводят широтно-импульсное регулирование.

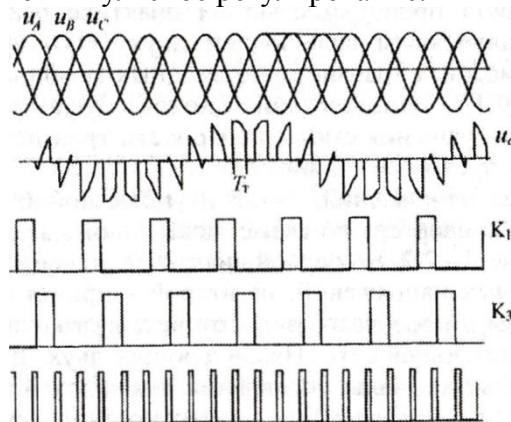


Рис. 2

При однополярной модуляции нулевая пауза в кривой выходного напряжения образуется, как и в инверторе напряжения с ШИР, на втором подынтервале T_2 такта T_T путем подключения всех фаз нагрузки к одной фазе питающей сети, что отразится на

кривой входного тока преобразователя, также имеющей нулевые паузы. Это обстоятельство требует включения на входе преобразователя или LC-фильтра, обеспечивающего возможность скачков входного тока, аналогичного входному фильтру выпрямителя с опережающим фазовым регулированием, или устройства сброса энергии из индуктивностей питающей сети LC при обрыве тока в них для исключения перенапряжений. Это устройство сброса состоит из трехфазного диодного мостового выпрямителя, буферного (накопительного) конденсатора C_6 , ячейки поглощения энергии (ЯПЭ) (рис. 3).

Ячейка поглощения энергии представляет собой в простейшем случае (при маломощном преобразователе) активное сопротивление, а в случае мощного преобразователя - зависимый инвертор, подключенный к той же питающей сети и возвращающий энергию сброса из конденсатора C_6 снова в сеть. Поскольку зависимый инвертор в ЯПЭ будет работать с углом регулирования β_{min} , потребуется наличие повышающего трансформатора на выходе этого инвертора для согласования уровня напряжения на конденсаторе C_6 с напряжением питающей сети. Мощность этого трансформатора в процентах от входной мощности непосредственного преобразователя частоты определяется напряжением короткого замыкания (в процентах) питающей сети.

При двухполярной модуляции для регулирования величины первой гармоники выходного напряжения непосредственного преобразователя частоты на втором интервале каждого такта вместо нулевой паузы используется подключение фазы нагрузки (выхода преобразователя) к другой фазе питающей сети. В шестипульсном преобразователе это будет фаза питающей сети с напряжением противоположной полярности, в трехпульсном, как на рис. 1, это могут быть предыдущая или последующая фазы питающей сети, как показано для последнего случая на рис. 4. При этом входной ток преобразователя частоты является прерывистым и ослабевает необходимость введения входного фильтра или устройства сброса энергии из индуктивностей сети. Качество выходного напряжения преобразователя тогда будет хуже, чем при однополярной модуляции.

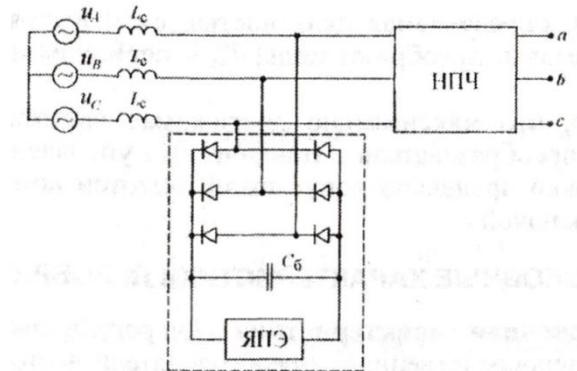


Рис. 3

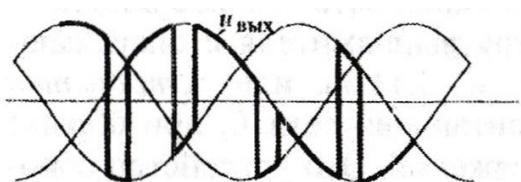


Рис. 4

Математическая модель непосредственного преобразователя частоты будет такой же, как у предыдущего преобразователя частоты, только здесь изменится вид коммутационных функций вентилей, входящих в коммутационные матрицы. При циклическом управлении частота первой гармоники коммутационной функции вентилей отличается от частоты напряжения питающей сети в большую или меньшую сторону.

Поэтому частота первой гармоники выходного напряжения преобразователя будет определяться разницей этих частот:

$$f_{\text{вых}} = \frac{1}{T_{\text{вых}}} = \left| \frac{1}{pT_{\text{т}}} - \frac{1}{T_{\text{вх}}} \right| = |f_{\text{упр}} - f_{\text{вх}}|,$$

где $p = qm_2$ - пульсность схемы непосредственного преобразователя частоты, определяемая пульсностью схем выпрямителей, из которых образован преобразователь; $T_{\text{вх}}$ - период входного напряжения.

Очевидно, что максимально достижимая частота выходного напряжения преобразователя с циклическим управлением ограничивается только предельно допустимой частотой коммутации используемых ключей.

2.12 Практическое занятие №12 (2 часа).

Тема: Непосредственные преобразователи частоты с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы

2.12.1 Задание для работы: рассмотреть непосредственные преобразователи частоты с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы

2.12.2 Краткое описание проводимого занятия:

Концепция получения управляемого коэффициента преобразования по напряжению больше единицы в циклопонтерах на ключах аналогична концепции повышения коэффициента преобразования в регуляторах переменного напряжения. Функционально *повышающе-понижающий циклопонтер* является специфическим объединением непосредственного преобразователя частоты на вентилях с полным управлением с циклическим методом формирования кривой выходного напряжения и повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения. Схема такого циклопонтера трехфазного напряжения а однофазное по нулевой схеме показана на рис. 1. Ключи K_1 – K_3 работают в режиме ключей непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением и широтно-импульсным регулированием.

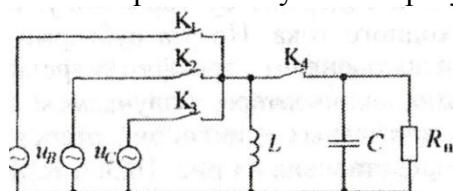


Рис. 1

На рис. 2 показаны импульсы управления этими ключами под временными диаграммами входных напряжений и тока одной из фаз. Ниже показаны импульсы управления ключом K_4 , дополняющие по длительности импульсы ключей K_1 – K_3 до такта T_m . На последней диаграмме приведена форма тока накопительного реактора L и напряжения на накопительном конденсаторе C .

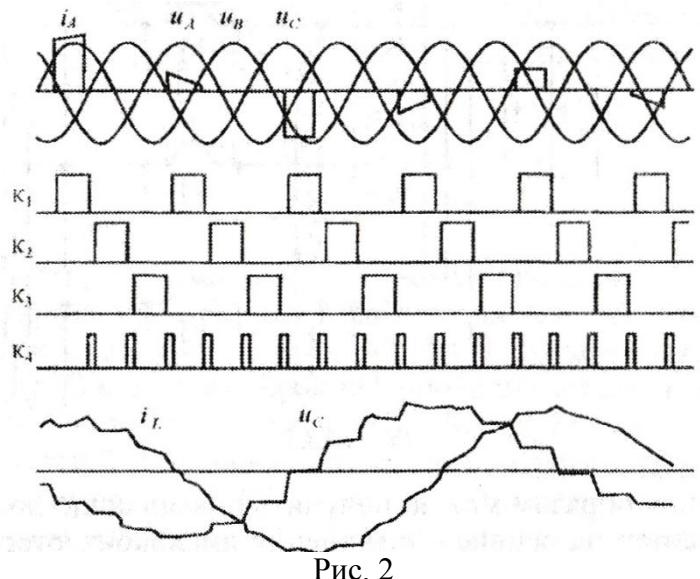


Рис. 2

Таким образом, энергия тока накопительного реактора L циклоделителя передается «порциями» через ключ K_4 в накопительный конденсатор C , обеспечивая при определенных сочетаниях параметров повышение выходного напряжения по сравнению с входным, как в повышающе-понижающем регуляторе переменного напряжения.

Входной ток трехфазно-однофазного циклоделителя, как видно из временной диаграммы, не только является импульсным, но и содержит субгармонику, порождаемую низкой частотой выходного тока. Но эта субгармоника во входном токе может быть исключена в трехфазно-трехфазном повышающе-понижающем циклоделителе, получаемом при объединении трех трехфазнооднофазных циклоделителей. Схема такого преобразователя представлена на рис. 3. Ключи циклоделителя $K_1 - K_3$ в каждой фазе (см. рис. 1), а ключи K_4 - встречечно-параллельным соединением транзисторов и диодов с использованием свойства связности трехфазной нагрузки без нулевого провода. Для получения синусоидального тока в питающей сети из импульсного входного тока циклоделителя включен входной LC-фильтр.

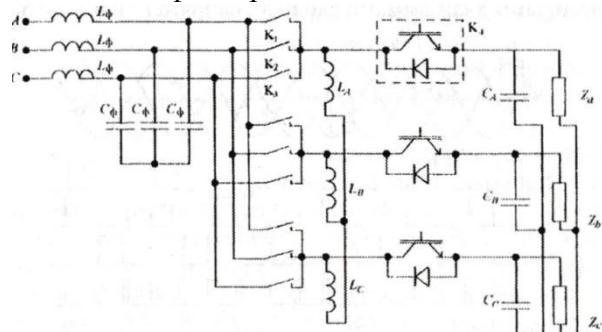


Рис. 3

Подобным образом можно получить повышающе-понижающий циклоделитель на основе объединения циклоделителя с циклическим управлением и повышающе-понижающим регулятором переменного напряжения на базе схемы Кука. Но если в этом регуляторе переменного напряжения входной ток непрерывен, то в образуемом на его основе повышающе-понижающем циклоделителе, показанном на рис. 4, входной ток станет импульсным, так как непрерывный входной ток регулятора будет «роздан» ключами циклоделителя по фазам входного напряжения в виде импульсных токов. Значит, и в этом случае потребуется входной LC-фильтр для обеспечения синусоидального тока в фазах источника питания.

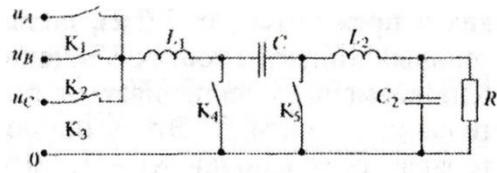


Рис. 4

Тем не менее можно построить повышающе-понижающий циклопонвертер в интеграции с регулятором на базе схемы Кука, если накопительный реактор L расщепить на три отдельных реактора и вынести их в фазы входного напряжения, при этом сам циклопонвертер выполнить не по нулевой, а по трехфазной мостовой схеме, как показано на рис. 5.

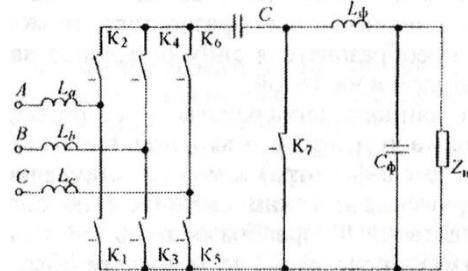


Рис. 5

Если учесть, что ключи $K_1 - K_6$, могут проводить ток в любом направлении, то, по сути, мост на ключах $K_1 - K_6$ эквивалентен встречно-параллельному включению двух трехфазных мостовых схем на вентилях с односторонней проводимостью. Тогда напряжение на выходе моста на ключах $K_1 - K_6$ может иметь любую из двух полярностей в зависимости от того, какими транзисторами ключей (например, VT_1 и VT_1' в ключе K_1 и когда ими управлять. Таким образом, ключи $K_1 - K_6$ делают возможным питание такого преобразователя от трехфазной сети переменного напряжения, а не постоянного. При этом на первом интервале такта преобразования, как и прежде, должны запасаться энергия в накопительных индуктивностях L в цепи трехфазного переменного тока и одновременно обеспечиваться питание выходной цепи от накопительной емкости C . Это выполняется включением на первом интервале всех ключей $K_1 - K_6$ моста, что приводит к соединению накопительных реакторов в звезду, и подключением конденсатора C к выходной цепи.

На втором интервале такта остаются включенными только три ключа моста ключей $K_1 - K_6$, а именно те из ключей, которые обеспечивают протекание тока в накопительных индуктивностях в прежних направлениях и заданную полярность выходного напряжения моста. При этом включается и ключ K_7 , что приводит к передаче энергии из накопительных реакторов L в накопительный конденсатор C и одновременно питание нагрузки от энергии реактивных элементов выходного $L_\phi C_\phi$ - фильтра.

Как было установлено, уровень выходного напряжения регулятора Кука зависит от относительной длительности первого интервала такта, причем достаточно линейно до уровня относительной длительности около 0,7. Тогда, если модулировать указанную относительную длительность по синусоидальному закону с учетом возможности смены знака выходного напряжения моста ключей $K_1 - K_6$, а значит, и преобразователя, то можно сформировать на выходе преобразователя синусоидальное напряжение с заданными амплитудой и частотой.

Особенность данного непосредственного преобразователя частоты заключается в том, что его входной ток будет синусоидальным (без входного ТС-фильтра) и может устанавливаться в фазе с питающим напряжением. Таким свойством не обладает никакой другой непосредственный преобразователь частоты при рассмотренных алгоритмах управления, но может им обладать при современных алгоритмах векторного управления.

2.13 Практическое занятие №13 (2 часа).

Тема: Многоканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа

2.13.1 Задание для работы: рассмотреть многоканальную синхронную разомкнутую систему управления «вертикального» типа.

2.13.2 Краткое описание проводимого занятия:

Функциональная блок-схема одного канала многоканальной системы управления преобразователями с естественной коммутацией (выпрямителями, зависимыми инверторами, вентильным комплектом непосредственного преобразователя частоты с фазовым регулированием с учетом особенности, приведенной ниже, регулятором переменного напряжения с фазовым способом регулирования) показана на рис. 1.

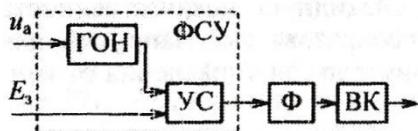


Рис. 1

Здесь ГОН - генератор опорного напряжения синусоидальной, пилообразной (или специальной) формы с частотой, равной частоте переменного напряжения сети, сфазированный с опорным напряжением вентиля, управляемого от этого канала:

E_3 - сигнал задания, определяющий угол регулирования α (в статике) или закон его изменения (в динамике);

УС - устройство сравнения, вырабатывающее сигнал на выходе в момент сравнения двух его входных сигналов;

Ф - формирователь «узкого» или «широкого» импульса управления;

ВК - выходной каскад в виде усилителя мощности и устройства гальванической развязки или согласования уровней напряжения системы управления и вентиля силовой схемы;

ФСУ - фазосмещающая часть схемы управления, в которой реализуется первое требование - регулирование фазы сигнала управления вентилем.

Рассмотрим работу системы управления сначала для случая косинусоидальной формы опорного напряжения. Диаграммы сигналов канала управления построены на рис. 2. Если опорное напряжение сдвинуто на 90° от анодного напряжения вентиля, как показано на рисунке, то при отсутствии сигнала задания ($\alpha = 0$) фаза импульса управления вентилями будет $\alpha = 90^\circ$.

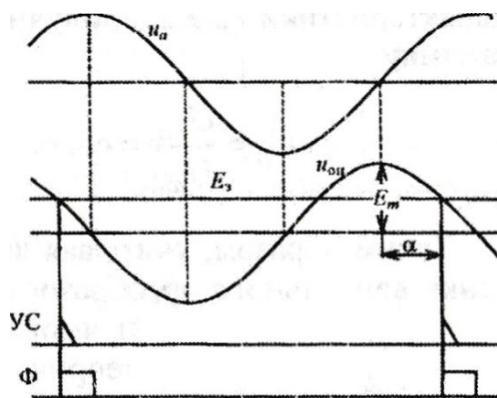


Рис. 2

При этом среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю в соответствии с уравнением регулировочной характеристики выпрямителя (2.9.2), что рационально для выпрямителя и необходимо, как будет видно из дальнейшего, для системы управления непосредственным преобразователем частоты с фазовым регулированием. При изменении сигнала задания в пределах $\pm E_m$ опорного напряжения фаза импульса управления будет меняться в пределах 0...1800, что и требуется в соответствии с регулировочной характеристикой вентильного преобразователя для работы его в выпрямительном режиме и режиме зависимого инвертирования. Поскольку регулирование фазы импульсов управления достигается здесь изменением по вертикали точки равенства напряжения задания с опорным напряжением, такой способ фазосмещения назван вертикальным.

Установим зависимость среднего значения выпрямленного напряжения для выпрямителя на идеальных элементах от значения постоянного сигнала задания E_3 . Эта зависимость называется передаточной характеристикой преобразователя по каналу: вход системы управления - выход силовой схемы.

Исходя из условия равенства мгновенных значений опорного и задающего напряжений в момент выработки импульса отпирания можно записать

$$E_m \cos \alpha = E_3, \quad \alpha = \arccos \frac{E_3}{E_m},$$

т.е. зависимость угла регулирования от напряжения задания имеет вид арккосинусоидальной функции (при постоянстве амплитуды опорного напряжения E_m).

Подставив значение α в уравнение регулировочной характеристики, получим искомую передаточную характеристику

$$C_p = \frac{U_{d0}}{U_{d0}} = \cos \alpha = \cos \left(\arccos \frac{E_3}{E_m} \right) = \frac{E_3}{E_m}.$$

Таким образом, учитывая линейность передаточной характеристики вентильного преобразователя, представленной на рис. 3 прямой 1, его можно описать в терминах теории авторегулирования как линейное передаточное звено с коэффициентом передачи (усиления):

$$K = \frac{U_{d0}}{E_m}.$$

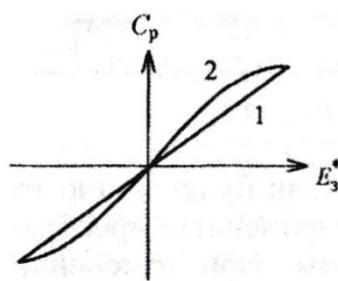


Рис. 3

Но при косинусоидальной форме опорного напряжения ухудшается работа устройства сравнения при значениях сигнала задания, близких $\pm E_m$. В этих зонах скорость изменения опорного напряжения мала и любая нестабильность работы реального устройства сравнения даст большую ошибку в определении момента появления импульса управления. Поэтому достижимый диапазон регулирования угла α приходится ограничивать величинами 150... 160°, что приводит к недоиспользованию мощности выпрямителя.

От указанного ограничения системы вертикального управления с косинусоидальной формой опорного напряжения свободна система управления с

пилообразным опорным напряжением. Диаграммы работы такой системы построены на рис. 4. Нерабочий участок пилы показан штриховой линией. Он может быть сокращен до нуля за счет расширения рабочего участка пилы вплоть до 360° .

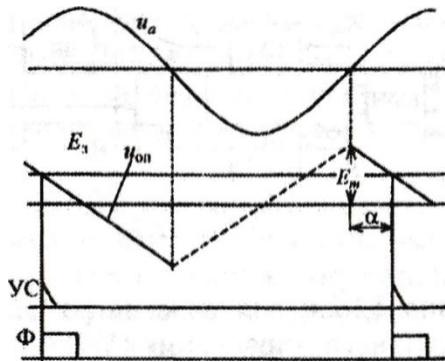


Рис. 4

Найдем уравнение передаточной характеристики выпрямителя в этом случае. Для момента выработки импульса управления из условия равенства мгновенных значений опорного и задающего напряжений можно записать

$$E_m \left(1 - 2 \frac{\alpha}{\pi} \right) = E_3, \quad \alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{E_3}{E_m} \right)$$

т.е. имеет место линейная зависимость угла регулирования α от напряжения задания. Подставив в уравнение регулировочной характеристики, получим

$$C_p = \frac{U_{da}}{U_{d0}} \cos \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{E_3}{E_m} \right) = \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{E_3}{E_m} \right).$$

Передаточная характеристика здесь синусоидальная (кривая 2 на рис. 3). Первый ее квадрант соответствует выпрямительному режиму работы, а третий квадрант - режиму зависимого инвертирования. В силу ее нелинейности вентильный преобразователь может быть охарактеризован коэффициентом передачи (усиления) только для приращений («в малом»), который зависит от режима звена авторегулирования, т.е. значения E_3 :

$$K = \frac{\Delta U_{da}}{\Delta E_3} = \frac{dU_{da}}{dE_3} = \frac{\pi}{2} \frac{U_{d0}}{E_m} \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{E_3}{E_m} \right).$$

Особенности управления непосредственным преобразователем частоты (НПЧ) с естественной коммутацией и фазовым управлением заключаются в следующем. Реверсивный вентильный преобразователь — основа НПЧ — имеет два вентильных комплекта (BK_1 и BK_2), которые управляются в противофазе. Поэтому и система управления НПЧ состоит из двух рассмотренных комплектов управления (СУ) и СУД преобразователем. Они имеют противофазные модулирующие напряжения SU_1 и SU_2 от генератора модулирующего напряжения (ГМН), определяющего частоту и величину выходного напряжения НГТЧ с помощью постоянных сигналов задания на частоту и величину выходного напряжения E_{m1} и E_{m2} соответственно.

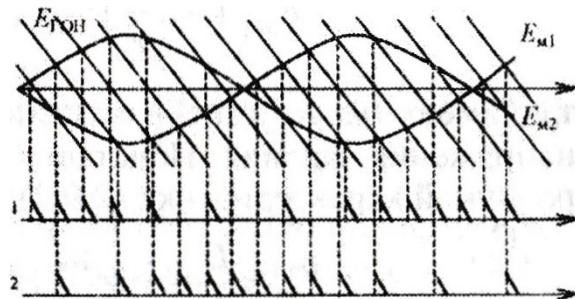


Рис. 5

2.14 Практическое занятие №14 (2 часа).

Тема: Одноканальная асинхронная система управления непрерывного слежения

2.14.1 Задание для работы: рассмотреть данную систему управления

2.14.2 Краткое описание проводимого занятия:

Недостаток многоканальной системы управления вертикального типа связан с наличием разброса значений фаз импульсов управления от канала к каналу из-за неидентичности характеристик каналов, выполненных на реальных элементах, параметры которых подвержены разбросу и дрейфу во времени и по температуре. От этого недостатка свободна одноканальная система управления, в которой импульсы управления всеми вентилями вырабатываются в общем канале при одинаковых условиях и затем распределяются по вентилям. Блок-схема одного из вариантов такой системы управления приведена на рис. 1.

Здесь генератор опорного напряжения имеет пилообразную форму, запускается по моментам, соответствующим точкам естественной коммутации трехфазной системы питающих напряжений, как показано на рис. 2. Длительность рабочего участка пилы опорного напряжения получается равной шестой части периода сетевого напряжения.

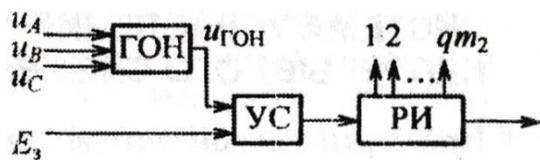


Рис. 1

Устройство сравнения вырабатывает на выходе импульсы в моменты сравнения опорного и задающего E_3 напряжений. Частота этих импульсов здесь в шесть раз выше частоты сетевого напряжения. Распределитель импульсов (РИ) последовательно направляет эти импульсы поочередно в каждый из своих шести выходов так, что на каждом появляется один импульс за период сетевого напряжения (рис. 2).

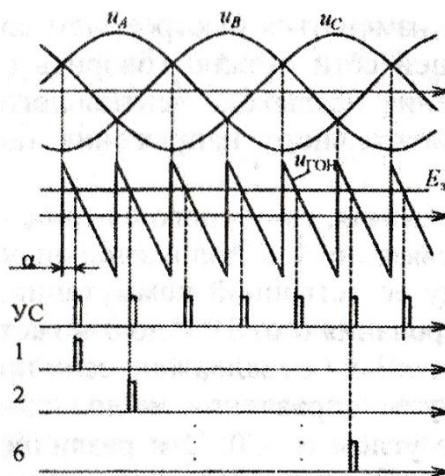


Рис. 2

Итак, очевидно, что искажения линейности пилы опорного напряжения и дрейф порога срабатывания устройства сравнения одинаково скажутся на фазе всех импульсов управления и не приведут к разбросу значений угла регулирования от вентиля к вентилю.

Для расширения диапазона регулирования угла α , который в рассмотренном случае равен только 60° , необходимо последовательно включать несколько каскадов такой системы управления. Для этого импульсы управления с выхода устройства сравнения первого каскада запускают генератор опорного напряжения второго каскада системы управления. Пилообразное напряжение этого генератора сравнивают в устройстве

сравнения второго каскада с тем же напряжением задания, в результате чего получают новую последовательность импульсов шестикратной частоты по отношению к частоте сети, имеющую удвоенное значение фазы импульсов управления по сравнению с импульсами управления первого каскада системы. Затем они распределяются по вентилям, если достижимый при этом максимальный угол регулирования а в 120° достаточен для управления, или подаются в третий каскад системы, если необходимо регулирование а до 180° .

В связи с увеличением сложности структуры такой одноканальной системы управления ее реализацию рационально выполнять не в аппаратном, а в программном виде, т.е. в микропроцессоре.

При вертикальном методе управления в разомкнутой системе с преобразователем на вентилях с неполным управлением среднее значение выпрямленного напряжения выпрямителя определялось в функции задаваемого угла регулирования а по расчетному соотношению регулировочной характеристики:

$$U_{d\alpha} = \frac{qm_2}{\pi} \sin \frac{\pi}{qm_2} U'_2 \cos \alpha .$$

Но данное уравнение для идеального выпрямителя получено при следующих допущениях:

- напряжение питающей сети имеет синусоидальную форму с неизменной амплитудой;
- угол коммутации отсутствует, так как трансформатор идеальный;
- вентили идеальные;
- выпрямленный ток непрерывный.

В реальном выпрямителе имеют место отклонения от этих допущений, которые можно рассматривать как возмущения. Особенно заметно влияют два следующих возмущения: изменения напряжения питающей сети, прямо пропорционально изменяющие выпрямленное напряжение, и изменения нагрузки, приводящие к возникновению режима прерывистого тока в ней, когда резко меняется среднее значение выпрямленного напряжения. В результате и регулировочная, а вследствие этого и передаточная характеристики размываются в область неопределенности, для случая синусоидального опорного напряжения.

Ослабить или устраниить указанный недостаток разомкнутого алгоритма управления вертикального типа можно двумя путями. Прежде всего используют принцип регулирования по возмущению. Для этого необходимо измерять каждое возмущение и вводить коррекцию в опорное напряжение или напряжение задания. Обычно таким способом нейтрализуют влияние изменения амплитуды напряжения питающей сети и реже - изменение нагрузки в режиме прерывистого тока. Другой принцип - это регулирование по отклонению, осуществляемое замыканием выпрямителя с системой управления по постоянной составляющей выпрямленного напряжения (тока). Но большая инерционность фильтра в цепи обратной связи, отделяющего постоянную составляющую от пульсаций выпрямленного напряжения, делает инерционным выпрямитель и затрудняет обеспечение его устойчивости.

Более радикальным решением для получения линейной передаточной характеристики выпрямителя является переход от алгоритмов управления по разомкнутому принципу к алгоритмам управления по замкнутому принципу, т. е. к управлению по принципу слежения.

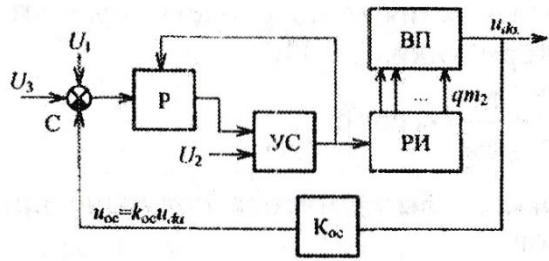


Рис. 3

Блок-схема одноканальной асинхронной системы управления непрерывного слежения показана на рис. 3. Здесь новыми элементами являются регулятор (Р) (в простейшем случае типа интегрального) и цепь обратной связи, в простейшем случае представляющая собой резистивный делитель напряжения с коэффициентом передачи K_{oc} для получения сигнала обратной связи иж, пропорционального выпрямленному напряжению (току, если стоит задача регулировать выпрямленный ток). Два сигнала постоянного напряжения - U_1 и U_2 - предназначены, как будет показано ниже, для повышения устойчивости работы системы.

Идея управления по принципу слежения основана на обеспечении равенства среднего значения сигнала обратной связи, пропорционального выпрямленному напряжению, среднему значению напряжения задания на интервале между последней с углом α_n и очередной с углом управления α_{n+1} коммутациями в выпрямителе. Это и позволяет выпрямленному напряжению оперативно отслеживать изменение напряжения задания. Формальная запись равенства указанных средних значений приводит к следующему выражению для определения момента включения очередного вентиля α_{n+1} :

$$\begin{aligned} & \left(\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n \right)^{-1} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} K_{oc} u_{d\alpha} d\alpha = \\ & = \left(\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n \right)^{-1} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} u_3 d\alpha. \end{aligned}$$

Объединяя интегралы, получаем

$$\int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} (K_{oc} u_{d\alpha} - U_3) d\alpha = 0.$$

Из этого выражения вытекает алгоритм работы системы управления, а именно: из сигнала обратной связи необходимо вычесть сигнал задания, результат проинтегрировать и в момент равенства интеграла нулю выработать очередной импульс управления. Эта структура и была представлена на рис. 3. Диаграммы ее работы для случая трехфазного выпрямителя приведены на рис. 4.

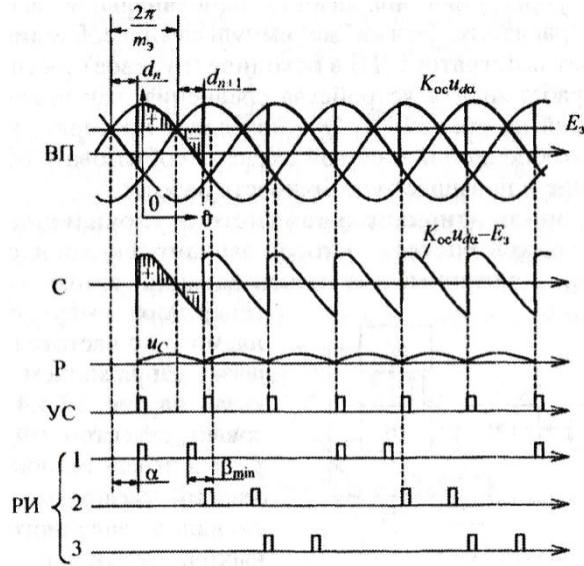


Рис. 4

Поскольку в установившемся режиме $\alpha_{n+1} = \alpha_n$, при добавлении сигналов постоянного напряжения U_1 и U_2 выражение преобразуется к такому виду:

$$\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{m_2} + \alpha} (K_{oc} u_{d\alpha} - U_3 - U_1) d\theta = -U_2.$$

Для того чтобы равенство не нарушалось, соотношение между напряжениями U_1 и U_2 , должно иметь вид

$$\frac{2\pi}{qm_2} U_1 = U_2.$$

При $U_3 = 0$ и выключенных вентилях выпрямителя ($u_{d\alpha} = 0$) вытекает, что система управления, интегрируя постоянное напряжение U_1 генерирует пилообразное напряжение (левая часть уравнения), которое в моменты сравнения с напряжением U_2 (правая часть уравнения) генерирует импульсы управления аналогично одноканальной вертикальной системе управления. Этими же импульсами необходимо обеспечить возврат интегратора (И) в исходное (нулевое) состояние после каждого срабатывания устройства сравнения, как показано штриховой линией. Это позволяет проверять работу системы при выключенном силовом схеме преобразователя, облегчает ее включение и повышает устойчивость работы.

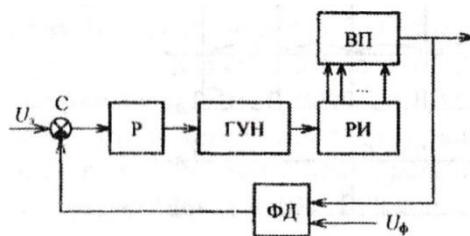


Рис. 5

Асинхронная одноканальная система управления с фазовой автоподстройкой частоты. Второй вариант асинхронной системы управления, основанный на использовании автоколебательного генератора импульсов, управляемого по частоте (а значит, и фазе) напряжением (ГУН), показан на рис. 5. Здесь фазовый детектор (ФД) формирует сигнал ошибки, определяемый разностью фаз двух сигналов: заданного U_ϕ и на выходе вентильного преобразователя. Такими сигналами с фазовой информацией могут быть заданное и фактическое время, предоставляемое на восстановление управляющих

свойств тиристоров зависимого инвертора, или резонансная и фактическая частоты напряжений резонансного инвертора и т.п.

В простейшем случае на вход сумматора (С) подаются сигнал задания U_3 , определяющий среднее значение выходного напряжения выпрямителя, и фактическая величина этого напряжения.

2.15 Практическое занятие №15 (2 часа).

Тема: Системы управления с регулированием компонентов обобщенного вектора напряжения (тока)

2.15.1 Задание для работы: рассмотреть данную систему управления

2.15.2 Краткое описание проводимого занятия:

Системы управления инверторами напряжения с формированием и регулированием фазных выходных напряжений трехфазной системы содержат три канала генерации широтно-модулированных импульсных последовательностей, из которых инверсией получают еще три последовательности, что необходимо для управления шестью ключами инвертора. Такие системы применяют, как правило, в тех случаях, когда инвертор напряжения используется как автономный источник напряжения, которое не синхронизировано ни с каким другим процессом.

Инверторы напряжения используются и в ситуациях, требующих синхронизации выходного напряжения инвертора с источником напряжения, присущим в нагрузочной цепи. Это может быть существующая сеть переменного напряжения, в которую инвертор как элемент какой-то автономной энергоустановки (ветро-энергетической, дизель-генераторной) должен поставлять необходимые значения дополнительной активной и реактивной мощностей. Это может быть и статорная цепь машин переменного тока (синхронных, асинхронных), которые запитываются напряжением регулируемой частоты для управления скоростью вращения машины, при этом электрическая машина имеет собственную так называемую ЭДС вращения. В этих случаях удобнее строить систему с управлением по обобщенному вектору выходного напряжения, что позволяет по раздельным каналам управлять активной и реактивной мощностями на выходе инвертора за счет независимого регулирования амплитуды и фазы обобщенного вектора напряжения и тока инвертора. Управление по обобщенному вектору напряжения может быть сделано как в разомкнутой, так и в замкнутой (по напряжению) системах управления, управление по обобщенному вектору тока требует наличия обратной связи по току.

Разомкнутая система управления по обобщенному вектору напряжения инвертора. Положение обобщенного вектора напряжения инвертора определяется через относительные значения времен включения соответствующих трех состояний инвертора (из восьми возможных) - двух соседних ненулевых (векторы U_f , U_y) и одного нулевого (000 или 111) в соответствии с уравнением. Наоборот, если задавать требуемые значения обобщенного вектора U_3 и частоту тактов Γ_t при ШИМ, то из решения уравнения:

$$t_i^* U_i + t_j^* U_j + t_0^* U_0 = U_3 \quad (1)$$

в микропроцессоре системы управления сразу (без операции сравнения, как в вертикальной системе управления) можно определить абсолютные значения длительностей трех искомых состояний инвертора:

$$t_i = T_t \frac{3}{\pi} \left(\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha \right) U_3(t_{ct}), \quad (2)$$

$$t_j = T_t \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin \alpha U_3(t_{ct}), \quad (3)$$

$$t_0 = T_t - t_i - t_j. \quad (4)$$

Здесь $U_3(t_{\text{ст}})$ - значение обобщенного вектора задания напряжения в моменты его стробирования $t_{\text{ст}}$ (выборки и запоминания); α - фаза обобщенного вектора задания напряжения, приведенного к первому сектору с соседними состояниями векторов напряжения U_j и U_2 . Приведение осуществляется поворотом вектора задания назад на $(l - I) 60^\circ$, где l - номер сектора, в котором находится текущий вектор задания.

В блок-схеме системы управления, реализующей рассмотренный алгоритм (рис. 1), блок стробирования (СТР) выбирает и запоминает до следующей выборки, задаваемой длительностью такта T_x или полутакта, значения вектора задания. Арифметическое устройство вычисляет длительности импульсов управления по 2-4 и номер сектора, векторы напряжения инвертора которого используются для отработки задания. Логическое устройство (ЛУ) определяет вентили, управление которыми задают требуемые векторы U_1, U_2 для удовлетворения условиям уравнения 1.

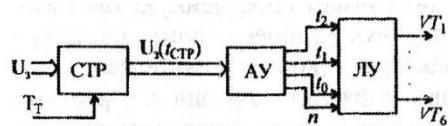


Рис. 1

Замкнутая вертикальная система управления по обобщенному вектору напряжения (тока) инвертора. Обобщенный вектор, как известно, может быть задан не только в комплексной форме (модулем и фазой), но и своими двумя ортогональными проекциями в той или иной системе координат. По этим проекциям и можно организовать замыкание системы управления по обобщенному вектору.

Блок-схема такой системы управления показана на рис. 2. Здесь X_{31}, X_{32} - сигналы задания ортогональных составляющих обобщенного вектора напряжения или тока инвертора, по которому организуется управление.

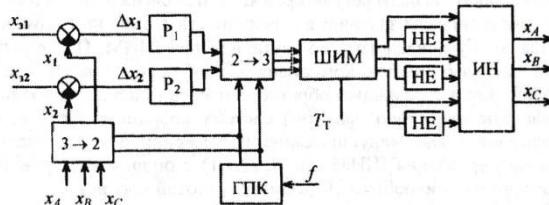


Рис 2

Три фазных выходных переменных x_A, x_B, x_C (напряжение или ток фаз) с помощью координатного преобразователя $3 \rightarrow 2$ преобразуются в две переменные, являющиеся проекциями обобщенного вектора. Фазные переменные при этом не должны иметь составляющей нулевой последовательности, т.е. должно выполняться равенство для сигналов обратной связи

$$x_A + x_B + x_C = 0 \quad (5)$$

Если используется неподвижная система координат, то компоненты обобщенного вектора x_1 и x_2 в соответствии равны фазному напряжению (току) x_A и уменьшенному в $\sqrt{3}$ раз линейному напряжению (току) x_{ec} . При этом сигналы задания X_{31}, X_{32} являются синусной и косинусной функциями с частотой, равной требуемой частоте выходного напряжения инвертора.

Если используется вращающаяся система координат с требуемой частотой выходного напряжения (система d, q -координат), то преобразователь координат $3 \rightarrow 2$ сначала получает a, p -составляющие обобщенного вектора, а затем по соотношению и исключенные составляющие.

Сигналы ошибок $\Delta x_1, \Delta x_2$, которые находят вычитанием из сигналов заданий соответствующих сигналов обратной связи по составляющим обобщенного вектора, обрабатываются регуляторами P_1 и P_2 , обычно пропорциональными или пропорционально

интегральным. В случае системы d,q -координат сигналы регуляторов содержат, как и сигналы задания, первую гармонику, определяющую частоту выходного напряжения инвертора, а также высшие гармоники, обусловленные частотой коммутации при ШИМ. В случае d,q -координат сигналы регуляторов являются сигналами постоянного тока (как и сигналы задания) в совокупности с высшими гармониками, также обусловленными коммутацией при ШИМ. После регуляторов сигналы ошибок компонентов обобщенного вектора снова преобразуются с помощью обратного преобразователя координат в трехфазную исходную (фазную) систему координат. Эти сигналы используются как модулирующие напряжения для вертикальной системы управления ШИМ с опорным напряжением симметричной пилообразной формы с частотой тактов T_s .

В случае использования вращающейся системы координат для работы преобразователей координат $3 \rightarrow 2$ и $2 \rightarrow 3$ требуются два ортогональных гармонических сигнала с частотой, задающей частоту вращения координат. Эти сигналы получаются в блоке генератора преобразователя координат (ГПК).

Итак, достоинствами такой системы являются однозначность передаточной характеристики инвертора и ее линейность как по активной, так и по реактивной составляющим обобщенного вектора напряжения (тока), недостатком считается сложность системы.

2.16 Практическое занятие №16 (2 часа).

Тема: Системы управления с элементами искусственного интеллекта

2.16.1 Задание для работы: рассмотреть данные системы управления

2.16.2 Краткое описание проводимого занятия:

Все рассмотренные подходы к построению систем управления вентильными преобразователями исходили из детерминированной модели объекта управления, т. е. вентильного преобразователя с нагрузкой. Эти модели были построены в предположении ряда строгих допущений (неизменность формы напряжения сети, симметрия по фазам, постоянство во времени параметров элементов схемы, отсутствие помех и т.д.) и в реальности являются неточными. Мы всегда при анализе сложных технических систем имеем дело с неполнотой, неопределенностью, недетерминированностью исходной информации о системе, что не дает возможности точно описать систему в рамках классических математических формализмов, а позволяет только строить рассуждения на своем естественном языке, имеющем, как известно, многозначные интерпретации. В этих условиях требуется расширение всех основных математических понятий и создание соответствующего формального аппарата для моделирования человеческих рассуждений на естественном языке и человеческих приемов решения задач.

Такой новый математический аппарат был создан профессором Л. Заде на основе введения так называемых лингвистических переменных, описывающих неточное (нечеткое) задание информации об объекте. Значениями (термами) лингвистической переменной являются уже не числа, а слова и предложения естественного (или формального) языка. Например, можно говорить о лингвистической переменной - помехе (или сигнале) - как о малой, средней, большой или еще других в зависимости от требуемой степени детальности описания. Введение лингвистических переменных потребовало расширения такого базового понятия математики, как понятие множества. Была разработана теория нечетких множеств, важных с мировоззренческой точки зрения. Их введение сделало возможным подвергать количественному анализу те явления, которые раньше можно было анализировать либо только на качественном уровне, либо с помощью весьма грубых их моделей.

В теории четких множеств принадлежность элементов множеству описывается характеристической функцией, имеющей два значения - 1 или 0 (т. е. элемент либо принадлежит, либо не принадлежит множеству). В теории нечетких множеств характеристическая функция называется функцией принадлежности, а ее значения $\mu(x)$

называются степенью принадлежности переменной x нечеткому множеству A . Точнее, нечетким множеством A называется совокупность пар

$$\forall x \in U \{x; \mu_A(x)\},$$

где $\mu_A : U \rightarrow [0,1]$

U — универсальное множество, из элементов которого образуются все остальные множества, рассматриваемые в настоящей задаче.

Например, пусть $U = \{a, b, c, d, e\}$, тогда нечеткое множество A образовано из пар $A = j(a;0), (b;0,1), (c;0,5), (d;0,9), (e;1)\}$. В этом случае можно говорить, что элемент a не принадлежит множеству A , элемент b принадлежит ему в малой степени, элемент c более или менее принадлежит, элемент d принадлежит в значительной степени, а элемент e является элементом множества A . Отсюда очевидно, что конкретный вид функции принадлежности, как и значения входящих в нее параметров, носит достаточно субъективный характер. Поэтому функция принадлежности определяется с помощью группы специалистов в рассматриваемой предметной области - экспертами.

Так, при построении алгоритма выбора принципиальной схемы выпрямителя, приведенного на рис. 16.1, условия логических переходов имели нечеткий (размытый) характер. Например, переход к трехфазным выпрямителям делают при мощностях 3...5 кВт и более. Переход к двухполупериодным схемам обычно делают при выпрямленном напряжении более 100...300 В и т.д.

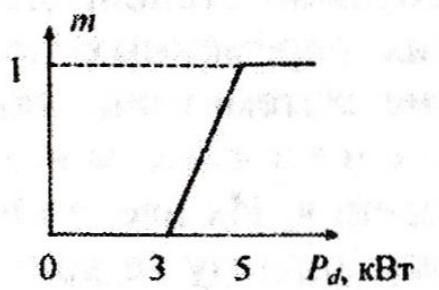


Рис. 1

Другими, более простыми, но более распространенными задачами, требующими применения концепций нечеткой логики, являются задачи управления устройствами силовой электроник.