

Министерство образования Российской Федерации

НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

---

---

Г.С. ЗИНОВЬЕВ

# ОСНОВЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Часть 2

НОВОСИБИРСК  
2000

УДК 621.314.2 (075.8)  
З-635

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. *В.З. Манусов*,  
проф. *Е.А. Подъяков*

Работа выполнена на кафедре промэлектроники  
для студентов III – IV курсов  
ФЭН, ЭМФ, РЭФ

**Зиновьев Г.С.**

З 635 Основы силовой электроники: Учебник. – Новосибирск: Изд-во  
НГТУ, 2000. – Ч. 2 – 197 с.

ISBN 5-7782-0323-3

Вторая часть учебника, являясь продолжением первой части, изданной в 1999 г., посвящена изложению базовых схем преобразователей постоянного напряжения в постоянное, постоянного – в переменное (автономные инверторы), переменного напряжения в переменное напряжение неизменной или регулируемой частоты. Материал также структурирован в соответствии с принципом «четыре в одном» по четырем уровням доступности изложения: два уровня для «неспециалистов» по силовой электронике и два уровня для «специалистов» по силовой электронике. Основным методом анализа энергетических характеристик преобразователей является прямой метод.

ISBN 5-7782-0323-3

УДК 621.314.2 (075.8)

- © Зиновьев Г.С., 2000 г.
- © Новосибирский государственный  
технический университет, 2000 г.

## О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие .....	7
1. Преобразователи постоянного напряжения в постоянное .....	9
1.1. Широтно-импульсные преобразователи (ШИП) постоянного напряжения .....	9
1.1.1. Схемы широтно-импульсных преобразователей .....	9
1.1.2. Характеристики ШИП при реальных параметрах элементов .....	15
1.1.3. Достоинства и недостатки широтно-импульсных преобразователей .....	19
1.2. Преобразователи с управляемым обменом энергии между реактивными элементами схемы .....	20
1.2.1. Повышающий преобразователь .....	20
1.2.2. Повышающе-понижающие преобразователи .....	24
1.2.2.1. «Инвертирующий» преобразователь .....	24
1.2.2.2. Преобразователь Кука .....	28
1.2.3. Преобразователи с трансформаторной развязкой входа и выхода .....	31
1.2.3.1. Обратногоходовой преобразователь .....	31
1.2.3.2. Прямоходовой преобразователь .....	32
1.3.* Преобразователи с использованием резонансных явлений LC-контуров .....	32
1.3.1. Квазирезонансный понижающий преобразователь с переключением при нулевом токе (КРП-ПНТ) .....	34
1.3.2. Квазирезонансный понижающий преобразователь с переключением при нулевом напряжении (КРП-ПНН) .....	37
1.4.* Преобразователи с дозированной передачей энергии в нагрузку .....	39
1.5.* Метод осреднения переменных состояния .....	43
Вопросы к главе 1 .....	49

2. Преобразователи постоянного напряжения в переменное – автономные инверторы .....	50
2.1. Инверторы тока .....	51
2.1.1. Параллельный инвертор тока .....	52
2.1.2. Развитие схемотехники инверторов тока .....	57
2.1.2.1. Последовательно-параллельный инвертор тока .....	57
2.1.2.2. Инвертор тока с отсекающими вентилями .....	57
2.1.2.3. Инвертор тока с выпрямителем обратного тока .....	60
2.1.2.4. Инвертор тока с тиристорно-реакторным регулятором .....	62
2.1.2.5. * Инвертор тока с широтно-импульсным способом формирования кривой выходного тока .....	64
2.1.3. Заключительные замечания по инверторам тока.....	66
2.2. Резонансные инверторы .....	66
2.2.1. Параллельный и последовательно-параллельный резонансные инверторы с закрытым входом .....	67
2.2.2. Резонансные инверторы с открытым входом .....	68
2.2.2.1. Классические схемы последовательных резонансных инверторов (без обратных вентилей).....	68
2.2.2.2. Резонансные инверторы с вентилями обратного тока.....	69
2.2.3. * Резонансные инверторы с умножением частоты .....	79
2.2.3.1. Инвертор с удвоением частоты .....	79
2.2.3.2. Многочастотные инверторы .....	81
2.2.4. Резонансный инвертор класса $E$ .....	82
2.2.5. Заключительные замечания по резонансным инверторам.....	83
2.3. Инверторы напряжения .....	84
2.3.1. Однофазные инверторы напряжения .....	84
2.3.2. Базовые схемы трехфазных инверторов напряжения .....	91
2.3.2.1. Трехфазный мостовой инвертор .....	91
2.3.2.2. Трехфазный инвертор напряжения на базе трех однофазных мостовых схем .....	101
2.3.3. Трехуровневый трехфазный инвертор .....	103
2.3.4. Пятиуровневые и $m$ -уровневые инверторы напряжения .....	105
Вопросы к главе 2 .....	107

3. Регуляторы переменного напряжения .....	108
3.1. Классификация регуляторов переменного напряжения .....	108
3.2. Регуляторы с фазовым способом регулирования .....	109
3.2.1. Базовые схемы регуляторов .....	109
3.2.2. Основные характеристики регуляторов .....	111
3.3. Регуляторы с вольтодобавкой .....	113
3.4. Регуляторы с широтно-импульсным способом регулированием .....	115
3.4.1. Базовые схемы и способы регулирования .....	118
3.4.2. Основные характеристики регуляторов .....	
3.5.* Регуляторы с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы (повышающие и повышающе-понижающие регуляторы) .....	121
3.5.1. Схемы регуляторов .....	121
3.5.2. Основные характеристики регуляторов .....	124
Вопросы к главе 3 .....	129
4. Преобразователи переменного тока в переменный – преобразователи частоты .....	130
4.1. Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с неполным управлением .....	131
4.1.1. Принцип действия преобразователя .....	131
4.1.2. Основные характеристики преобразователя .....	136
4.2. Непосредственные преобразователи частоты на вентилях с полным управлением и циклическим методом формирования кривой выходного напряжения .....	140
4.2.1. Принцип действия преобразователя .....	140
4.2.2. Основные характеристики преобразователя .....	143
4.3.* Непосредственные преобразователи частоты с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы (повышающие циклоконвертеры) .....	146
Вопросы к главе 4 .....	150
5. Вентильные компенсаторы неактивных составляющих полной мощности .....	151
5.1. Компенсаторы реактивной мощности .....	151
5.1.1. Конденсаторы, коммутируемые тиристорами (ККТ) .....	151
5.1.2. Реакторы, управляемые тиристорами (РУТ) .....	152
5.1.3. Конденсаторно-реакторные компенсаторы реактивной мощности (КРК) .....	154
5.1.4. Компенсаторы с вентильным источником реактивного напряжения .....	155
5.2. Компенсаторы мощности искажений – активные фильтры .....	157
Вопросы к главе 5 .....	160

6. Методы и системы управления вентильными преобразователями .....	161
6.1. Требования к системам управления .....	161
6.2. Многоканальная синхронная разомкнутая система управления «вертикального» типа .....	164
6.2.1. Структура системы .....	164
6.2.2. Передаточные характеристики системы .....	166
6.3. Одноканальная синхронная система управления вертикального типа .....	170
6.4. Одноканальная асинхронная система управления непрерывного слежения .....	171
6.5. Особенности управления некоторыми видами преобразователей на вентилях с неполным управлением .....	175
6.6. Особенности управления преобразователями с широтно-импульсным регулированием .....	177
6.6.1. Системы с вертикальным способом управления .....	177
6.6.2. Системы со следящим способом управления .....	180
6.7. Особенности управления преобразователями на вентилях с полным управлением с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией .....	182
6.7.1. Системы вертикального управления с формированием фазных напряжений трехфазного инвертора .....	183
6.7.2. Системы управления с регулированием компонентов обобщенного вектора напряжения (тока) .....	187
6.7.3. Системы управления инверторами со слежением за токами .....	191
Вопросы к главе 6 .....	192
Литература .....	194
Предметный указатель .....	196

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник является второй частью из трех запланированных по курсу «Основы силовой электроники» [1]. К первой части учебника примыкает методическое руководство к лабораторным работам [2], реализованным с помощью кафедрального пакета программ моделирования устройств силовой электроники PARUS-PARAGRAPH. Материал второй части учебника поддерживается компьютеризированными курсами лабораторных работ [3,4].

Во второй части учебника рассмотрены следующие базовые схемы устройств силовой электроники:

- преобразователи постоянного напряжения в постоянное;
- преобразователи постоянного напряжения в (независимое) переменное – автономные инверторы;
- регуляторы переменного напряжения (преобразователи с одинаковой частотой напряжения на входе и выходе);
- преобразователи переменного напряжения в переменное другой частоты – преобразователи частоты;
- вентильные компенсаторы неактивных составляющих полной мощности;
- системы управления вентильными преобразователями.

Принцип «четыре в одном» проводится и здесь путем структурирования материала по глубине изложения для предполагаемых четырех уровней: двух разных направлений подготовки («неспециалист» и «специалист» по силовой электронике) и двух различных видов их деятельности на каждом уровне [1].

На первом уровне подготовки «неспециалистов» необходимо знать типы вентильных преобразователей и их входные и выходные характеристики и свойства. На втором уровне подготовки «неспециалистов» требуется дополнительно иметь представление об электромагнитных процессах внутри вентильных преобразователей и знать основные формулы, номера которых выделены жирным шрифтом, кроме тех, которые находятся в разделах, выделенных по полям вертикальной полужирной чертой.

Третий уровень изложения материала рассчитан на первый уровень подготовки «специалистов» (инженерная подготовка) и включает в себя требование знать весь материал, кроме параграфов, отмеченных звездочками. Четвертый уровень изложения рассчитан на второй уровень подготовки «специали-

стов» (магистерская подготовка), здесь необходимо знать весь материал учебника, уметь его творчески использовать и помимо учебников по курсу ознакомиться еще и с монографиями из списка литературы по выбранной проблеме.

Во второй части учебника, как и в первой, по возможности выдержана единая концепция анализа базовых ячеек на основе прямых методов расчета их энергетических показателей. Только в случае нелинейных математических моделей преобразователей использовались и другие методы: метод припасовывания; линеаризации в малом; линеаризации в большом – спектры и гармоническая линеаризация.

Контрольные вопросы к главам структурированы для проверки знаний по двум уровням изложения (для «неспециалистов» и для «специалистов» силовой электроники).

За время написания второй части учебника была выпущена электронная версия первой его части, предназначенная для дистанционного образования, демо-версия которого размещена в сети Интернет на сайтах [www.edu.nstu.ru](http://www.edu.nstu.ru) и [www.ref.nstu.ru](http://www.ref.nstu.ru). Там же выставлен и электронный вариант нашего учебного пособия для магистрантов [5].

Обилие материала по пяти типам рассмотренных вентильных преобразователей привело к большому числу рисунков в тексте, и автор выражает благодарность аспирантам Е. Левину и А. Обухову, студенту И. Проскуруину за помощь в их оформлении. По-прежнему отдельной благодарности заслуживает за компьютерный набор рукописи старший лаборант Л.А. Ларичева. Остается в силе, как и в первой части, наша готовность творчески откликнуться на все конструктивные замечания и предложения читателей.

## 1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

Рассмотренные в первой части учебника [1] вентильные преобразователи с выходом на постоянном токе получали на входе электроэнергию от источника переменного напряжения, в качестве которого обычно используются синхронные генераторы. В то же время имеется множество первичных источников электроэнергии, которые вырабатывают ее в виде постоянного напряжения. Это и солнечные батареи, работающие на основе фотоэффекта, и термоэлектрогенераторы, и магнитогидродинамические (МГД) генераторы, и топливные элементы, использующие энергию химических реакций, и аккумуляторы как источники запасенной электроэнергии и, наконец, электромашинные генераторы постоянного напряжения. Для приведения постоянных напряжений этих источников к требуемому уровню, его стабилизации или (и) регулирования и требуются преобразователи постоянного напряжения в постоянное.

Ниже рассмотрены базовые схемы таких преобразователей, осуществляющие прямое (однокаскадное) преобразование постоянного напряжения в постоянное без использования какого-либо промежуточного (многокаскадного) преобразования, например, постоянного напряжения в переменное (первый каскад) с последующим преобразованием переменного напряжения в постоянное (второй каскад). Такие составные преобразователи будут проанализированы в части 3 нашего учебника.

Можно выделить четыре типа базовых схем преобразователей постоянного напряжения в постоянное:

- с широтно-импульсным (временным) регулированием;
- с управляемым обменом энергии реактивных элементов;
- с использованием резонансных явлений  $LC$ -контуров;
- с дозированной передачей энергии в нагрузку.

### 1.1. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

#### 1.1.1. СХЕМЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Строго говоря, *широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения* преобразовывают 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 или двухполярных импульсов, как показано на рис. 1.1.1, *а, б* соответственно.

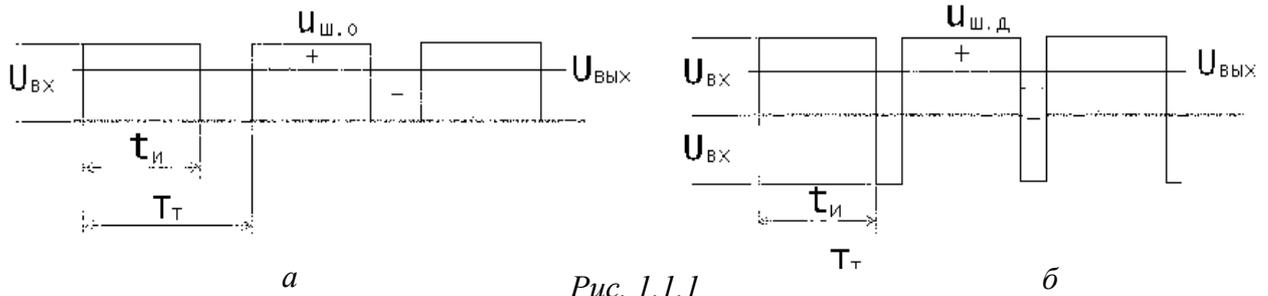


Рис. 1.1.1

Частота дискретизации зависит от динамических свойств вентиля, на которых выполнен преобразователь. В связи с постоянным напряжением на входе преобразователя естественная коммутация вентиля 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.

Регулировочная характеристика широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения показывает зависимость относительного среднего значения выходного напряжения (в долях среднего значения входного) преобразователя от относительной длительности импульса напряжения на выходе преобразователя. Эта длительность положительного (отрицательного) импульса напряжения определяется по отношению к периоду следования импульсов, называемому *длительностью такта*  $T_T$ . С учетом рис. 1.1.1,а, уравнение регулировочной характеристики широтно-импульсного преобразователя (ШИП) с однополярными импульсами (*однополярная модуляция*), определяющее степень регулирования среднего значения выходного напряжения, имеет вид

$$C_{ш.о} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{T_T} \int_0^{t_u} U_{\text{ШИП.д}} dt = \frac{1}{U_{\text{ВХ}} T_T} \int_0^{t_u} U_{\text{ВХ}} dt = \frac{t_u}{T_T} = t_u^* \quad (1.1.1)$$

Уравнение регулировочной характеристики ШИП с *двухполярной модуляцией* (рис. 1.1.1,б) получаем аналогично

$$C_{ш.д} = \frac{1}{U_{\text{ВХ}}} \frac{1}{T_T} \int_0^{T_T} U_{\text{ШИП.д}} dt = \frac{1}{U_{\text{ВХ}}} \frac{1}{T_T} \left[ \int_0^{t_u} U_{\text{ВХ}} dt + \int_{t_u}^{T_T} (-U_{\text{ВХ}}) dt \right] = \quad (1.1.2)$$

$$= \frac{2t_u - T_T}{T_T} = 2t_u^* - 1.$$

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. 1.1.2,а.

В схеме возможна только однополярная модуляция. При включении транзистора  $T_1$  (в режиме ключа, см. 1.3.1.2.2 части 1) на выходе формируется положительный импульс напряжения. При выключении транзистора  $T_1$  включается в режиме нулевого вентиля (см. раздел 2.2 части 1) диод  $D_1$ , замыкая через себя ток нагрузки в случае наличия в цепи нагрузки индуктивности (собственной или фильтра). На этом интервале формируется нулевая пауза напряжения на нагрузке.

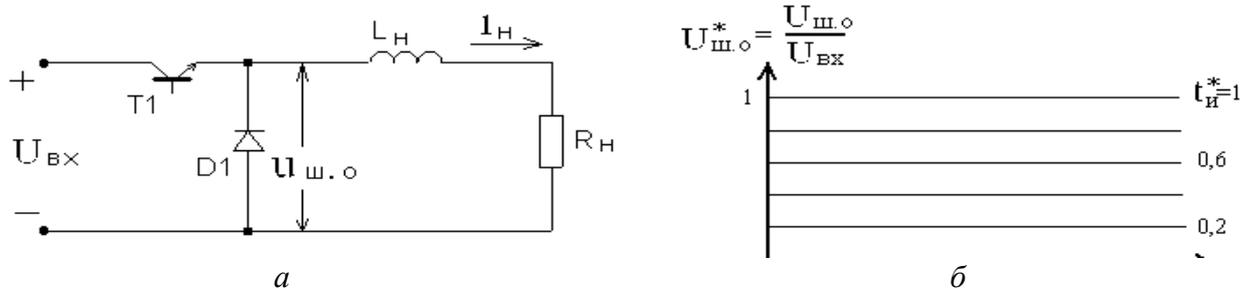


Рис. 1.1.2

Так как в этой схеме напряжение и ток на выходе могут иметь только одну полярность, то внешние характеристики ШИП, показывающие зависимость среднего значения выходного напряжения от среднего значения выходного тока при постоянной относительной длительности импульса  $t_u^*$ , будут одноквадрантными. При допущении идеальности элементов ШИП внешние характеристики будут параллельными горизонтальными прямыми, как показано на рис. 1.1.2,б.

Формы напряжений и токов всех элементов схемы приведены на рис. 1.1.3.

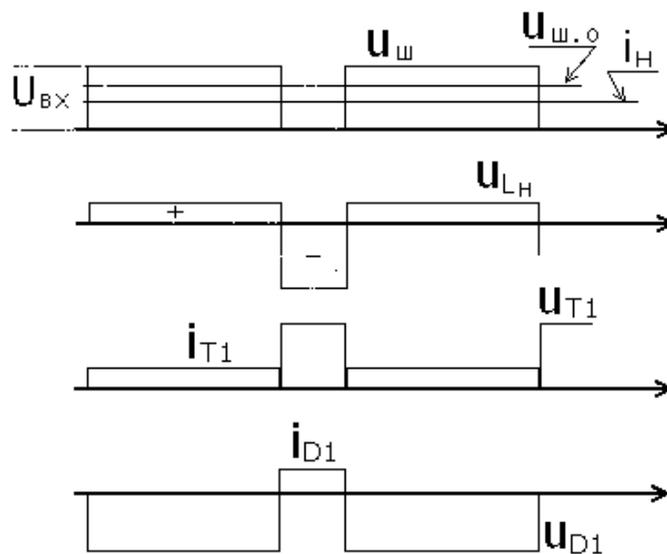


Рис. 1.1.3

Здесь последовательно по диаграммам представлены:

- напряжение и ток на выходе ШИП при  $L_H = \infty$ ;
- напряжение на индуктивности нагрузки (фильтра);
- ток через транзистор  $T_1$  и напряжение на нем;
- ток через диод  $D_1$  и напряжение на нем.

Работа вентиля 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 пиковой мощности потерь в этих процессах. Последняя особенность подтверждает невозможность выполнения ШИП на вентилях с неполным управлением.

Чтобы изменять направление (реверс) тока в нагрузке, необходимо дополнить схему простого ШИП на рис. 1.1.2,а вторым простым ШИП ( $T_2, D_2$ ), включенным встречно-параллельно нагрузке, как показано на рис. 1.1.4,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  $T_2$  при его включении и через диод  $D_2$  при выключенном транзисторе  $T_2$ , передавая энергию из противоЭДС выходной цепи в источник входного напряжения. Внешние характеристики такого ШИП уже будут располагаться в двух квадрантах, как показано на рис. 1.1.4,б.

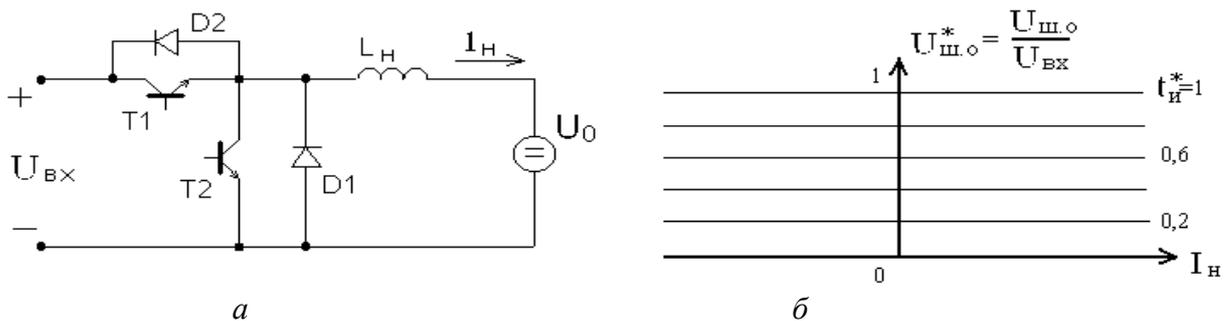


Рис. 1.1.4

Схема ШИП на рис. 1.1.5,а обеспечивает двухполярную модуляцию с пассивным формированием отрицательного импульса напряжения на нагрузке.

Действительно, при выключении транзистора  $T_1$  протекание тока в нагрузке, содержащей индуктивность, обеспечивается естественным включением диода  $D_1$  за счет ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки, стремящейся поддержать прежнее направление протекания тока в нагрузке до следующего включения транзистора  $T_1$ .

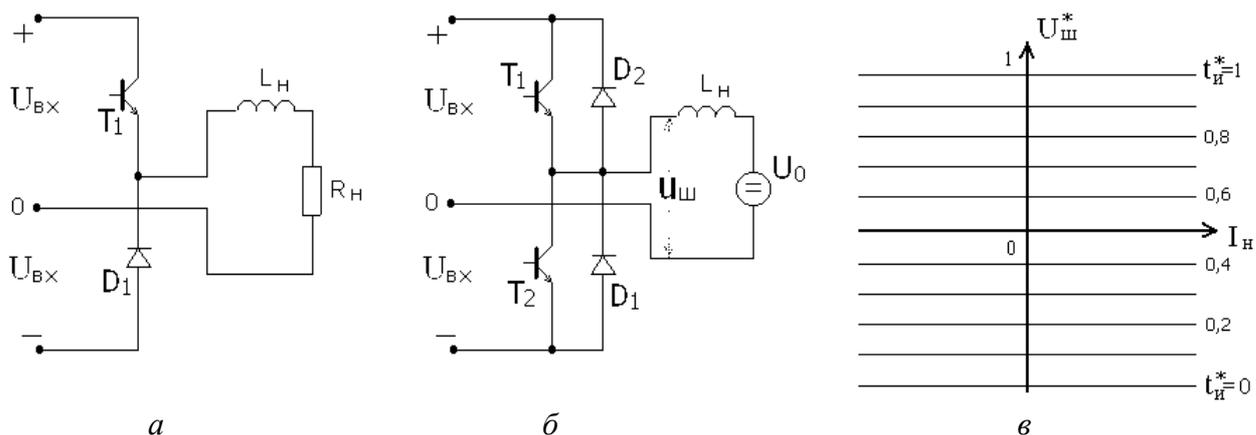


Рис. 1.1.5

На рис. 1.1.5,б показана схема ШИП, образованного встречно-параллельным включением по выходу двух ячеек ШИП, выполненных по схеме рис. 1.1.5,а. Здесь активно формируется импульс напряжения отрицательной полярности на нагрузке, так как в случае спада до нуля тока нагрузки, протекающего через диод  $D_1$  на интервале выключения транзистора  $T_1$ , включается транзистор  $T_2$ , сохраняющий тот же отрицательный потенциал на нагрузке до очередного включения транзистора  $T_1$ . Такая схема ШИП обеспечивает реверс напряжения на нагрузке, тока в нагрузке. Это означает, что внешние характеристики такого ШИП будут расположены во всех четырех квадрантах, как показано на рис. 1.1.5,в. Получился универсальный источник постоянного напряжения по выходу, дающий двухполярное выходное напряжение ШИП, но требующий наличия средней точки у источника входного напряжения. Такой преобразователь будем называть *реверсивным ШИП по полумостовой схеме*.

Наконец, схемы ШИП на рис. 1.1.6,а,б являются универсальными по способам широтно-импульсной модуляции. Однополярная модуляция в схеме на рис. 1.1.6,а реализуется за счет включения на интервале паузы соответствующего транзистора  $T_3$  или  $T_4$ , выполняющего функции нулевых вентилях при любом направлении тока в нагрузке. Любая полярность импульса напряжения на выходе ШИП по мостовой схеме рис. 1.1.6,б достигается включением вентилях соответствующей диагонали моста ( $T_2, T_3$  или  $T_1, T_4$ ), а нулевая пауза в выходном напряжении – включением вентилях одной группы (катодной  $T_1, T_3$  или анодной  $T_2, T_4$ ). Это *схемы реверсивных ШИП по полумостовой схеме с нулевыми вентилями* – первая и *по мостовой схеме* – вторая. Обе схемы имеют четырехквadrантные внешние характеристики.

Последнее обстоятельство, обеспечивающее получение в нагрузке любых четырех сочетаний полярностей напряжения и тока, позволяет формировать в ней и чисто переменный ток, рассматривая его как периодически реверсируемый постоянный (однонаправленный) ток. Поэтому схемы на рис. 1.1.5,б, 1-1-6 являются и преобразователями постоянного тока в переменный, которые называются *автономными инверторами напряжения* и рассматриваются в этом качестве в главе 2.

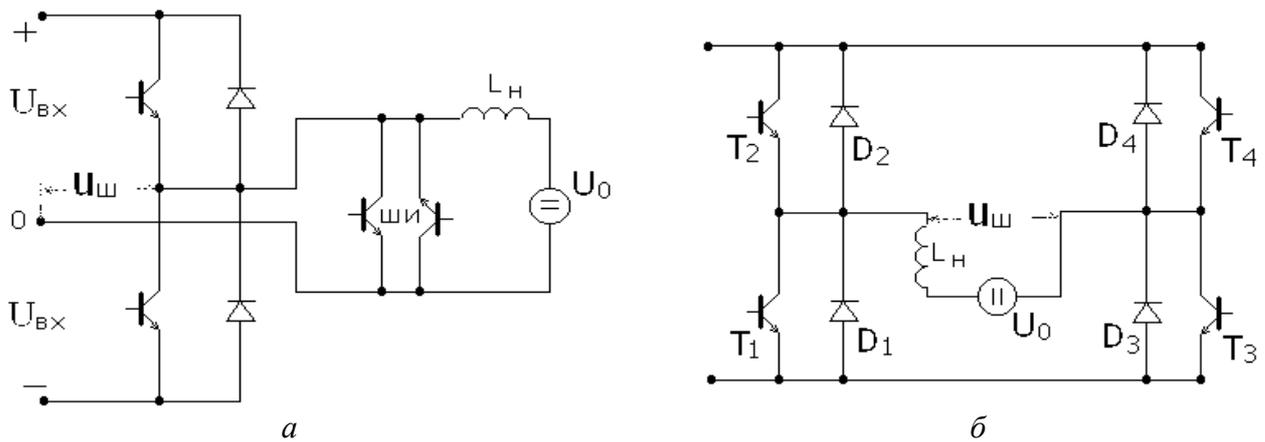


Рис. 1.1.6

Электромагнитные параметры элементов ШИП через заданные средние значения выходного напряжения и тока ШИП можно рассчитать с учетом простой формы временных диаграмм мгновенных значений напряжений и токов, построенных для простейшей схемы ШИП на рис. 1.1.3.

Среднее значение тока транзистора, используя понятие скважности (см. параграф 2.1 первой части):

$$I_T = I_H t_{и}^*$$

Действующее значение тока транзистора

$$I_{T.д} = I_H \sqrt{t_{и}^*}$$

Максимальное значение тока транзистора  $I_H$ .

Максимальная величина прямого напряжения транзистора (обратного напряжения диода)

$$U_{в\max} = U_{вх}$$

Среднее значение тока нулевого вентиля

$$I_D = I_H (1 - t_{и}^*)$$

Действующее значение тока нулевого вентиля

$$I_{D.д} = I_H \sqrt{1 - t_{и}^*}$$

Установленные мощности транзистора (при  $t_{и}^* \rightarrow 0$ ) и диода (при  $t_{и}^* \rightarrow 1$ )

$$S_T^* = S_D^* = U_{вх} I_H / P_H = 1.$$

Относительное содержание действующего значения  $k$ -й высшей гармоники в спектре выходного напряжения ШИП

$$U_{ш.(k)}^* = \frac{U_{ш.(k)}}{U_H} = \frac{1}{U_H} \frac{1}{T_T} \frac{4}{\sqrt{2}} \int_0^{t_{и}^*/2} U_{вх} \cos k\omega_T t^* = \frac{1}{t_{и}^*} \frac{\sin k\omega_T \frac{t_{и}^*}{2}}{T_T \cdot k\omega_T} \cdot 2\sqrt{2} =$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sin k\omega_T \frac{t_{и}^*}{2}}{kt_{и}^*}.$$
(1.1.3)

Такой же относительный состав гармоник будет у входного тока ШИП.

Тогда интегральные коэффициенты гармоник выходного напряжения  $q$ -го порядка

$$\bar{K}_F^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{\sin k\omega_T \frac{t_{и}^*}{2}}{kk^q} \right)^2} \frac{2\sqrt{2}}{\pi t_{и}^*}.$$
(1.1.4)

### 1.1.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИП ПРИ РЕАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРАХ ЭЛЕМЕНТОВ

На отличие реальных характеристик ШИП от характеристик, полученных при идеальных элементах, влияют:

- конечность значения индуктивности (фильтра) цепи нагрузки  $L_n$ ;
- конечность времени переключения вентиля, заметная при высоких частотах коммутации;
- конечное значение внутреннего сопротивления источника входного напряжения.

Проанализируем влияние указанных реальных параметров элементов ШИП на их основные характеристики.

От величины индуктивности в цепи нагрузки зависят качество выходного тока ШИП в режиме непрерывного тока и граница зоны прерывистого тока нагрузки, в которой существенно искажаются внешние и регулировочные характеристики ШИП, как и у управляемого выпрямителя в режиме прерывистого тока (см. главу 3.2 части 1). Оценим эти два последствия влияния конечного значения индуктивности в цепи нагрузки.

**Качество выходного тока ШИП в непрерывном режиме.** Найдем коэффициент гармоник выходного тока ШИП, определяющий дополнительные потери активной мощности в якоре машины постоянного тока, которая питается от ШИП при необходимости регулирования ее скорости. Поскольку вся переменная составляющая выходного напряжения ШИП выделяется на ин-

дуктивности цепи нагрузки, как показано на рис. 1.1.3, запишем дифференциальное уравнение в методе АДУ2 для высших гармоник тока нагрузки:

$$L_H \frac{di_{H.BГ}}{dt} = u_{ш.вг}.$$

После его алгебраизации получим

$$I_{H.BГ} = \frac{1}{L_H} \bar{U}_{ш.вг} = \frac{U_H}{\omega_T L_H} \bar{K}_Г$$

и коэффициент гармоник тока нагрузки

$$K_{Г.Т} = \frac{I_{H.BГ}}{I_H} = \frac{U_H}{I_H} \frac{\bar{K}_Г}{\omega_T L} = \frac{R_H}{\omega_T L} \bar{K}_Г. \quad (1.1.5)$$

Последнее равенство записано с учетом эквивалентности замены противоЭДС соответствующим активным сопротивлением, что допустимо при малых пульсациях выходного тока (см. формулу (3.2.11) части 1).

Таким образом, как и у выпрямителя (см. формулу (2.3.17) части 1), качество выходного тока у ШИП зависит от интегрального коэффициента гармоник напряжения первого порядка.

Если же ШИП используется как источник питания радиоэлектронной аппаратуры, то на выходе ШИП включается  $LC$ -фильтр и расчетная схема качества напряжения на выходе фильтра будет иметь вид, показанный на рис. 1.5.1 части 1. Рассчитанное там по (1.5.36) действующее значение высших гармоник тока нагрузки при умножении на  $R$  дает действующее значение высших гармоник напряжения на нагрузке

$$U_{вг} = \frac{U_H}{LC\omega_T} \bar{K}_Г^{(2)}, \quad (1.1.6)$$

т.е. в случае фильтра второго порядка определяется теперь интегральным коэффициентом гармоник напряжения ШИП второго порядка. В общем случае фильтра порядок интегрального коэффициента гармоник напряжения в решении равен разности порядков левой и правой частей дифференциального уравнения.

**Граница зоны прерывистых токов ШИП.** Границу зоны прерывистых токов на внешних характеристиках ШИП можно определить, если найти среднее значение предельно-непрерывного тока нагрузки. При нагрузке на противоЭДС вся пульсация выходного напряжения ШИП выделяется на индуктивности фильтра нагрузки  $L_H$ , порождая в ней линейно изменяющийся ток, среднее значение  $I_{H.кр}$  которого равно половине его амплитуды, как показано на рис. 1.1.7.

$$I_{\text{н.кр}} = \frac{1}{2} \frac{1}{L_{\text{н}}} \int_0^{t_{\text{и}}^*} U_{\text{вх}} (1 - t_{\text{и}}^*) dt = \frac{U_{\text{вх}} (1 - t_{\text{и}}^*) t_{\text{и}}^*}{L_{\text{н}}} T_{\text{т}} = \frac{U_{\text{вх}} \pi}{\omega_{\text{т}} L_{\text{н}}} (1 - t_{\text{и}}^*) t_{\text{и}}^*, \quad (1.1.7)$$

где  $\omega_{\text{т}} = \frac{2\pi}{T_{\text{т}}}$  – круговая частота коммутации ШИП.

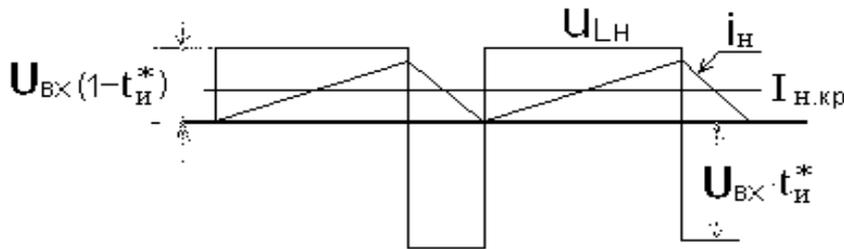


РИС. 1.1.7

Из рис. 1.1.7 видно, что ток нагрузки будет появляться в прерывистом режиме сразу при снижении противоЭДС ниже значения амплитуды импульса напряжения на нагрузке  $U_{\text{вх}}$ , т.е. точки холостого хода внешних характеристик для любых  $t_{\text{и}}^*$  в режиме прерывистого тока равны  $U_{\text{вх}}$ . Промежуточные точки внешних характеристик в области прерывистого тока могут быть построены по той же методике, что и у выпрямителя, работающего на противоЭДС (см. раздел 3.2 части 1). Результирующие внешние характеристики ШИП с однополярной модуляцией и конечным значением индуктивности в цепи нагрузки показаны на рис. 1.1.8,а, а с двухполярной, смещением по вертикали на  $\frac{U_{\text{вх}}}{2}$  легко сводимой при анализе к однополярной – на рис.1.1.8,б.

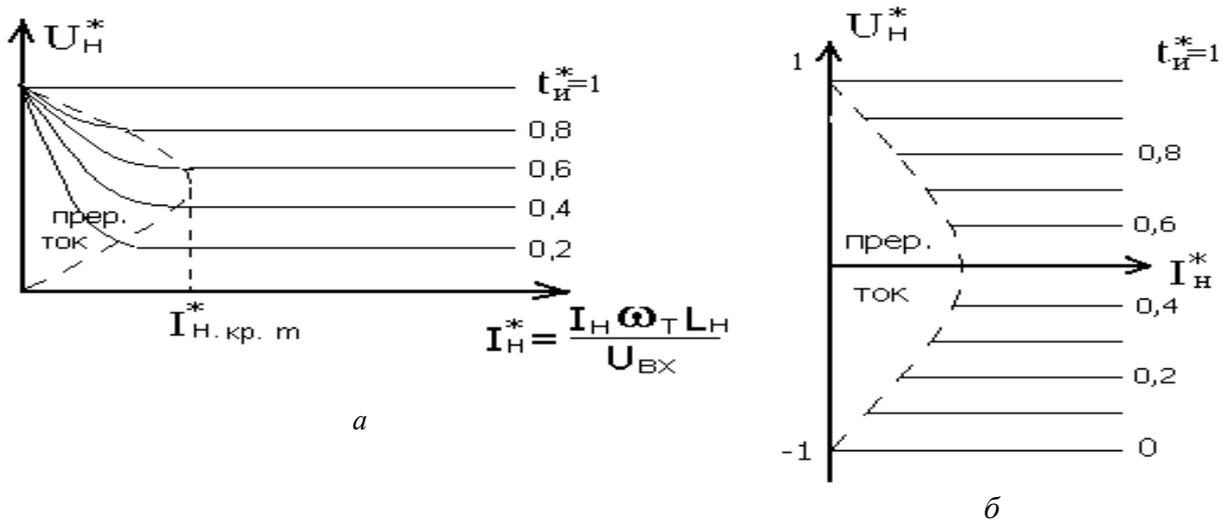


Рис. 1.1.8

Итак, как и в случае управляемого выпрямителя, прерывистые токи нагрузки в ШИП портят внешние и регулировочные характеристики, делая первые нелинейными и вторые – нелинейными и неоднозначными, так как выходное напряжение в области прерывистых токов зависит теперь не только от параметра управления  $t_{и}^*$ , но и от режима цепи нагрузки.

**Обратное влияние ШИП на источник входного напряжения.** Входной ток импульсного преобразователя имеет вид прямоугольных импульсов, как и ток транзистора  $T_1$  на рис. 1.1.3. При наличии внутреннего сопротивления (активного или (и) индуктивного) это приводит к искажению постоянного напряжения на входе ШИП. Поэтому на входе ШИП обычно устанавливают  $LC$ -фильтр, который переменную составляющую импульсного входного тока ШИП замыкает через конденсатор фильтра, а постоянную составляющую через индуктивность реактора фильтра направляет в источник входного напряжения. Заменяя ШИП по входу (как и выпрямитель, см. раздел 3.13 части 1) источником тока известной формы, получим схему замещения ШИП по входу, показанную на рис. 1.1.9.

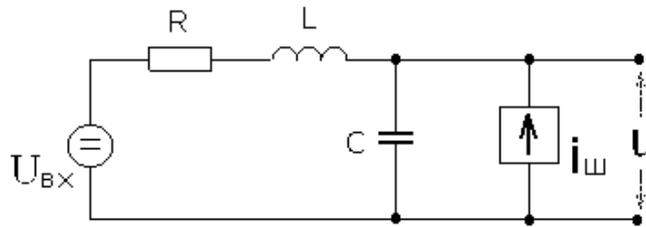


Рис. 1.1.9

Оценим качество выходного напряжения  $U$  ШИП, вычисляя действующее значение его высокочастотной составляющей методом АДУ2. Дифференциальное уравнение для нее имеет вид

$$LC \frac{d^2 u_{ш.вг}}{dt} + RC \frac{du_{ш.вг}}{dt} + u_{ш.вг} = L \frac{di_{ш.вг}}{dt} + Ri_{ш.вг},$$

из которого (по методике параграфа 1.5.2.3.2 части 1) получаем

$$\begin{aligned} U_{ш.вг}^2 &= \frac{1}{C^2} (\bar{I}_{ш.вг})^2 + \left( \frac{R}{LC} \right)^2 (\bar{I}_{ш.вг}^{(2)})^2 = \\ &= \frac{I_{ш.ср}^2}{(\omega C)^2} (\bar{K}_{г.ш})^2 + \left( \frac{R}{LC} \right)^2 I_{ш.ср}^2 (\bar{K}_{г.ш}^{(2)})^2, \end{aligned} \quad (1.1.8)$$

где  $I_{ш.ср} = I_{н.и}^*$  – среднее значение входного тока ШИП;  $\bar{K}_{г.ш}$ ,  $\bar{K}_{г.ш}^{(2)}$  – интегральные коэффициенты гармоник входного тока ШИП, которые, как уже отмечалось, равны соответствующим интегральным коэффициентам гармоник выходного напряжения ШИП (до фильтра).

В этом случае в параметры модели  $R$  и  $L$  входят как собственные параметры источника входного напряжения, так и параметры реактора входного фильтра.

**Влияние конечности времен переключения вентиляей.** Скачкообразное изменение напряжений и токов вентиляей при их коммутации, изображаемое в идеализированных моделях ШИП, в действительности имеет конечные скорости изменения из-за известных динамических процессов внутри вентиляей при их открывании и закрывании. Энергия потерь, выделяемая при каждой коммутации в вентиле, определяется следующим интегралом от мгновенных значений напряжений  $u_{в}$  и тока  $i_{в}$  вентиля

$$\Delta W = \int_0 u_{в} i_{в} dt.$$

Умножая эти потери на число коммутаций, можно рассчитать дополнительные к статическим (см. (3.10.6) части 1) коммутационные потери в вентиляях, которые становятся доминирующими при высоких частотах коммутации.

Для уменьшения коммутационных потерь применяют различные приемы, позволяющие разнести во времени высокие значения напряжения на вентиле  $u_{в}$  с высоким значением тока вентиля  $i_{в}$  (*снабберы*,  $LC$  резонансные цепи коммутации – см. ниже).

### 1.1.3. ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Основное достоинство ШИП связано с отсутствием каких-либо реактивных элементов (реакторов, конденсаторов) внутри преобразователя, что позволяет выполнять его в едином технологическом процессе в виде твердотельного модуля. Это обуславливает низкие значения удельных массогабаритных показателей (кГ/кВА, дм<sup>3</sup>/кВА) преобразователя. Правда, пока модульное изготовление преобразователей нашло ограниченное применение из-за сравнительно большого (до двух раз) удорожания модулей по сравнению со случаем выполнения преобразователей из дискретных вентиляльных элементов. Диапазон мощностей ШИП простирается от десятков ватт до десятков киловатт и более при необходимости.

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

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

- высокие уровни высокочастотных электромагнитных помех, генерируемых большими скоростями изменения токов и напряжений вентиляей;
- широкополосный спектр преобразованных напряжений и токов на выходе ШИП.

## 1.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УПРАВЛЯЕМЫМ ОБМЕНОМ ЭНЕРГИИ МЕЖДУ РЕАКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ СХЕМЫ

### 1.2.1. ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Все ШИП имеют коэффициент преобразования по напряжению, регулируемый в диапазоне  $0 \dots 1$ . В то же время для стабилизации среднего значения выходного напряжения ШИП на уровне или выше номинального среднего значения входного напряжения необходим преобразователь с коэффициентом преобразования по напряжению более единицы. Преобразователь напряжения с такими свойствами можно получить, если обеспечить отдельные 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 путем изменения соотношения между длительностью этих двух процессов, а частота их повторения будет определять (обратно пропорционально) величины указанных реактивных элементов.

Схема *повышающего преобразователя* на базе такой концепции показана на рис. 1.2.1,а, а диаграммы токов и напряжений элементов схемы при конечной величине индуктивности нагрузки и емкости фильтрового конденсатора – на рис. 1.2.1,б.

При включенном транзисторе  $T_1$  на интервале времени  $t_1$  в накопительном дросселе  $L$  нарастает ток и запасается энергия, отбираемая от источника входного напряжения  $U_{вх}$ . Нагрузка  $R$  при этом получает энергию от накопительного конденсатора  $C$ , имеющего определенный заряд. При включенном транзисторе  $T_1$  на интервале времени  $t_2$  ток дросселя  $L$  через диод  $D$  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  $T$  и диода  $D$  как вентильный комплект из ключей с коммутационными функциями  $\psi_1$  и  $\psi_2$ , причем  $\psi_1 + \psi_2 = 1$  (см. рис. 1.2.2), получаем дифференциальные уравнения преобразователя с учетом уравнений вентильного комплекта:

$$i_{\text{ВЫХ.К.}} = \psi_2 i_{\text{ВХ.К.}},$$

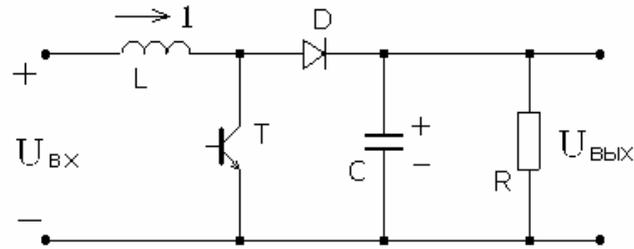
$$u_{\text{ВХ.К.}} = \psi_2 u_{\text{ВЫХ.К.}},$$

(см. (1.4.3) части 1)

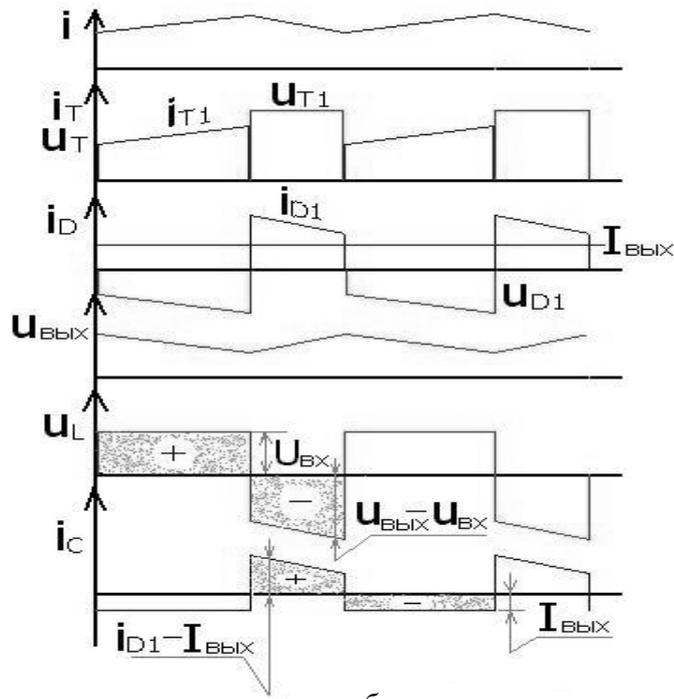
$$L \frac{di_{\text{ВХ}}}{dt} = u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВХ.К.}} = u_{\text{ВХ}} - \psi_2 u_{\text{ВЫХ}},$$

$$C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R} = i_{\text{ВЫХ.К.}} = \psi_2 i_{\text{ВХ}}.$$

(1.2.1)



a



б

Рис. 1.2.1

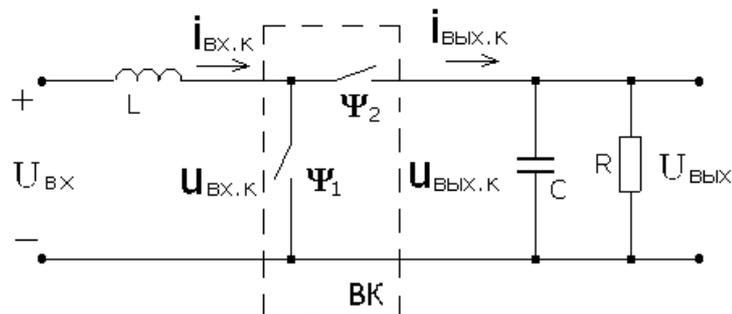


Рис. 1.2.2

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

$$\Psi_1 = \frac{t_1}{T_T} = \frac{T_T - t_2}{T_T} = 1 - \Psi_2, \quad (1.2.2)$$

а все производные переменных приравняем нулю. Подробное обоснование этого подхода будет сделано в разделе 1.5. Тогда из (1.2.1) при учете замены мгновенных значений переменных на их средние значения получим из первого уравнения

$$U_{\text{ВХ}} = \Psi_2 U_{\text{ВЫХ}} = (1 - \Psi_1),$$

откуда коэффициент преобразования по напряжению

$$K_{\text{п.н}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{1 - \Psi_1}. \quad (1.2.3)$$

Из второго уравнения (1.2.1) аналогично имеем

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R(1 - \Psi_1)} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R(1 - \Psi_1)^2} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} K_{\text{п.н}}^2 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}}, \quad (1.2.4)$$

т.е. налицо в таком преобразователе постоянного напряжения трансформация сопротивлений из выходной цепи во входную, подобную той, которая имеет место в трансформаторах переменного напряжения:

$$\frac{R_{\text{ВХ}}}{R} = (1 - \Psi_1)^2 = \frac{1}{K_{\text{п.н}}^2}. \quad (1.2.5)$$

Регулировочная характеристика идеального повышающего преобразователя, определяемая по (1.2.3), показана на рис. 1.2.3. Поскольку выходное напряжение преобразователя не зависит от нагрузки ( $R$ ), внешние характеристики преобразователя  $U_{\text{ВЫХ}} = f(I_{\text{ВЫХ}})_{\Psi_1 = \text{const}}$  будут параллельными горизонтальными прямыми с напряжением, определяемым регулировочной характеристикой для каждого  $\Psi_1 = \text{const}$ .

**Реальные элементы.** В случае реальных параметров элементов преобразователя необходим учет активного сопротивления  $R_L$  обмотки дросселя  $L$ , ак-

тивного сопротивления потерь в диэлектрике  $R_C$  конденсатора  $C$ , активных сопротивлений вентиля в прямом направлении. Так как входной дроссель  $L$  включается в контур с проводящим транзистором  $T$  (интервал  $t_1$ ) или диодом  $D$  (интервал  $t_2$ ), то, пренебрегая разницей их прямых сопротивлений, можно добавить прямое сопротивление вентиля в  $R_L$ . В расчетную схему замещения преобразователя на рис. 1.2.2 добавятся  $R_L$  и  $R_C$ .

Дифференциальные уравнения, составленные по той же методике, что и (1.2.1), будут иметь вид:

$$L \frac{di_{\text{ВХ}}}{dt} + R_L i_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВХ}} - \Psi_2 \left( u_c + R_c C \frac{du_c}{dt} \right), \quad (1.2.6)$$

$$\frac{1}{R} u_{\text{ВЫХ}} + C \frac{du_c}{dt} = \Psi_2 i_{\text{ВХ}}.$$

Алгебраические уравнения для средних значений переменных также получим по методике алгебраизации, которая была применена к дифференциальным уравнениям (1.2.1). Тогда для интегральных значений переменных с учетом того, что средние значения напряжений на конденсаторе и выходе преобразователя связаны соотношением

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_c \frac{R}{R + R_c},$$

имеем

$$\begin{vmatrix} R_L & \Psi_2 \frac{R + R_c}{R} \\ \Psi_2 & -\frac{1}{R} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ U_{\text{ВЫХ}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_{\text{ВХ}} \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (1.2.7)$$

Из решения системы (1.2.7) получаем

$$K_{\text{п.н}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{\Psi_2}{\frac{R_L}{R} + \Psi_2^2 \frac{R + R_L}{R}}, \quad (1.2.8)$$

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_L + (R + R_c) \Psi_2^2} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}}. \quad (1.2.9)$$

На рис. 1.2.3 построено семейство регулировочных характеристик повышающего преобразователя при различных значениях  $\frac{R_L}{R}$  при условии, что  $R_L = R_C$ . На рис. 1.2.4 построены внешние характеристики также в предполо-

жении  $R_L = R_C$ . Уравнение (1.2.8) преобразовано для относительного значения выходного тока в виде

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{1}{1 - \Psi_1} - \left[ R_c^* - \frac{1}{(1 - \Psi_1)^2} \right] I_{\text{ВЫХ}}^* \quad (1.2.10)$$

где  $I_{\text{ВЫХ}}^* = I_{\text{ВЫХ}} \cdot R_L / U_{\text{ВЫХ}}$ ,  $R_c^* = R_c / R_L$ .

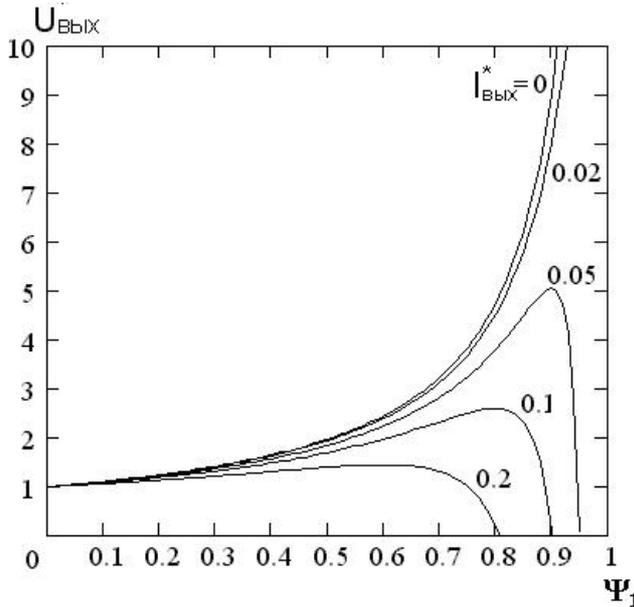


Рис. 1.2.3

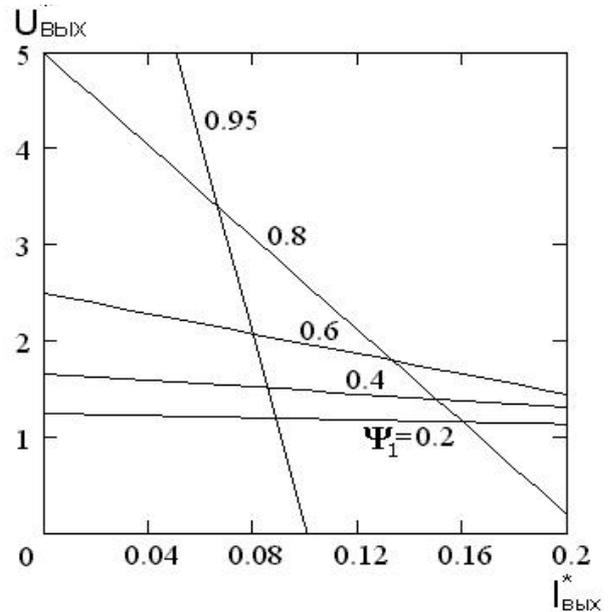


Рис. 1.2.4

## 1.2.2. ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Возможности применения преобразователей постоянного напряжения в постоянное значительно расширятся, если они будут обеспечивать регулирование постоянного напряжения на выходе как выше, так и ниже значения входного напряжения. Рассмотрим два типа таких *повышающе-понижающих преобразователей*: «инвертирующий» преобразователь и *преобразователь Кука*.

### 1.2.2.1. «ИНВЕРТИРУЮЩИЙ» ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

**Идеальные элементы.** Схема повышающе-понижающего преобразователя, у которого полярность выходного напряжения инверсна (противоположна) полярности входного напряжения показана на рис. 1.2.5.

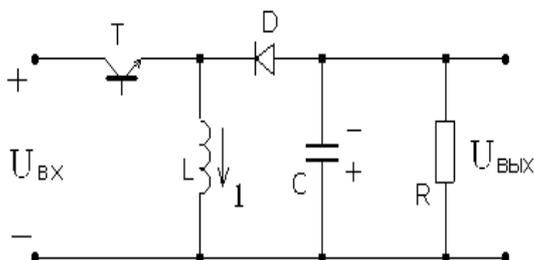


Рис. 1.2.5

Диаграммы напряжений и токов элементов схемы приведены на рис. 1.2.6.

При включенном транзисторе  $T$  в накопительном дросселе  $L$  на интервале  $t_1$  запасается энергия. По-прежнему, первоначальный анализ делается

при допущении идеальности элементов преобразователя. В пределе, приращение тока  $i$  на интервале  $t_1$  стремится к нулю. Накопительный конденсатор  $C$  на выходе, отключенный от входной цепи на этом интервале, отдает энергию в нагрузку  $R$ . На интервале  $t_2$  при выключенном транзисторе  $T$  ток дросселя через диод  $D$  питает нагрузку и подзаряжает конденсатор  $C$  в полярность, противоположную входной.

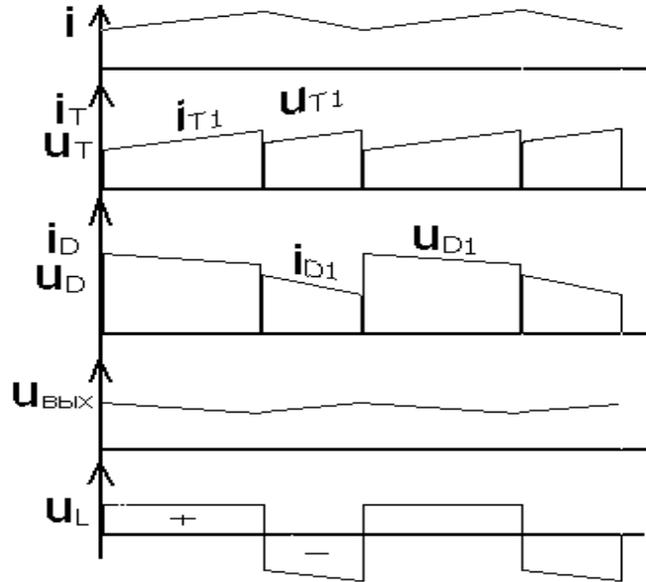


Рис. 1.2.6

Дифференциальные уравнения преобразователя с элементами без потерь имеют следующий вид:

$$L \frac{di}{dt} = u_{\text{ВХ}} \Psi_1 - u_{\text{ВЫХ}} \Psi_2, \quad (1.2.11)$$

$$C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R} = i \Psi_2.$$

После алгебраизации по приведенной выше методике получаем систему уравнений относительно средних значений переменных:

$$\begin{vmatrix} 0 & \Psi_2 \\ \Psi_2 & -\frac{1}{R} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ U_{\text{ВЫХ}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Psi_1 U_{\text{ВХ}} \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (1.2.12)$$

Решение для коэффициента преобразования по напряжению

$$K_{\text{п.н}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Psi_1}{\Psi_2} = \frac{\Psi_1}{1 - \Psi_1} = U_{\text{ВЫХ}}^* \quad (1.2.13)$$

отличается от коэффициента преобразования по напряжению повышающего преобразователя наличием множителя  $\Psi_1$ .

Из решения для тока дросселя в виде

$$I = \frac{\Psi_1 U_{\text{вх}}}{\Psi_2^2 R} = \frac{\Psi_1 U_{\text{вх}}}{(1 - \Psi_1)^2 R} \quad (1.2.14)$$

можно найти входное сопротивление преобразователя с учетом наличия входного ключа  $\Psi_1$ :

$$I_{\text{вх}} = \Psi_1 I = \frac{\Psi_1^2 U_{\text{вх}}}{\Psi_2^2 R} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} K_{\text{п.н}}^2 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}, \quad (1.2.15)$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{R}{K_{\text{п.н}}^2}.$$

В этом преобразователе, как и в предыдущем, происходит «трансформация» сопротивления выходной цепи во входную с коэффициентом преобразования  $K_{\text{п.н}}^2$ , аналогично подобному преобразованию сопротивлений в трансформаторе переменного напряжения через квадрат коэффициента трансформации. Тогда продолжая аналогию рассмотренных преобразователей с трансформаторами, легко находим и коэффициент преобразования схем по току как величину, обратную коэффициенту преобразования по напряжению.

Указанные свойства позволяют назвать данные преобразователи «электронными трансформаторами постоянного напряжения».

**Реальные элементы преобразователя.** Схема замещения преобразователя с учетом сопротивления потерь  $R_L$  накопительного реактора  $L$  и сопротивления потерь  $R_c$  конденсатора  $C$  показана на рис. 1.2.7.

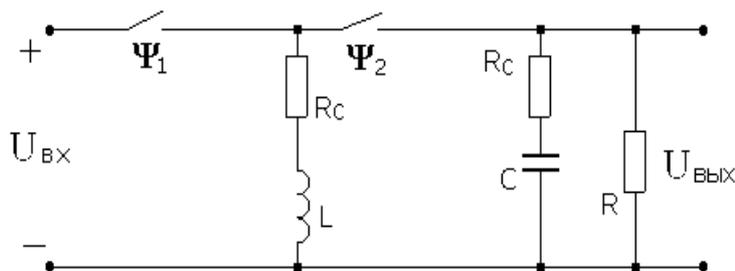


Рис. 1.2.7

Вентили представлены ключами с коммутационными функциями  $\psi_1$  и  $\psi_2$ . Сопротивления вентилях в прямом направлении, пренебрегая их различием у транзистора и диода, можно добавить к сопротивлению  $R_L$  дросселя, последовательно к которым все время и включен один из ключей.

Дифференциальные уравнения для этой схемы имеют следующий вид:

$$L \frac{di}{dt} + R_L i = u_{\text{ВХ}} \Psi_1 - \Psi_2 \left( u_c + R_c C \frac{du_c}{dt} \right), \quad (1.2.16)$$

$$\frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R} + C \frac{du_c}{dt} = i \Psi_2.$$

От дифференциальных уравнений (1.2.6) предыдущего преобразователя они отличаются только наличием множителя  $\Psi_1$  у входного напряжения. Значит, и в соответствующих решениях алгебраических уравнений для средних значений переменных (1.2.13) и (1.2.14) появится этот множитель, т.е.

$$K_{\text{п.н}} = U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Psi_1 \Psi_2}{\frac{R_L}{R} + \Psi_2^2 \left( \frac{R + R_c}{R} \right)}, \quad (1.2.17)$$

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}} \Psi_1^2}{R_L + (R + R_c) \Psi_2^2} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}}. \quad (1.2.18)$$

На рис. 1.2.8 показаны регулировочные характеристики повышающе-понижающего преобразователя с реальными элементами  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f(\Psi_1) \frac{R_L = \text{const}}{R}$  в предположении  $R_L = R_c$ . На рис. 1.2.9 – внешние характеристики преобразователя  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f(I_{\text{ВЫХ}}^*) \Psi_1 = \text{const}$ . Отметим опять изменение вида внешних характеристик для значений  $\Psi_1$ , соответствующих правой (падающей) ветви экстремальной кривой регулировочной характеристики.

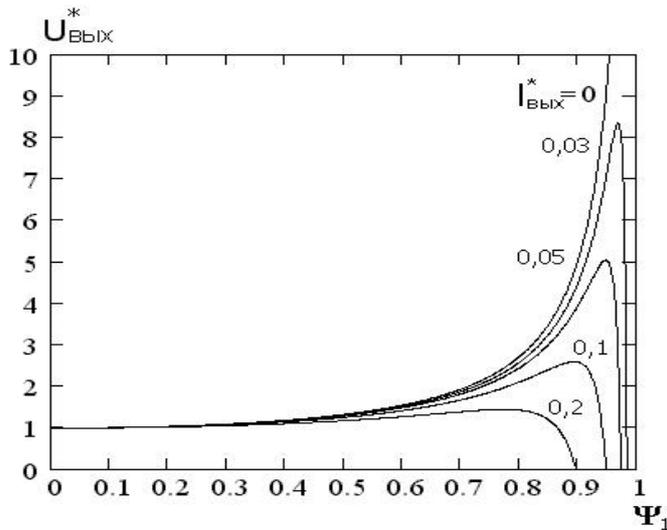


Рис. 1.2.8

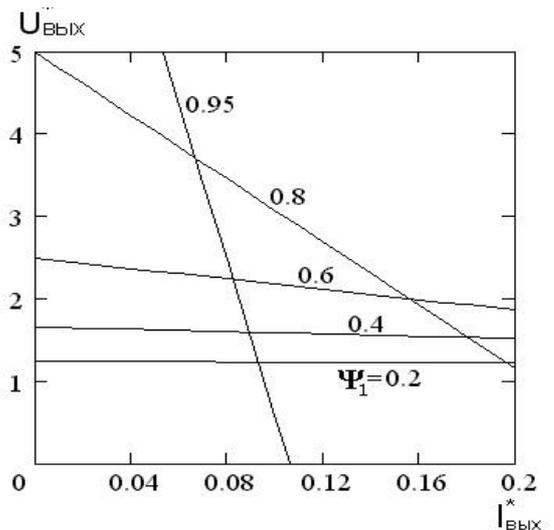


Рис. 1.2.9

В случае прерывистого тока накопительного дросселя расчетные соотношения значительно усложняются, как это показано в работе [7].

При необходимости рекуперации (возврата) энергии с выхода преобразователя в его входной источник напряжения требуется дополнить вентиляльный комплект преобразователя встречно-параллельными вентилями. Для этого транзистор  $T_1$  шунтируется встречным диодом  $D_2$ , а диод  $D_1$  преобразователя по рис. 1.2.5 – встречным транзистором  $T_2$ , что приводит к схеме *реверсивного по току, рекуперативного повышающе-понижающего преобразователя* (рис. 1.2.10).

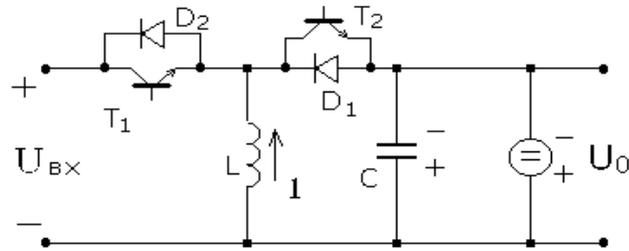


Рис. 1.2.10

При этом при включении транзистора  $T_2$  под действием источника напряжения  $U_0$  на выходе преобразователя (случай работы преобразователя на якорную цепь машины постоянного тока) в накопительном дросселе нарастает ток противоположного направления. При выключении транзистора  $T_2$  этот ток через диод  $D_2$ , проводящий ток под действием ЭДС самоиндукции дросселя  $L$ , втекает в источник  $U_{вх}$ , возвращая в него энергию из источника  $U_0$  в цепи, прежде служившей нагрузкой.

Внешние характеристики такого преобразователя с возможностью реверса направления тока в нагрузке будут теперь двухквadrантными, аналогичными характеристикам ШИП, обладающего подобными свойствами (см. рис. 1.1.4,б).

### 1.2.2.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КУКА

Другой вариант *повышающе-понижающего преобразователя*, известного как *схема Кука*, показан на рис. 1.2.11, а диаграммы, поясняющие его работу, – на рис. 1.2.12.

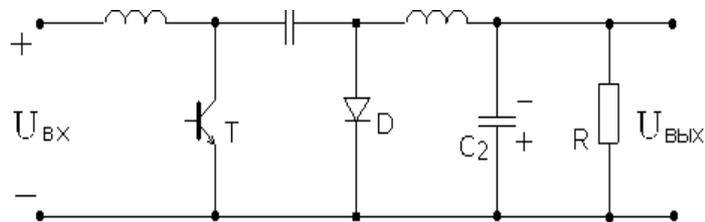
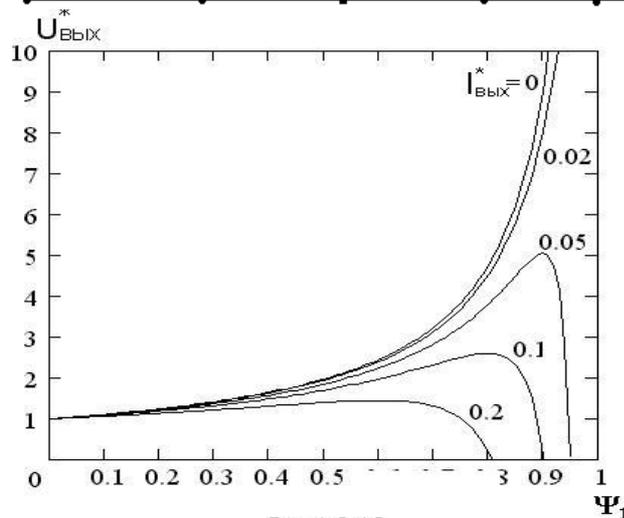


Рис. 1.2.11



На интервале замкнутого состояния транзистора  $T_1$  во входном дросселе  $L_1$  нарастает ток  $i_1$  и запасается энергия, забираемая от источника входного напряжения. При этом буферный конденсатор  $C_1$  через реактор  $L_2$  передает энергию в накопительный конденсатор  $C_2$ , от которого питается нагрузка, представленная сопротивлением  $R$ . На интервале  $t_2$  транзистор  $T$  выключен, ток проводит диод  $D$ , открывающийся под действием ЭДС самоиндукции дросселя  $L_2$  с током  $i_2$ . Ток накопительного реактора  $L_1$  подзаряжает конденсатор  $C_1$ , восполняя отданную им энергию в конденсатор  $C_2$  на предыдущем интервале  $t_1$ .

Достоинствами этой схемы по сравнению с предыдущей являются:

- непрерывный, а не импульсный характер входного тока преобразователя, что не требует наличия входного  $LC$ -фильтра, обязательного для сравниваемой схемы;

- непрерывный характер тока дросселя  $L_2$ , питающего выходную цепь преобразователя, что уменьшает необходимые значения накопительного конденсатора;

- возможность в принципе получения нулевой пульсации выходного тока [7] при создании соответствующей величины магнитной связи между обмотками дросселей  $L_1$  и  $L_2$ ;

- возможна схема преобразователя Кука с гальванической развязкой (за счет трансформатора) входной и выходной цепи и получение вследствие этого нескольких выходов с различными напряжениями [7].

Построим математические модели этого преобразователя для изучения его внешних и регулировочных характеристик. Как и прежде, сначала проанализируем упрощенную модель преобразователя, считая все его элементы идеальными (без потерь), а затем учтем реальные паразитные параметры элементов, вызывающие потери активной мощности в них.

**Идеальные элементы.** Дифференциальные уравнения преобразователя с заменой транзистора  $T_1$  коммутационной функцией  $\psi_1$  и диода  $D_2$  коммутационной функцией  $\psi_2$  (для режима непрерывных токов в дросселях  $L_1$  и  $L_2$ , влекущего за собой  $\psi_2 = 1 - \psi_1$ ) имеют вид

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_1}{dt} &= u_{\text{ВХ}} - u_{c_1} \Psi_2 ; \\
\Psi_1 \left( u_c - L_2 \frac{di_2}{dt} \right) &= u_{c_2} ; \\
C_2 \frac{du_{c_2}}{dt} + \frac{u_{c_2}}{R} &= i_2 ; \\
C_1 \frac{du_{c_1}}{dt} &= i_1 \Psi_2 - i_2 \Psi_1 .
\end{aligned} \tag{1.2.19}$$

После алгебраизации этих уравнений по той же методике, что и в разделе 1.2.1 для средних значений переменных состояния, получим (с учетом  $U_{C2} = U_{\text{ВЫХ}}$ ) следующую систему:

$$\begin{vmatrix} 0 & 0 & \Psi_2 & 0 \\ 0 & 0 & \Psi_1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R} \\ \Psi_2 & \Psi_1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ U_{c_1} \\ U_{\text{ВЫХ}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_{\text{ВЫХ}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} . \tag{1.2.20}$$

Из ее решения найдем коэффициент преобразования по напряжению преобразователя

$$K_{\text{П.Н}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{\Psi_1}{1 - \Psi_1} \tag{1.2.21}$$

и среднее значение его входного тока

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} \frac{\Psi_1^2}{\Psi_2^2} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} K_{\text{П.Н}}^2 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}} , \tag{1.2.22}$$

где входное сопротивление преобразователя находим путем уже известной «трансформации» сопротивления нагрузки  $R$

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R}{K_{\text{П.Н}}^2} = R \frac{(1 - \Psi_1)^2}{\Psi_1^2} . \tag{1.2.23}$$

Уравнение регулировочной характеристики здесь такое же, как у предыдущего преобразователя (см. рис. 1.2.8, верхнюю кривую). Внешние характеристики преобразователя  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f(I_{\text{ВЫХ}})_{\Psi_1 = \text{const}}$  будут семейством параллельных горизонтальных прямых в первом квадранте с напряжениями холостого хода,

определяемыми по регулировочной характеристике для соответствующих значений  $\Psi_1 = \text{const}$ .

Построение и анализ модели преобразователя Кука с реальными параметрами элементов можно сделать аналогично тому, как это было выполнено в разделе 1.2.2.1. Из-за четвертого порядка системы уравнений окончательные выражения получаются громоздкими и здесь не приводятся, а выносятся на самостоятельную работу. На рис. 1.2.12 построены регулировочные характеристики преобразователя с реальными элементами в предположении  $R_C = R_L$  для двух значений  $R_L/R$ , равных 0,025 и 0,05. Просматривается более сильное влияние параметров реальных элементов (из-за их большего числа) на снижение выходного напряжения, чем в предыдущей схеме «инвертирующего» преобразователя. Но если учесть еще реактивные элементы входного LC-фильтра, требующегося для получения непрерывного входного тока, то по числу реактивных элементов эти схемы сравниваются.

### 1.2.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ РАЗВЯЗКОЙ ВХОДА И ВЫХОДА

Дополнение или замена в предыдущих схемах индуктивного накопительного элемента (реактора) на трансформатор позволяет решить ряд новых задач в преобразователе постоянного напряжения в постоянное [12]. Этими новыми задачами являются:

- облегчение согласования уровней входного и выходного напряжений при их большом различии;
- оптимизация установленных мощностей элементов преобразователя;
- способность к выполнению преобразователя с несколькими гальванически развязанными выходными напряжениями.

В первом типе такого преобразователя, называемого *обратноходовым*, трансформатор заменил накопительный дроссель. Во втором типе преобразователя, называемого *прямоходовым*, трансформатор добавлен в схему для получения всех перечисленных выше новых возможностей, без функции энергонакопления, которая осталась за накопительным реактором. Ниже рассмотрены обе указанные схемы.

#### 1.2.3.1. ОБРАТНОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Принципиальная схема преобразователя показана на рис. 1.2.13. При обычных мощностях таких преобразователей, используемых как вторичные источники питания, в единицы ватт, применяется MOSFET – транзистор с частотой коммутации до 100 кГц. При включении транзистора в индуктивности первичной обмотки трансформатора нарастает ток и запасается энергия.

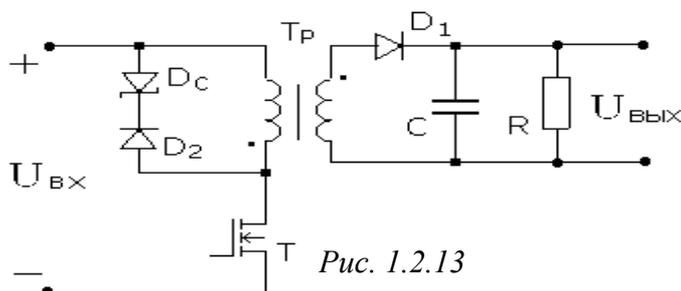


Рис. 1.2.13

При выключении транзистора эта энергия из индуктивности намагничивания трансформатора передается во вторичную обмотку и через диод  $D_1$  в накопительную емкость  $C$ , от которой питается нагрузка  $R$ . Для вывода энергии, запасенной в индуктивности рассеивания первичной обмотки, она зашунтирована стабилитроном  $D_c$ , ограничивающим уровень перенапряжения на обмотке при закрывании транзистора  $T$ . Последовательно со стабилитроном включен диод  $D_2$ , снимающий с него прямое напряжение при включенном транзисторе  $T$ . Стабилизацию выходного напряжения обеспечивают обычно регулированием частоты импульсов отпираания транзистора.

### 1.2.3.2. ПРЯМОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Принципиальная схема *прямоходового преобразователя* показана на рис. 1.2.14. При включении транзистора  $T$  напряжение входного источника  $U_{вх}$  через трансформатор  $Tr$  и диод  $D_1$  прикладывается ко входу цепочки из накопительного дросселя  $L$  и накопительного конденсатора  $C$ . Ток в дросселе и напряжение на конденсаторе, от которого питается нагрузка  $R$ , возрастают, увеличивая запасенную в них энергию. При выключении транзистора  $T$  трансформатор обесточивается, а ток накопительного дросселя  $L$  замыкается через диод  $D_2$ . Для вывода из индуктивности намагничивания трансформатора  $Tr$  «паразитной», не передающейся в нагрузку энергии, накопленной в ней за время открытого состояния транзистора, можно использовать такую же цепочку из диода и стабилитрона параллельно трансформатору, как в обратном преобразователе (рис. 1.2.13).

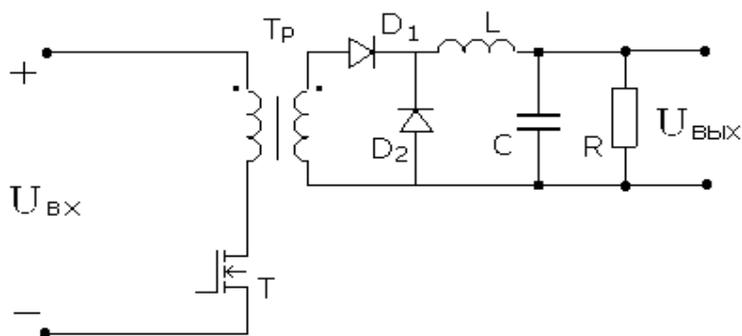


Рис. 1.2.14

Использование трансформатора в этой схеме по своему прямому назначению, а не как накопительного элемента делает прямоходовые преобразователи предпочтительными перед обратными (самыми простыми) при мощностях нагрузки в несколько сотен ватт.

### 1.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕЗОНАНСНЫХ ЯВЛЕНИЙ LC-КОНТУРОВ

Рассмотренные выше широтно-импульсные преобразователи характерны 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 вентилях, что диктует необходимость ограничивать верхнюю частоту переключения вентилях на уровне килогерц в мощных преобразователях и на уровне десятков килогерц в маломощных преобразователях.

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. 1.3.1, и называемых *резонансными ключами*. 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 вентилях. При этом нужно только учесть, что коэффициент формы у синусоидальной полуволны тока больше

в  $\frac{\pi}{2}$  раз, 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 вентилях будет вызывать увеличение составляющей потерь

в элементах цепи от такого тока в  $\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 = 2,46$  раза.

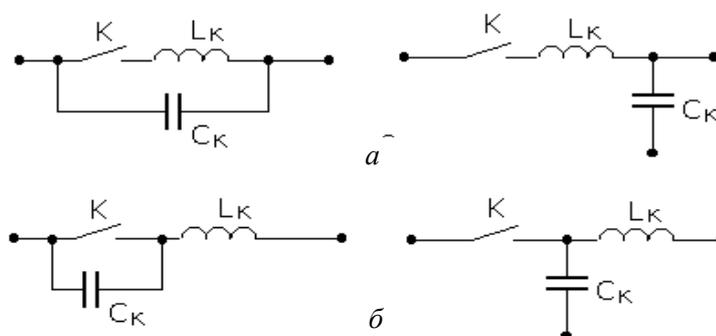


Рис. 1.3.1

Схемы ключей на рис. 1.3.1,*а* обеспечивают включение и выключение вентиля при нулевом токе, а схемы на рис. 1.3.1,*б* – включение и выключение вентиля при нулевом напряжении. *Двухполюсные схемы резонансных ключей* на рис. 1.3.1 (слева) прямо заменяют ключи в широтно-импульсных преобразователях постоянного напряжения. *Трехполюсные схемы резонансных ключей* на рис. 1.3.1 (справа) заменяют ключи в ШИП так, чтобы их третий полюс (с емкостью) попадал на общую шину питания или выхода.

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

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

Практически любой широтно-импульсный преобразователь из раздела 1.1 и 1.2 может быть выполнен с резонансными ключами. Ограничимся здесь рассмотрением перевода простейшей схемы ШИП на рис. 1.1.2,*а* в оба вида квазирезонансных преобразователей.

### 1.3.1. КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЙ Понижающий преобразователь с переключением при нулевом токе (КРП-ПНТ)

Схема названного преобразователя изображена на рис. 1.3.2, а диаграммы токов и напряжений его элементов – на рис. 1.3.3. При первоначальном рассмотрении не принимаем во внимание диоды  $D_1$  и  $D_2$ .

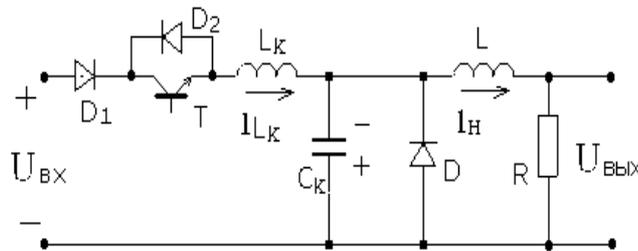


Рис. 1.3.2

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

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

- Вторым интервалом  $t_1t_2$  характеризуется протеканием колебательной полуволны тока индуктивности  $L_k$  колебательного контура  $L_kC_k$ . К концу интервала ток спадет до нуля и транзистор  $T$  обесточится, а ток емкости  $C_k$  дорастет до тока нагрузки  $I_H$ ; при этом напряжение на емкости будет близко к максимальному, в пределе равному значению двойного напряжения входного источника.

- На третьем интервале  $t_2t_3$  цепь нагрузки  $LR$  питается от заряженного конденсатора, пытаясь перезарядить его током нагрузки  $I_H$ .

- Четвертым интервалом начинается в момент  $t_3$  разряд конденсатора до нулевого напряжения, когда открывается диод  $D$ , через который протекает ток нагрузки, а напряжение на нагрузке равно нулю. В момент времени  $t_4$  приходит новый отпирающий импульс на транзистор  $T$ , и процессы повторяются.

Из временных диаграмм на рис. 1.3.3 видны две особенности рассмотренного квазирезонансного преобразователя при *однополупериодном режиме* его работы.

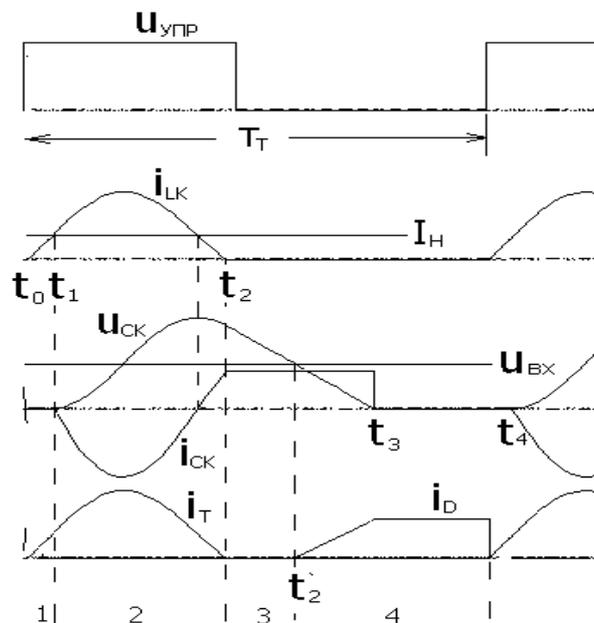


Рис. 1.3.3

Во-первых, импульс управления транзистором должен быть не короче интервала времени  $t_0t_2$ , а оптимально – равен ему. Во-вторых, на интервале  $t_2t_3$  на коллекторе транзистора  $T$  появляется прямое напряжение, которое открывает  $p-n$ -переход коллектор-база транзистора  $T$ , что недопустимо. Чтобы исключить появление прямого напряжения на транзисторе  $T$ , необходимо или включить диод  $D_1$  последовательно с ним, или шунтировать транзистор встречно-параллельным диодом  $D_2$  (при использовании вместо транзистора запираемого тиристора эти меры не потребуются). В случае использования диода  $D_2$  приходим к так называемому двухполупериодному режиму работы резонансного ключа. В этом случае на интервале  $t_2t_3$  разряд конденсатора колебательного контура  $L_kC_k$  происходит в колебательном режиме через этот

диод, независимо от нагрузки, как явствует из временных диаграмм на рис. 1.3.4, построенных для *двухполупериодного режима* его работы.

Математическую модель квазирезонансного преобразователя в виде единой системы дифференциальных уравнений на такте  $T_T$  можно получить, если ввести в рассмотрение четыре коммутационные функции для четырех рассмотренных выше интервалов. 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 [5], что регулировочная характеристика при двухполупериодном режиме работы квазирезонансного преобразователя совпадает с линейной регулировочной характеристикой широтно-импульсного преобразователя (1.1.1). При однополупериодном режиме работы получаем семейство регулировочных характеристик, зависящих от величины нагрузки, которые идут выше регулировочной характеристики для двухполупериодного режима.

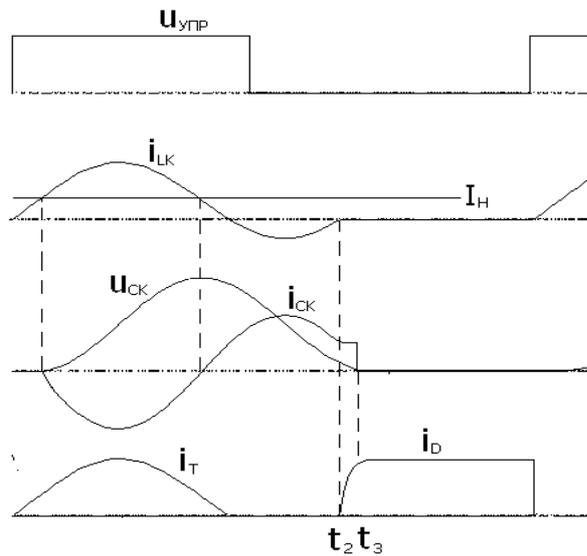


Рис. 1.3.4

Аналогичная картина наблюдается и с внешними характеристиками квазирезонансного преобразователя. При однополупериодном резонансном ключе разряд конденсатора на интервале  $t_2t_3$  происходит при протекании тока нагрузки. С его уменьшением длительность интервала разряда  $t_2t_3$  растягивается, 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  $I_{к.мах}$  колебательного контура  $L_K C_K$ , определяемой его волновым сопротивлением и входным напряжением

$$I_{к.т} = \frac{U_{вх}}{\rho_k}, \quad \rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}.$$

Очевидно, что и регулирование среднего значения выходного напряжения квазирезонансного преобразователя может быть выполнено только за счет изменения длительности периода  $T_T$ , так как длительность синусоидальной полуволны напряжения на конденсаторе  $C_k$  определяется собственной частотой колебаний контура  $L_k C_k$ . Изменение же периода  $T_T$  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 способом*, так как изменяется частота следования импульсов неизменной длительности, а в итоге изменяется скважность импульсов.

### 1.3.2. КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЙ ПОНИЖАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПРИ НУЛЕВОМ НАПРЯЖЕНИИ (КРП-ПНН)

Схема названного преобразователя показана на рис. 1.3.5.

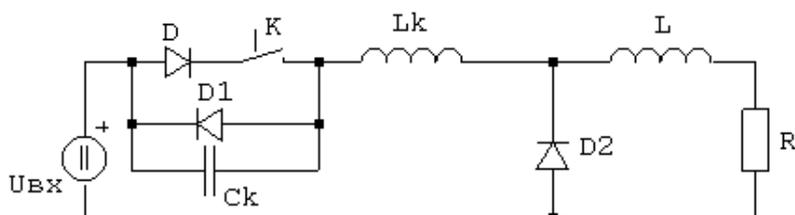


Рис. 1.3.5

Она также получена из схемы простого ШИП на рис. 1.1.2,а путем использования резонансного ключа с переключением при нулевом напряжении, состоящего из транзистора  $T$ , диода  $D_k$ , дросселя  $L_k$ , конденсатора  $C_k$  и обеспечивающего за счет наличия диода  $D_k$  двухполупериодный режим работы ключа.

Период электромагнитных процессов в преобразователе здесь также состоит из четырех интервалов, обозначенных соответствующими временами на рис. 1.3.6.

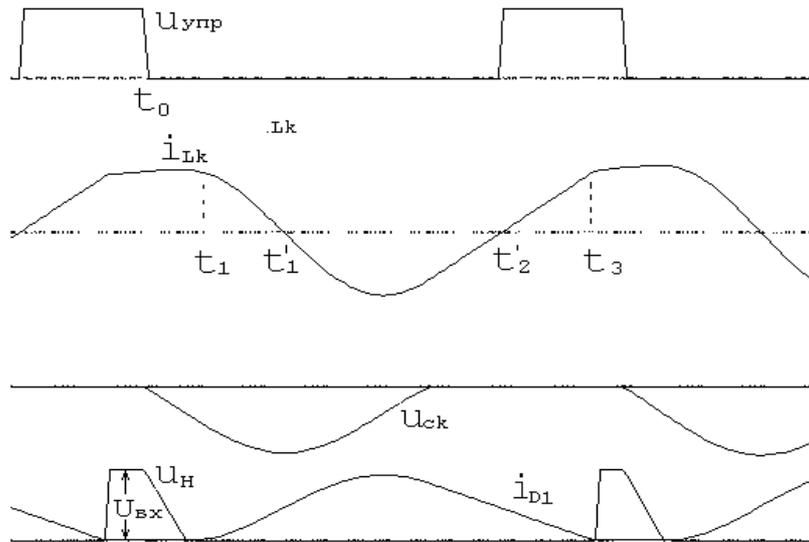


Рис. 1.3.6

- Первый интервал  $t_0 t_1$  начинается при выключении транзистора Т. Считаем, как обычно, при первоначальном анализе все элементы идеальными. Тогда постоянный ток нагрузки  $I_H$ , протекающий через транзистор Т, коммутирует в конденсатор  $C_k$  и начинает заряжать его по линейному закону. В момент  $t_1$  напряжение на конденсаторе достигнет напряжения входного источника, а напряжение на диоде  $D$  спадет до нуля.

- Второй интервал  $t_1 t_2$  отсчитывается с момента вступления в работу диода  $D$  и начала колебательного процесса в резонансном контуре  $L_k C_k$ . В результате колебательного заряда и разряда конденсатора напряжение на нем в конце второго интервала упадет до нуля. Максимум напряжения на конденсаторе  $C_k$  превосходит  $U_{вх}$  на величину  $\rho_k I_H$ , не меньшую, чем  $U_{вх}$ , для того, чтобы он разряжаясь после максимума напряжения на источник  $U_{вх}$ , мог разрядиться в колебательном режиме хотя бы до нулевого напряжения. Иначе невозможно открывание диода  $D_k$ , и тогда включение транзистора будет происходить не при нулевом напряжении, что противоречит целям модификации ключа.

- Третий интервал  $t_2 t_3$  начинается с открывания диода  $D_k$ , который фиксирует нулевое напряжение на конденсаторе и транзисторе, пропуская через себя «хвост» отрицательной полуволны тока колебательного контура (на рис. 1.3.6 заштрихованный участок тока  $i_k$  на интервале  $t_2 t_2'$ ). В момент  $t_2'$  включается транзистор Т и пропускает нарастающий в дросселе  $L_k$  ток положительного направления до тока нагрузки  $I_H$  в момент времени  $t_3$ .

- Четвертый интервал  $t_3 t_4$  отсчитывается с момента  $t_3$ , когда прекращает проводить диод  $D$ . К нагрузке снова прикладывается положительное напряжение входного источника и идет формирование импульса напряжения на нагрузке. С момента выключения транзистора Т все процессы повторяются.

Для регулирования выходного напряжения преобразователя здесь также изменяем период процесса  $T_t$ , что приводит к изменению скважности импульсов напряжения на нагрузке. Только в отличие от предыдущей схемы здесь при регулировании частоты изменяется длительность импульса, а не паузы, длительность которой зависит от полупериода собственных колебаний резонансного контура  $L_k C_k$ .

Регулировочная характеристика КРП-ПНН при двухполупериодном режиме работы резонансного ключа также линейна, как и у КРП-ПНТ с двухполупериодным режимом работы ключа. Да и все остальное, что было сказано о регулировочных и внешних характеристиках КРП-ПНТ, в общем справедливо и здесь.

Сравнение свойств двух рассмотренных типов квазирезонансных преобразователей, используемых обычно для построения маломощных (порядка 100 Вт) вторичных стабилизированных источников питания электронной аппаратуры, позволяет заключить, что удельные массогабаритные показатели КРП определяются во многом параметрами колебательного контура, что требует повышения его частоты и частоты коммутации ключей. Для транзисторов характерно снижение предельных параметров тока и напряжения при улучшении его частотных свойств. Поэтому квазирезонансные преобразователи, эффективные по удельным массогабаритным показателям при высоких частотах коммутации вентиляей, могут быть выполнены только на малые мощности, порядка 100 Вт. Это уровень вторичных источников питания радиоэлектронной аппаратуры (компьютеры, телевизоры и т.п.). Для КРП-ПНТ достигнуты частоты коммутации порядка мегагерца. При более высоких частотах заметно сказываются потери в транзисторе при включении от разряда их собственных (паразитных) междуэлектродных емкостей. Для исключения этой составляющей потерь в транзисторе необходимо применять схемы КРП-ПНН, где эти емкости в момент включения транзистора разряжены. Это позволяет поднять предельные частоты коммутации в таких преобразователях до 10 мГц. Но худшая форма тока транзистора (квазипрямоугольная, по сравнению с полусинусоидальной у КРП-ПНТ) увеличивает потери в транзисторе от прохождения прямого тока, что делает КРП-ПНТ предпочтительнее при более низких частотах коммутации.

Общее достоинство квазирезонансных преобразователей заключается в их простоте (один транзистор) и возможности использования на предельных частотах преобразования в качестве параметров колебательного контура собственных «паразитных» параметров элементов схемы (индуктивности рассеивания трансформаторов, собственных емкостей транзисторов), что делает их «полезными». Это позволило достичь в таких источниках удельного объемного показателя порядка  $100 \text{ Вт/см}^3$  и выше.

#### **1.4\*. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ДОЗИРОВАННОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ В НАГРУЗКУ**

Все рассмотренные выше преобразователи постоянного напряжения в постоянное требовали применения вентиля с полным управлением, т.е. транзисторов или GTO-тиристоров. В то же время обычные тиристоры, являющиеся вентилями с неполным управлением, могут приобрести свойства полностью управляемых вентилях при добавлении к ним устройств искусственной коммутации, обеспечивающих управляемое включение тиристоров в цепях постоянного напряжения. Источником энергии в узле искусственной коммутации служит заряженный конденсатор, который можно использовать не только для выключения тиристоров, но и для дозирования передачи с него энергии в нагрузку. Так родились схемы тиристорно-конденсаторных преобразователей [10]. Поскольку стоимость тиристоров существенно ниже стоимости транзисторов и GTO-тиристоров той же мощности, а надежность и перегрузочная способность выше, данные схемы на основе технико-экономического анализа могут находить ниши для применения и сегодня.

Схема тиристорно-конденсаторного преобразователя с дозированной передачей энергии в нагрузку показана на рис. 1.4.1.

Преобразователь содержит мост из тиристоров  $T_1$ - $T_4$  с дозирующим и одновременно коммутирующим конденсатором  $C_k$ , дроссель  $L_k$ , выступающий в роли промежуточного накопителя энергии, и конденсатор  $C$ , подключенный через диод к дросселю  $L_k$  и выполняющий функцию выходного накопителя энергии, к которому подключается нагрузка  $R$ . Схема рассматриваемого преобразователя подобна схеме повышающе-понижающего преобразователя на рис. 1.2.5, у которого входной транзистор заменен тиристорно-конденсаторным мостом.

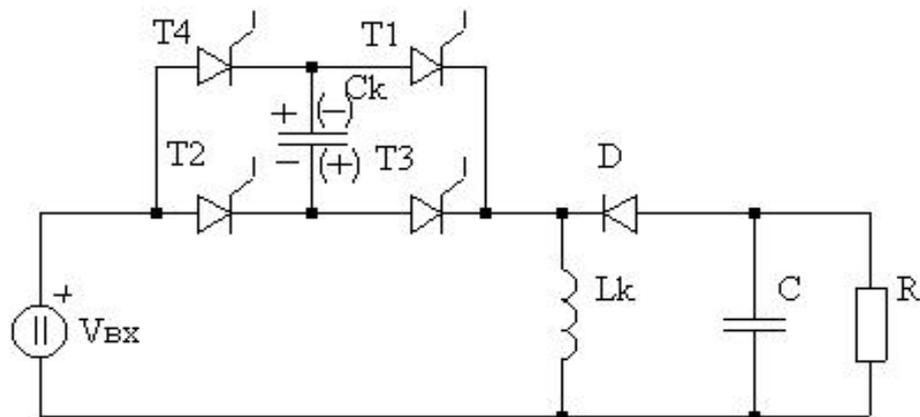


Рис. 1.4.1

Диаграммы электромагнитных процессов в элементах схемы приведены на рис. 1.4.2.

Период  $T_T$  процессов состоит из трех интервалов.

- Первый интервал  $t_0 t_1$  начинается с момента подачи импульсов управления на тиристоры  $T_1$  и  $T_2$ . Конденсатор  $C_k$ , заряженный до напряжения  $U_{BX} + U_{ВЫХ}$  в полярности, обозначенной на конденсаторе без скобок (далее мы убедимся в правильности исходного допущения), начинает перезаряжаться в

колебательном режиме по контуру, включающему  $L_k$  и источник входного напряжения  $U_{вх}$ . В процессе колебательного перезаряда конденсатор  $C_k$  приобретает полярность напряжения, обозначенную на конденсаторе в скобках. Величина этого напряжения в момент  $t_1$  будет равна исходной, и дальнейший перезаряд прекратится, поскольку напряжение на дросселе  $L_k$  в этот момент сравняется с выходным напряжением и откроется диод  $D$ . Тиристоры  $T_1$  и  $T_3$  обесточиваются, так как напряжение на конденсаторе  $C_k$  больше не изменяется.

- Второй интервал  $t_1 t_2$  характеризуется протеканием тока, оставшегося в коммутирующем дросселе  $L_k$  в момент  $t_1$ , через диод  $D$  в выходной накопительный конденсатор  $C$  и нагрузку  $R$ . Под действием напряжения выхода ток в  $L_k$  спадает по линейному закону до нуля и диод  $D$  закрывается.

- Третий интервал  $t_2 t_3$  характеризуется разрядом накопительного конденсатора  $C$  на нагрузку. В момент времени  $t_3$  включается вторая пара  $T_3, T_4$  тиристоров моста и все процессы в схеме повторяются, с тем только отличием, что на следующем такте работает другая пара тиристоров моста, через которые дозирующий конденсатор  $C_k$  колебательно перезаряжается в напряжение той же величины и полярности, с которых мы начали рассмотрение на первом интервале.

Параметры вентиля в этой схеме и условия в моменты их включения и выключения ясны из временных диаграмм напряжений и токов тиристора и диода на рис. 1.4.2.

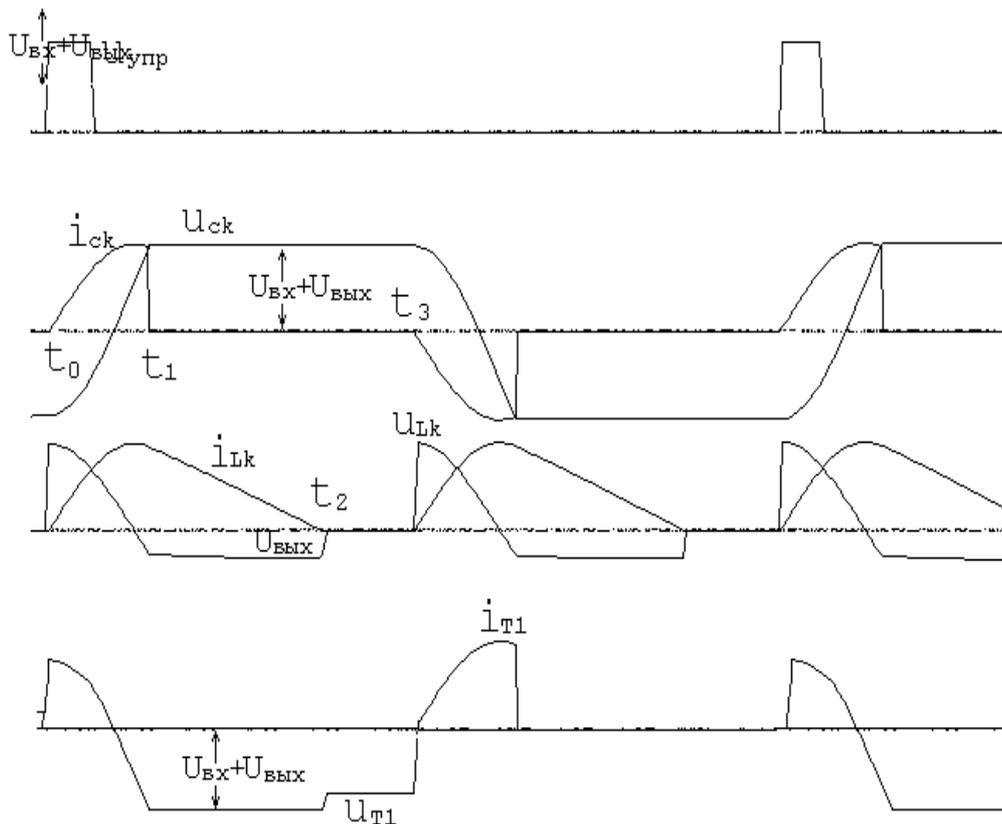


Рис. 1.4.2

Для того чтобы воспользоваться прежней методикой (см. раздел 1.1.2) получения внешних и регулировочной характеристик преобразователя, необходимо знать моменты перехода схемы от одного интервала к другому в функции параметров схемы для определения длительностей трех коммутационных функций, соответствующих трем интервалам в периоде процессов в схеме. Качественный анализ временных диаграмм показал возможность находить моменты времени  $t_1$  и  $t_2$  прямо из анализа процессов на соответствующих интервалах. Но в этом случае возможен и более простой путь анализа исходя из энергетического баланса активных мощностей на входе и выходе преобразователя на идеальных элементах, который можно записать в следующей форме (пренебрегая пульсациями выходного напряжения относительно его среднего значения  $U_{\text{ВЫХ}}$ )

$$U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R}, \quad (1.4.1)$$

где  $I_{\text{ВХ}}$  – среднее значение тока дозирующей емкости  $C_K$  на такте, которое нагружает источник входного напряжения:

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{1}{T_T} \int_0^{t_1} \frac{2U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}}}{\rho_K} \sin \omega_K t dt = \frac{2U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}}}{T_T \rho_K \omega_K} [1 - \cos \omega_K t_1],$$

где  $\rho_K = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}}$  – волновое сопротивление контура  $L_K C_K$ ;  $\omega_K = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}$  – собственная частота контура.

Момент времени  $t_1$  можно выразить из условия окончания первого интервала по признаку достижения напряжением на  $L_K$  выходного напряжения преобразователя, т.е.

$$U_{L_K} = (2U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}}) \cos \omega_K t$$

при  $t = t_1$  достигает  $(-U_{\text{ВЫХ}})$ . Тогда  $\cos \omega_K t_1 = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{2U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}}}$ .

Подставляя это значение в выражение для  $I_{\text{ВХ}}$ , получим

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{2(U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}})}{\rho_K \omega_K T_T}. \quad (1.4.2)$$

С учетом этого из уравнения баланса (1.4.1) имеем

$$(U_{\text{ВЫХ}})^2 = \left( \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right)^2 = \frac{2(1 + U_{\text{ВЫХ}}^*)R}{\omega_K T_T \cdot \rho_K} = \frac{(1 + U_{\text{ВЫХ}}^*)R^* f_T^*}{\pi}, \quad (1.4.3)$$

где  $R^* = \frac{R}{\rho_k}$  – относительное сопротивление нагрузки;  $f_T^* = \frac{f_T}{f_k}$  – относительная частота тактов.

Из решения уравнения (1.4.3) находим относительное значение выходного напряжения преобразователя

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{R^* \omega_T^*}{2\pi} \left( 1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{\pi}{R^* \omega_T^*}} \right). \quad (1.4.4)$$

По этому уравнению можно построить семейство регулировочных характеристик  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f_1(\omega_T^*)$  при  $R^* = \text{const}$ . В отличие от аналогичного повышающе-понижающего преобразователя на транзисторе, имеющего при идеальных элементах регулировочную характеристику, не зависящую от нагрузки, здесь эти характеристики зависят от нагрузки. Это связано с тем, что накопительный дроссель  $L_k$  в рассматриваемой схеме работает в режиме прерывистого тока, а в противопоставляемой схеме рассматривался режим непрерывного тока дросселя. Да и способ регулирования выходного напряжения здесь стал уже частотно-импульсным, а не широтно-импульсным, как ранее.

Из уравнения (1.4.4) можно получить явное выражение и для внешней характеристики преобразователя в виде  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f(I_{\text{ВЫХ}}^*)_{\omega_T^* = \text{const}}$ , заменив

$R^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^*}{I_{\text{ВЫХ}}^*}$  и решив полученное уравнение снова относительно  $U_{\text{ВЫХ}}^*$ , т.е.

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}^*}{R_{\text{ВЫХ}}^*} = I_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{\omega_T^*}{2\pi} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\pi I_{\text{ВЫХ}}^*}{U_{\text{ВЫХ}}^* \omega_T^*}} \right).$$

Из его решения имеем уравнение внешней характеристики

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{1}{\frac{1}{I_{\text{ВЫХ}}^*} - \frac{1}{\omega_T^*}}. \quad (1.4.5)$$

### 1.5\*. МЕТОД ОСРЕДНЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ

Проделанный анализ электромагнитных процессов в различных типах преобразователей постоянного напряжения в постоянное показал, что все переменные состояния в них (напряжения емкостей и токи индуктивностей) содержат две составляющие: постоянную и переменную. Если скорости изменения таких составляющих, характеризующих режим работы устройства по по-

стоянному току и по переменному току, существенно различны, то можно два этих режима рассматривать отдельно, полагая, что режим по переменному току (динамический режим) есть как бы режим периодических малых отклонений от режима по постоянному току (статического режима). Данное базовое положение хорошо себя зарекомендовало при изучении непрерывных систем, описываемых дифференциальными уравнениями с постоянными параметрами.

Как было показано выше, из-за дискретного характера работы ключей в вентильных преобразователях последние имеют различные системы дифференциальных уравнений на интервалах между коммутациями. При объединении с помощью коммутационных функций этих различных систем на интервалах в одну систему дифференциальных уравнений на периоде процесса приходим к системе дифференциальных уравнений с переменными (разрывными) коэффициентами. Но в такой системе уже трудно в общем случае провести разделение переменных состояния на постоянные и переменные составляющие, хотя уравнения по постоянной составляющей при этом выделить нетрудно, как это было сделано в разделе 1.3. Поэтому требовалась такая методика сведения различных систем дифференциальных уравнений в одну общую систему, которая бы не содержала переменных коэффициентов.

Подобная методика была создана и получила название *метода осреднения переменных состояния* [9]. Она основана на процедуре объединения отдельных систем дифференциальных уравнений переменных состояния в одну общую систему путем слияния в одну эквивалентную матрицу парциальных матриц отдельных систем, взятых с весовыми коэффициентами, соответствующими парциальной доле длительности существования отдельных интервалов  $\Psi_l$  в общем периоде процессов.

В матричной форме системы уравнений пространства состояний  $\mathbf{x}$  на отдельных  $L$ -интервалах периода имеют вид

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_l \mathbf{x} + \mathbf{B}_l \mathbf{u}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_l \mathbf{x},\end{aligned}\tag{1.5.1}$$

где  $\mathbf{x}$  – вектор переменных состояния;  $\mathbf{u}$  – вектор воздействий;  $\mathbf{y}$  – вектор выходных переменных.

Общая система уравнений пространства состояний имеет форму

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \sum_l \mathbf{A}_l \Psi_l \mathbf{x} + \sum_l \mathbf{B}_l \Psi_l \mathbf{u} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}, \\ \dot{\mathbf{y}} &= \sum_l \mathbf{C}_l \Psi_l \mathbf{x} = \mathbf{C} \mathbf{x},\end{aligned}\tag{1.5.2}$$

где  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  – эквивалентные осредненные матрицы системы.

Затем переменные состояния, выхода и воздействия представляем в виде совокупностей постоянной  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{U}$  и переменной  $\mathbf{x}_\Delta$ ,  $\mathbf{y}_\Delta$ ,  $\mathbf{u}_\Delta$  составляющих

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \mathbf{x}_\Delta, \quad \mathbf{y} = \mathbf{Y} + \mathbf{y}_\Delta, \quad \mathbf{u} = \mathbf{U} + \mathbf{u}_\Delta.\tag{1.5.3}$$

В результате из системы уравнений (1.5.2) получаем две отдельные системы: одна алгебраическая система для постоянных составляющих и вторая система дифференциальных уравнений для переменных составляющих, а именно:

$$\mathbf{AX} + \mathbf{BU} = 0, \quad \mathbf{Y} = \mathbf{CX}, \quad (1.5.4a)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{\Delta} = \mathbf{Ax}_{\Delta} + \mathbf{Bu}_{\Delta}, \quad \mathbf{y}_{\Delta} = \mathbf{Cx}_{\Delta}. \quad (1.5.4б)$$

Тогда из решения системы (1.5.4a) получаем постоянные составляющие режима

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{BU}, \quad (1.5.5)$$

$$\mathbf{Y} = -\mathbf{CA}^{-1}\mathbf{BU},$$

а из преобразованного по Лапласу матричного дифференциального уравнения (1.5.4б) – уравнение в изображениях:

$$(\mathbf{pI} - \mathbf{A}) \cdot \mathbf{X}_{\Delta}(p) = \mathbf{BU}_{\Delta}(p), \quad (1.5.6)$$

$$\mathbf{Y}_{\Delta}(p) = \mathbf{CX}_{\Delta}(p),$$

решение которого дает передаточные функции преобразователя в режиме малых отклонений:

$$\mathbf{W}_x(p) = \frac{\mathbf{X}_{\Delta}(p)}{\mathbf{U}_{\Delta}(p)} = (\mathbf{pI} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}, \quad (1.5.7)$$

$$\mathbf{W}_y(p) = \frac{\mathbf{Y}_{\Delta}(p)}{\mathbf{U}_{\Delta}(p)} = \mathbf{C}(\mathbf{pI} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B},$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица.

В связи со сложностью эквивалентных матриц  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  в (1.5.2) метод осреднения в такой форме применим при числе интервалов непрерывности в периоде процесса в преобразователе не более 2-3. Именно для анализа широтно-импульсных преобразователей постоянного напряжения он и был предложен, где в режиме непрерывного тока имеется два интервала непрерывности, а в режиме прерывистого тока – три интервала.

Проиллюстрируем изложенный метод на примере анализа понижающего ШИП по схеме рис. 1.1.2, эквивалентная схема замещения которого с учетом реальных параметров элементов показана на рис. 1.5.1. При этом в схеме ШИП добавлен фильтровой конденсатор  $C$ , включённый параллельно нагрузке.

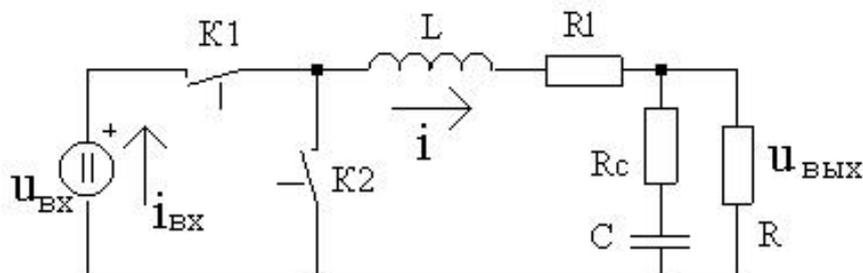


Рис. 1.5.1

Дифференциальные уравнения переменных состояния (тока дросселя  $i$  и напряжения конденсатора  $u$ ) для интервала замкнутого состояния ключа  $K_1$  имеют вид

$$\begin{pmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L + R_0}{L} - \frac{R_0}{LR_C} \\ \frac{1}{C} \frac{R_0}{R_C} - \frac{1}{C(R + R_C)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{ВХ}} \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Уравнения переменных вектора выхода  $y$

$$\begin{pmatrix} u_{\text{ВЫХ}} \\ i_{\text{ВХ}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix},$$

где  $R_0 = \frac{RR_C}{R + R_C}$ .

Дифференциальные уравнения переменных состояния для интервала замкнутого положения ключа  $K_2$  имеют вид

$$\begin{pmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L + R_0}{L} - \frac{R_0}{LR_C} \\ \frac{1}{C} \frac{R_0}{R_C} - \frac{1}{C(R + R_C)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix},$$

а уравнения переменных вектора выхода:

$$\begin{pmatrix} u_{\text{ВЫХ}} \\ i_{\text{ВХ}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix}.$$

Общая осредненная система уравнений состояния в соответствии с (1.5.2) будет

$$\begin{pmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L + R_0}{L} - \frac{R_0}{LR_C} \\ \frac{R_0}{R_C} - \frac{1}{C(R + R_C)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\Psi_1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\text{ВХ}} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.5.8)$$

и уравнений выхода

$$\begin{vmatrix} u_{\text{ВЫХ}} \\ i_{\text{ВХ}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \Psi & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i \\ u \end{vmatrix}, \quad (1.5.9)$$

где  $\Psi$  – относительная длительность импульса напряжения на выходе ШИП.

Теперь для возможности декомпозиции систем уравнений (1.5.8), (1.5.9) на уравнения для постоянной и переменной составляющих представим мгновенные значения переменных в виде сумм указанных составляющих:

$$\begin{aligned} u_{\text{ВХ}} &= U_{\text{ВХ}} + u_{\text{ВХД}}, \\ u &= U + u_{\Delta}, \\ i &= I + i_{\Delta}, \\ \Psi &= \Psi_1 + \Psi_{\Delta}, \\ u_{\text{ВЫХ}} &= U_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВЫХД}}, \\ i_{\text{ВХ}} &= I_{\text{ВХ}} + i_{\text{ВХД}}, \end{aligned} \quad (1.5.10)$$

считая переменные составляющие малыми величинами по сравнению с постоянными.

После подстановки (1.5.10) в (1.5.8) и (1.5.9) из последних систем выделяем системы уравнений переменных состояния по постоянному току

$$\begin{vmatrix} -(R_L + R_0) & \frac{R_0}{R_C} \\ \frac{R_0}{R_C} & R + R_C \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ U \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Psi_1 U_{\text{ВХ}} \\ 0 \end{vmatrix} \quad (1.5.11)$$

и уравнений выхода по постоянному току

$$\begin{vmatrix} U_{\text{ВЫХ}} \\ I_{\text{ВХ}} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \Psi_1 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I \\ U \end{vmatrix}, \quad (1.5.12)$$

а также систему уравнений переменных состояния по переменному току (по отклонениям)

$$\begin{vmatrix} \frac{di_{\Delta}}{dt} \\ \frac{du_{\Delta}}{dt} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{R_L + R_0}{L} & \frac{R_0}{L \cdot R_C} \\ \frac{R_0}{CR_C} & -\frac{1}{L(R + R_C)} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\Delta} \\ u_{\Delta} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{\Psi_1}{L} & \frac{U_{ex}}{L} \\ \frac{R_0}{CR_C} & -\frac{1}{L(R + R_C)} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{вхД}} \\ \Psi_{\Delta} \end{vmatrix} \quad (1.5.13)$$

и систему уравнений выхода по переменному току

$$\begin{vmatrix} u_{\text{вхД}} \\ i_{\text{вхД}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \Psi_1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\Delta} \\ u_{\Delta} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{вхД}} \\ \Psi_{\Delta} \end{vmatrix}. \quad (1.5.14)$$

При выводе этих уравнений любое произведение переменных в отклонениях типа  $u_{\Delta}\Psi_{\Delta}$  считалось малой величиной второго порядка и не учитывалось. Таким образом, уравнения (1.5.13) и (1.5.14) есть линейная модель в малом для ШИП с реальными элементами. После преобразования этих уравнений по Лапласу получаем уравнения в изображениях соответственно:

$$\begin{vmatrix} pL + R_L + R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \frac{R_0}{R_C} & -\left(pC + \frac{1}{R + R_C}\right) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\Delta}(p) \\ u_{\Delta}(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Psi_1 & U_{ex} \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{вхД}}(p) \\ \Psi_{\Delta}(p) \end{vmatrix}, \quad (1.5.15)$$

$$\begin{vmatrix} u_{\text{вхД}}(p) \\ i_{\text{вхД}}(p) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_0 & \frac{R_0}{R_C} \\ \Psi_1 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{\Delta}(p) \\ u_{\Delta}(p) \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_{\text{вхД}}(p) \\ \Psi_{\Delta}(p) \end{vmatrix}. \quad (1.5.16)$$

Из решения этих уравнений можно получить необходимые передаточные функции ШИП. Для основной передаточной функции по каналу вход управления шириной импульса – выходное напряжение имеем

$$W_y(p) = \frac{u_{\text{вхД}}(p)}{\Psi_{\Delta}(p)} = \frac{U_{\text{вхД}}}{\Psi_1} \frac{1 + pR_C C}{p^2 LCR_0 + \left(R_C C + R_0 C + \frac{L}{R + R_C}\right)p + 1}. \quad (1.5.17a)$$

Передаточная функция по каналу возмущения источник входного напряжения – выходное напряжение имеет вид

$$W_B(p) = \frac{u_{\text{ВЫХД}}(p)}{u_{\text{ВХД}}(p)} = \frac{R\Psi_1}{R + R_L} W_y(p). \quad (1.5.176)$$

Выражение для выходного напряжения ШИП по постоянному току  $U_{\text{ВЫХ}}$  находим из решения уравнений режима постоянного тока (1.5.11), (1.5.12):

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \Psi_1 \frac{R}{R + R_L}. \quad (1.5.18)$$

По уравнению (1.5.18) можно построить семейство регулировочных характеристик рассматриваемого ШИП  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f_1(\Psi_1)_{R=\text{const}}$  и семейство внешних характеристик ШИП  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f(I_{\text{ВЫХ}}^*)_{\Psi_1=\text{const}}$ . Для получения последних преобразуем уравнение (1.5.18) к искомому виду:

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \Psi_1 \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R}} = \Psi_1 \frac{1}{1 + \frac{R_L I_{\text{ВЫХ}}^*}{U_{\text{ВЫХ}}}} = \frac{\Psi_1}{1 + \frac{R_L I_{\text{ВЫХ}}^*}{U_{\text{ВЫХ}}}}. \quad (1.5.19)$$

Введем базовый ток

$$I_{\text{б}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_L},$$

тогда с учетом относительного выходного тока  $I_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{б}}}$  из (1.5.19) получаем

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{\Psi_1}{1 + \frac{I_{\text{ВЫХ}}^*}{U_{\text{ВЫХ}}^*}}$$

или

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = \Psi_1 - I_{\text{ВЫХ}}^*. \quad (1.5.20)$$

Графики внешних характеристик здесь очевидны.

**Таким образом**, метод осреднения пространства состояний является эффективным методом анализа широтно-импульсных преобразователей постоянного тока как по постоянному току, так и по переменному току в режиме

малых отклонений (передаточные функции, *частотные характеристики*). Такое разделение процессов, как можно строго показать, доступно только в тех случаях, когда частота среза непрерывной части (выходного фильтра) не менее чем на порядок меньше частоты коммутации ключей. В ШИП это практически всегда имеет место. К сожалению, в резонансных преобразователях это условие не выполняется, поэтому считается, что данный метод к ним неприменим. Здесь в разделе 1.2 этот подход использован при анализе режима по постоянному току квазирезонансных преобразователей с реальными параметрами элементов, что позволило просто получить их регулировочные и внешние характеристики. Возможен и малосигнальный анализ этих преобразователей методом осреднения. Информация о других возможных подходах к анализу преобразователей постоянного напряжения в постоянное имеется в работах [9,8].

## Вопросы к главе 1

- 1.1. Какие известны типы широтно-импульсных преобразователей (ШИП)?
- 1.2. Чем отличается однополярная широтно-импульсная модуляция от двухполярной?
- 1.3. Что определяет регулировочная характеристика ШИП?
- 1.4. Какой ШИП называется реверсивным?
- 1.5. Каким новым свойством обладают преобразователи с управляемым обменом энергии?
- 1.6. Какая основная новая возможность у преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода?
- 1.7. Что определяет внешняя характеристика преобразователей постоянного напряжения?
- 2.8. В каких ШИП возможна рекуперация энергии из нагрузки?
- 2.9. Как сказываются параметры реальных элементов преобразователей с управляемым энергообменом на внешние характеристики?
- 2.10. Как сказываются параметры реальных элементов преобразователей с управляемым энергообменом на регулировочные характеристики?
- 2.11. Какая особенность у входного тока преобразователя Кука?
- 2.12. Почему преобразователи постоянного напряжения в постоянное называют «электронными трансформаторами постоянного напряжения»?
- 2.13. Какие ключи называются резонансными?
- 2.14. Как отличаются внешние и регулировочные характеристики квазирезонансного преобразователя (КРП) от соответствующих характеристик ШИП?
- 2.15. Какой способ регулирования напряжения КРП называют частотно-импульсным?
- 2.16. Какое свойство преобразователей с дозированной передачей электрической энергии в нагрузку послужило основанием к их названию?

2.17. Какой способ регулирования напряжения применим в преобразователях с дозированной передачей электрической энергии?

2.18. В чем суть метода осреднения переменных состояния (ОПС)?

2.19. Какова процедура метода ОПС?

2.20. Какие характеристики ШИП можно получить методом ОПС?

2.21\* В каких преобразователях постоянного напряжения, кроме ШИП, возможна рекуперация энергии из нагрузки?

## **2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПЕРЕМЕННОЕ – АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ**

Инвертированием в силовой электронике называют процесс преобразования постоянного напряжения в переменное, т.е. процесс, обратный выпрямлению. Устройства, осуществляющие такое преобразование, являются инверторами. Различают два типа инверторов:

- зависимые инверторы, или инверторы, ведомые сетью;
- независимые или автономные инверторы.

Зависимый инвертор работает при условии наличия в его выходной цепи источника переменного напряжения, который задает форму, частоту и величину напряжения образованной им сети переменного напряжения. В этой сети могут находиться потребители переменного тока, и задача зависимого (от этой сети) инвертора сводится к поставке в эту сеть недостающей или дополнительной активной мощности. С примером использования зависимого инвертора мы сталкиваемся в системе передачи электрической энергии постоянным током при связи двух энергосистем переменного напряжения. При этом на передающем конце линии выпрямитель преобразует переменное напряжение в постоянное, а на приемном конце зависимый инвертор преобразует постоянный ток в переменный, добавляя в приемную энергосистему свою активную энергию. Возможна смена функций вентильных преобразователей на обратные для обращения потока активной мощности в линии постоянного тока.

Взаимная обратимость функций выпрямления и зависимого инвертирования позволила построить их теорию на базе единой методологии, изложенной в главе 3 части 1 [1]. Поэтому здесь анализируются только автономные инверторы.

*Автономный инвертор* может работать при условии отсутствия на его выходе каких-либо источников переменного напряжения. При этом частота выходного напряжения автономного инвертора определяется частотой импульсов управления вентилями инвертора, а форма и величина выходного напряжения – характером и величиной нагрузки и в определенной мере – схемой автономного инвертора.

Различают три типа автономных инверторов:

- 1) *инверторы тока;*
- 2) *резонансные инверторы;*
- 3) *инверторы напряжения.*

## 2.1. ИНВЕРТОРЫ ТОКА

Инвертор тока – исторически первый тип автономного инвертора – характеризуется **двумя отличительными энергетическими признаками**. Во-первых, входная цепь инвертора тока есть цепь со свойствами источника постоянного тока, а функция вентиля инвертора сводится к периодическому переключению направления этого тока в выходной цепи инвертора. Значит, на выходе вентильного коммутатора будет переменный ток (или, образно 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 близким к нулевому внутренним динамическим сопротивлением, допускающим протекание через него скачкообразно меняющегося тока. Практически это обеспечивается включением на выход вентильного коммутатора конденсатора, что позволит уже подключить после него любую реальную нагрузку с индуктивностью, не допускающей скачков тока. Условная схема инвертора тока с механическим коммутатором показана на рис. 2.1.1,*а*, а диаграммы напряжений и токов на входе и выходе коммутатора – на рис. 2.1.1,*б*.

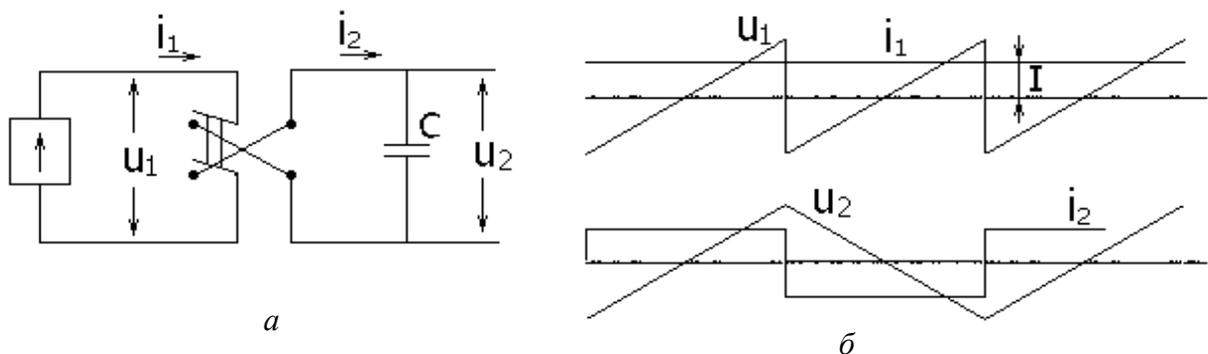


Рис. 2.1.1

Переменный прямоугольный ток  $I_2$  на выходе коммутатора порождает переменное линейно изменяющееся напряжение на конденсаторе  $C$ . Коммутатор при этом выполняет функцию преобразования постоянного тока в переменный, т.е. в соответствии с (1.4.3) части 1

$$i_2 = \psi_k i_1, \quad (2.1.1a)$$

где  $\psi_k$  – коммутационная функция коммутатора (вентильного комплекта), имеющая здесь вид прямоугольного колебания единичной амплитуды. Кроме того, в соответствии со вторым уравнением (1.4.3) части 1

$$u_1 = \psi_k u_2, \quad (2.1.1б)$$

т.е. коммутатор еще выполняет и обратную функцию, т.е. преобразование переменного напряжения  $U_2$  на конденсаторе  $C$  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.

### 2.1.1. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ИНВЕРТОР ТОКА

Принципиальная схема однофазного инвертора тока показана на рис. 2.1.2. Здесь функцию коммутатора выполняет однофазная мостовая схема на тиристорах. Режим источника тока на входе инвертора, получающего питание от источника напряжения  $U_{вх}$ , создан включением в цепь постоянного тока дросселя  $L_d$  с индуктивностью, достаточной для подавления возможных пульсаций входного тока. Нагрузка инвертора состоит из сопротивления  $R$ .

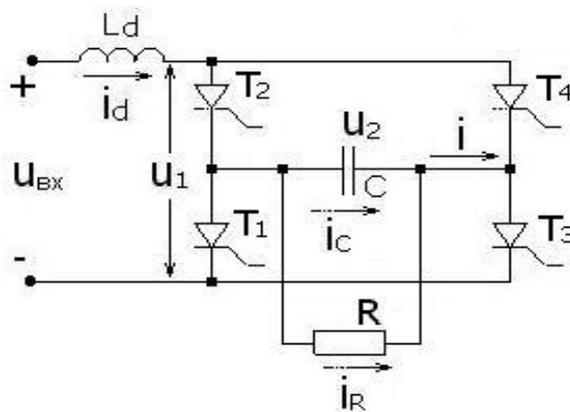


Рис. 2.1.2

Диаграммы токов и напряжений элементов инвертора показаны на рис. 2.1.3. Конденсатор  $C$ , 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 тиристорам в обратном направлении. Так, при проводящих тиристорах  $T_1$  и  $T_4$  диагонали моста конденсатор  $C$  заряжается от источника входного напряжения  $U_{вх}$  в полярности «плюс» слева конденсатора и «минус» справа. Тогда при включении тиристоров  $T_2, T_4$  второй диагонали моста через них к тиристорам  $T_1$  и  $T_2$  скачком приложится обратное напряжение и они выключатся. Конденсатор  $C$  теперь начнет перезаряжаться в обратную полярность, как видно из диаграмм на рис. 2.1.3, а за время действия  $t_{сх}$  на тиристоре обратного напряжения он должен успеть восстановить свои управляющие свойства.

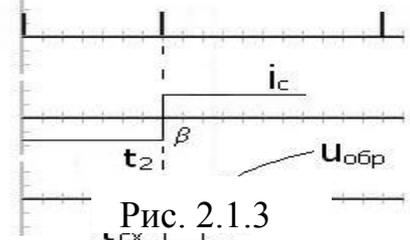


Рис. 2.1.3  
Рис 2.1.3

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, как показано на рис. 2.1.4.

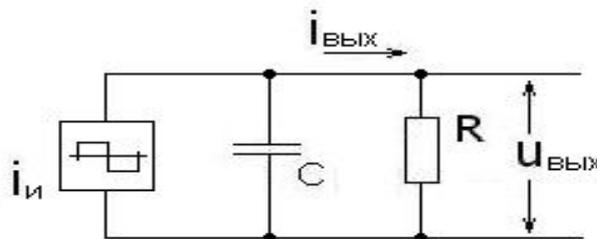


Рис. 2.1.4

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

Дифференциальное уравнение для первых гармоник переменных имеет вид

$$C \frac{du_{ввых(1)}}{dt} + \frac{U_{ввых(1)}}{R} = i_{и(1)}. \quad (2.1.2)$$

После его алгебраизации (см. параграф 1.5.2.3.3 части 1) получим для действующего значения первой гармоники выходного напряжения

$$U_{ввых(1)} = \frac{I_{и(1)} R}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}. \quad (2.1.3)$$

Выразим действующее значение первой гармоники выходного тока вентильного моста инвертора  $I_{и(1)}$  через параметры схемы исходя из уравнения баланса активных мощностей на входе и выходе инвертора при идеальных параметрах элементов схемы

$$U_{вх} I_d = U_{вх} K_{п.т} I_{и(1)} = \frac{U_{вых(1)}^2}{R}, \quad (2.1.4)$$

где  $K_{п.т}$  – коэффициент преобразования схемы по току, здесь  $K_{п.т} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$  (см. (2.3.26) части 1). Тогда

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

и, подставив это в (2.1.3), получим в относительных единицах

$$U_{вых(1)}^* = \frac{U_{вых(1)}}{U_{вх}} = K_{п.т} \sqrt{1 + (R^*)^2}, \quad (2.1.5)$$

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, то на рис. 2.1.5а построена зависимость  $U_{вых}^* = f_1\left(\frac{1}{R^*}\right)$ , которая может быть названа квазивнешней характеристикой инвертора тока.

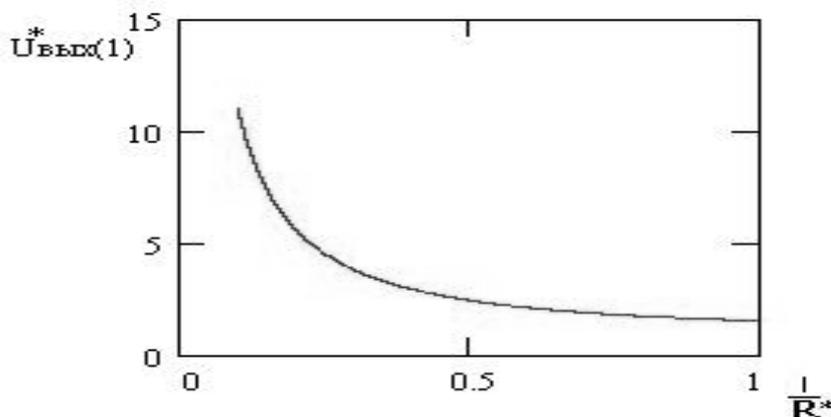


РИС. 2.1.5А

Заметим, что если в уравнении (2.1.4) заменить  $R^*$

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

(2.1.6а)

где  $I_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{\omega C U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{Б}}}$ , то получим уравнение  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f_2(I_{\text{ВЫХ}}^*)$ , дающее внешнюю характеристику по определению.

Уравнение (2.1.4) определяет и зависимость выходного напряжения инвертора тока от частоты импульсов управления вентилями  $\omega$ , 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 здесь как зависимость относительного среднего значения входного тока инвертора  $I_d$  от относительной проводимости нагрузки, т.е.  $I_d^* = f\left(\frac{1}{R^*}\right)$ , где за базовый ток по-прежнему принят ток, равный отношению базового напряжения к базовому сопротивлению:

$$I_{\text{Б}} = \frac{U_{\text{Б}}}{X_{\text{Б}}} = \omega C U_{\text{ВХ}}.$$

(2.1.6б)

Из (2.1.3) с учетом (2.1.4) и (2.1.6,а,б) получаем

$$I_d^* = \frac{I_d}{\omega C U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^*(1)}{K_{\text{П.Т}} R^*} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{R^*}\right)^2}. \quad (2.1.7)$$

График этой зависимости построен на рис. 2.1.5б.

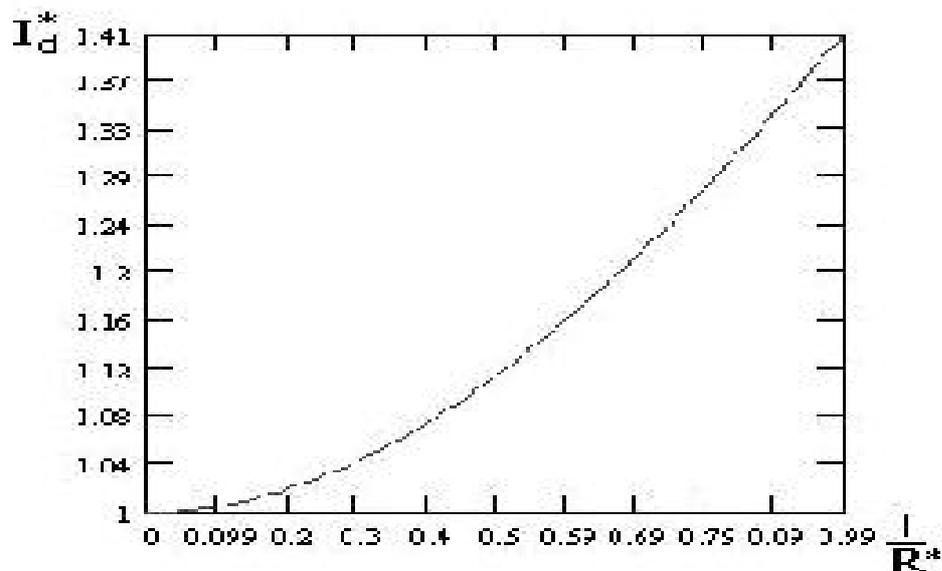


Рис. 2.1.5б

Как и в зависимом, так и в автономном инверторе 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 тиристорному отрицательного напряжения для восстановления его управляющих свойств, как это видно из диаграммы на рис. 2.1.3. Можно показать [11], что это время  $t_{cx}$  на рис. 2.1.3, которое не может быть меньше, чем время восстановления управляющих свойств тиристора  $t_B$ , равно

$$\beta = \omega t_{cx} = R^* \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{\pi}{R^*}}} \geq \omega t_B. \quad (2.1.8)$$

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

$$U_d = U_{вх} = K_{п.н} U_{вых} \cos \beta, \quad (2.1.9)$$

откуда

$$U_{вых} = \frac{U_{вх}}{\cos \beta K_{п.н}}. \quad (2.1.9)$$

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 (треугольная форма в режимах, близких к холостому ходу, и синусоидальная – в режимах предельных нагрузок);
- является инерционным преобразователем, так как скорость изменения режима определяется скоростью изменения тока в реакторе с большой индуктивностью  $L_d$ ;
- не рационален для получения низких частот выходного напряжения, так как при этом возрастают массогабаритные показатели реактора и конденсатора.

Для ослабления этих недостатков или даже устранения некоторых из них модифицируют классическую схему [13] так называемого параллельного инвертора тока за счет [14-22]:

- введения дополнительных конденсаторов на выходе инвертора;
- введения *отсекающих вентиляей*;
- введения *вентилей обратного тока*;
- введения тиристорно-индуктивного регулятора;

- применения *широтно-импульсного регулирования выходного тока* инвертора;
  - применения *векторного (фазового) регулирования*.
- Ниже кратко рассмотрены указанные варианты инверторов тока.

## 2.1.2. РАЗВИТИЕ СХЕМОТЕХНИКИ ИНВЕРТОРОВ ТОКА

### 2.1.2.1. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ИНВЕРТОР ТОКА

При запредельных токах нагрузки параллельного инвертора тока, вызывающих невозможность восстановления управляющих свойств проводящего тиристора, происходит короткое замыкание источника входного напряжения через невозможный тиристор и вновь включенный очередной тиристор, т.е. через две ветви моста. Можно схемным решением ограничить предельно возможный ток, отбираемый с выхода мостового коммутатора, если подключить нагрузку параллельно части расщепленного компенсирующего конденсатора, как показано на рис. 2.1.6.

Здесь конденсатор  $C_1$  будет ограничивать предельную величину тока  $i_{и}$ , отбираемого с выхода тиристорного коммутатора, по мере уменьшения сопротивления нагрузки  $R$ . В пределе, при коротком замыкании в нагрузке ( $R = 0$ ) инвертор переходит в режим холостого хода с емкостью  $C_1$  ( $C_2$  закорочена), раскачивая напряжение на ней до бесконечности в соответствии с внешней характеристикой параллельного инвертора. Это требует принятия дополнительных мер (рассматриваемых ниже) по ограничению выходного напряжения инвертора, в то время как ток короткого замыкания нагрузки здесь уже вначале ограничен самой схемой.

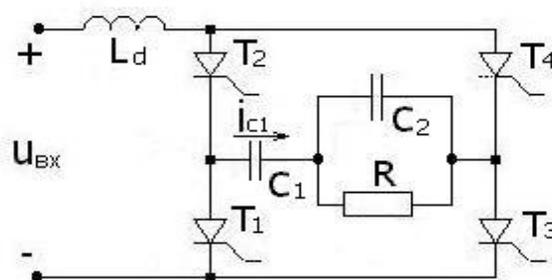


Рис. 2.1.6

### 2.1.2.2. ИНВЕРТОР ТОКА С ОТСЕКАЮЩИМИ ВЕНТИЛЯМИ

Из принципа работы параллельного инвертора тока на тиристорах видно, что переменный ток инвертора  $i_{и}$  должен опережать переменное напряжение на выходе инвертора  $U_{вх}$  на угол  $\beta$ . Это опережение обеспечивается за счет реактивной мощности конденсатора  $Q_C$ , которая расходуется на компенсацию реактивной мощности нагрузки  $Q_H$  при отстающей фазе  $\varphi$  тока относительно напряжения и реактивной мощности на коммутацию  $Q_K$ , пропорциональную углу  $\beta$  и необходимую для восстановления управляющих свойств вентиля после его выключения. Тогда уравнение баланса реактивных мощностей на выходе инвертора тока будет иметь вид с учетом векторной диаграммы рис. 2.1.7

$$Q_C = \frac{\omega C U^2}{2} = Q_H + Q_K = P_H \operatorname{tg} \varphi + P_H \operatorname{tg} \beta,$$

(2.1.10)

откуда

$$C = \frac{P_H (\operatorname{tg} \beta + \operatorname{tg} \varphi_H)}{\omega U}.$$

(2.1.11)

Из этого соотношения видно, что при заданной активной мощности нагрузки  $P_H$ , ее  $\cos \varphi_H$  и требуемом тиристорами угле  $\beta$  на их восстановление, величина емкости обратно пропорциональна частоте выходного напряжения  $\omega$ .

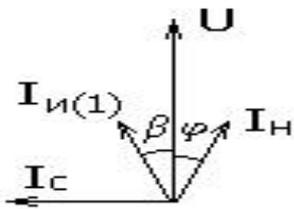


Рис. 2.1.7

Из данного результата следуют два важных вывода. Во-первых, параллельный инвертор тока трудно применять для получения низких частот выходного напряжения из-за больших значений емкости конденсатора, а также больших значений индуктивности реактора  $L_d$  в звене постоянного тока, призванного подавлять во входном токе инвертора гармонику тока, кратную удвоенной частоте инвертора

(см. рис. 2.1.1,б). Во-вторых, параллельный инвертор тока плохо подходит для получения выходного напряжения с регулируемой частотой, например для целей построения регулируемого электропривода переменного тока, так как переизбыток реактивной мощности конденсатора на высоких частотах будет приводить к резкому росту напряжения на выходе инвертора в соответствии с уравнением внешней характеристики (2.1.5).

Для устранения указанных недостатков используют схему *инвертора тока с отсекающими вентилями*, которые могут быть и управляемыми [10,11]. Поскольку такой инвертор тока позволяет регулировать частоту выходного напряжения, рационально рассмотреть пример трехфазного инвертора тока с отсекающими вентилями, предназначенного для питания трехфазных асинхронных двигателей. Схема такого инвертора показана на рис. 2.1.8 и содержит две группы коммутирующих конденсаторов:  $C_1, C_3, C_5$  для катодной группы вентиляей  $T_1, T_3, T_5$  и  $C_2, C_4, C_6$  для анодной группы вентиляей  $T_2, T_4, T_6$ . Конденсаторы отделены от фаз нагрузки  $Z_A, Z_B, Z_C$  соответствующими отсекающими диодами  $D_1-$

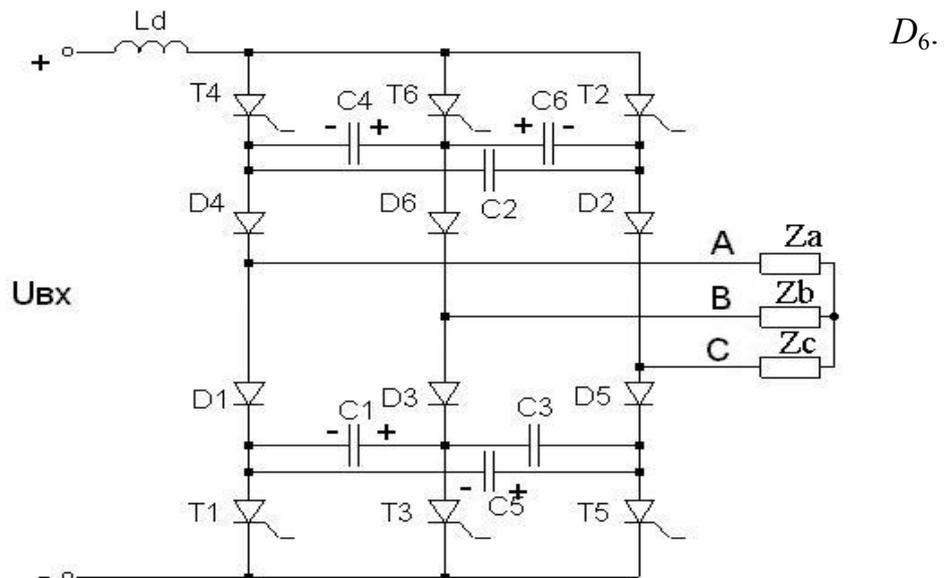


РИС. 2.1.8

В любой момент времени в схеме открыты два тиристора, один в катодной группе и один в анодной группе, например  $T_1$  и  $T_2$ , через которые питаются фазы  $C$  и  $A$  нагрузки. Это означает, что каждый тиристор работает по одной трети периода выходного напряжения. Такой режим есть следствие так называемого *120-градусного алгоритма управления* инвертором. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_5$  заряжены в полярности, указанной на рис. 2.1.8. При включении очередного тиристора  $T_3$  к тиристорам  $T_1$  скачком прикладывается в обратном направлении напряжение конденсатора  $C_1$  и тиристор  $T_1$  выключается. Так как в цепи постоянного тока протекает неизменный ток  $i_d = I_d$ , то теперь этот ток вместо тиристора  $T_1$  потечет через конденсатор  $C_1$  и параллельную ему цепочку из последовательных конденсаторов  $C_5$  и  $C_3$ . В момент смены полярности напряжения на конденсаторе  $C_1$  закончится действие отрицательного напряжения на тиристоре  $T_1$  и он восстановит свои управляющие свойства. Другой характерный момент процесса коммутации связан с фактом достижения напряжением на конденсаторе  $C_1$  линейного напряжения  $U_{AB}$ . С этого момента начнется коммутация тока нагрузки, равного  $I_d$ , из фазы  $A$  в фазу  $B$  по контуру  $C_5 - D_3 - Z_B - Z_A - D_1 - C_5$ . Этот процесс аналогичен процессу коммутации в диодном выпрямителе, только вместо напряжения сети коммутирующим напряжением является напряжение на конденсаторе  $C_1$ . В процессе коммутации ток фазы  $B$  нагрузки нарастает, а ток фазы  $A$  уменьшается так, что сумма токов остается равной току  $I_d$ . Конденсатор  $C_1$  продолжает дозарядаться до момента времени, пока не спадет к нулю ток фазы  $A$  и диод  $D_1$  не закроется. В этот характерный момент коммутации инвертор переходит в новое состояние с открытыми тиристорами  $T_3$  и  $T_2$  и с токами в фазах  $B$  и  $C$  нагрузки. При этом емкость  $C_1$  перезарядилась в обратную полярность напряжения, емкость  $C_5$  разрядилась, а емкость  $C_3$  зарядилась в полярность минус слева, плюс справа и подготовилась для коммутации тока с тиристора  $T_3$  на тиристор  $T_5$  через  $120^\circ$ . Через шестую часть периода произойдет аналогичная коммутация в анодной группе вентилях при включении тиристора  $T_4$ , при этом заряженные в указанной полярности емкости  $C_2$  и  $C_6$  подготовлены для обеспечения выключения тиристора  $T_2$ .

**Таким образом,** емкости в этом инверторе подключаются параллельно нагрузке только на время коммутации токов в фазах нагрузки, поэтому они и

названы коммутирующими. Их величина не зависит от значения реактивной мощности нагрузки, что и позволяет работать инвертору тока с отсекающими диодами на любую нагрузку и при любой частоте выходного напряжения в пределах коммутирующей способности емкостей.

### 2.1.2.3 ИНВЕРТОР ТОКА С ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ ОБРАТНОГО ТОКА

Для предотвращения чрезмерного возрастания напряжения на выходе инвертора тока при малых нагрузках в соответствии с уравнением внешней характеристики (2.1.4) на его выход вводят *выпрямитель обратного тока*, нагруженный на противоЭДС требуемого уровня (рис. 2.1.9). Реактор  $L_{OB}$  в цепи постоянного тока выпрямителя обратного тока на диодах  $D_1 - D_4$  обеспечивает режим непрерывного тока в цепи. При этом внешняя характеристика инвертора тока будет иметь участок ограничения напряжения при малых нагрузках (рис. 2.1.10).

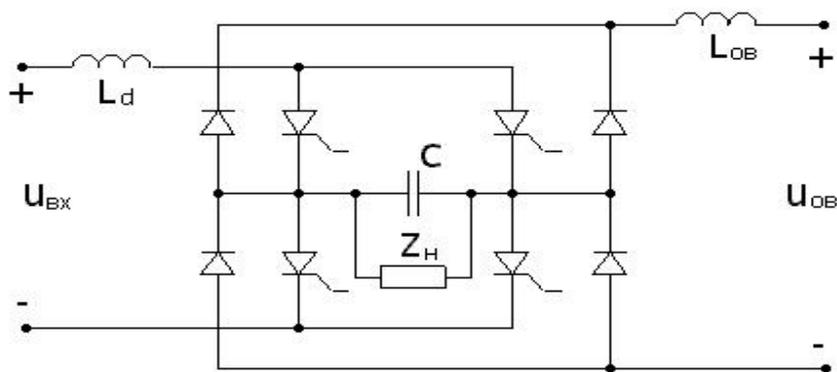


РИС. 2.1.9

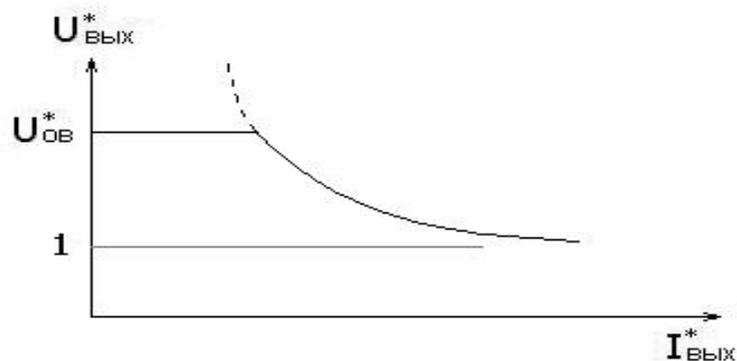


РИС. 2.1.10

Практически неудобно иметь второй источник постоянного напряжения, необходимый для нагрузки выпрямителя обратного тока. Непосредственно подключить выход этого выпрямителя к источнику входного напряжения  $U_{вх}$

нельзя, так как его выпрямленное напряжение  $U_{0B} = U_{\text{ВЫХ}} K_{\text{П.Н}}$  больше, чем напряжение входного источника, величина которого связана соотношением (2.1.9), т.е.  $U_{\text{ВХ}} = K_{\text{П.Н}} U_{\text{ВЫХ}} \cos \beta$ . Поэтому на вход выпрямителя обратного тока нужно подать только  $\cos \beta$  – часть выходного напряжения инвертора, что требует наличия на выходе инвертора тока трансформатора, к отводам которого и подключаются диоды выпрямителя обратного тока. Это естественным образом достигается в нулевой схеме автономного инвертора тока, требующей по характеру работы наличия выходного трансформатора, как показано на рис. 2.1.11.

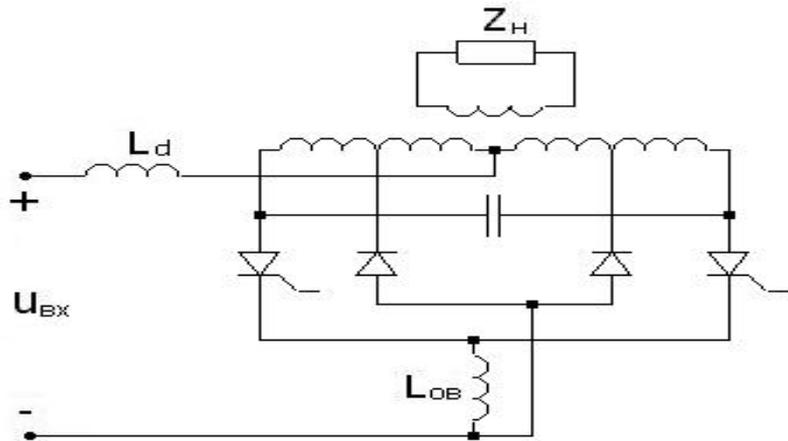


РИС. 2.1.11

Очевидно, что, сделав вентили обратного тока управляемыми с углом  $\alpha$ , можно регулировать величину выходного напряжения инвертора тока, поскольку тогда

$$U_{0B} = K_{\text{к.п}} U_{\text{ВЫХ}} \cos \alpha,$$

т.е.

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{0B}}{K_{\text{к.п}} \cos \alpha} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{K_{\text{к.п}} \cos \alpha}.$$

(2.1.12)

С другой стороны, добавление на выход инвертора тока управляемого выпрямителя обратного тока уменьшит результирующий коэффициент мощности нагрузки инвертора, т.е. его  $\varphi_{\text{н}}$ , что в соответствии с (2.1.11) потребует увеличения значения емкости конденсатора  $C$  инвертора для компенсации возросшей реактивной мощности результирующей нагрузки, складывающейся из собственной нагрузки инвертора и выпрямителя обратного тока.

**Таким образом,** можно заключить, что:

- использование выпрямителя обратного тока в инверторе требует дополнения его выходным трансформатором и при неуправляемом выпрями-

теле только ограничивает предельную величину выходного напряжения инвертора;

- при управляемом выпрямителе обратного тока появляется возможность регулировать выходное напряжение инвертора ценой повышения затрат на установку конденсатора большей величины, что ограничивает применение этой модификации инвертора;

- появляется дополнительный канал управления.

#### 1.2.2.4. ИНВЕРТОР ТОКА С ТИРИСТОРНО-РЕАКТОРНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ

Как следует из соотношения (2.1.11), при прочих равных условиях выходное напряжение инвертора зависит от коэффициента мощности нагрузки  $\cos \varphi_n$ . Именно это обстоятельство было использовано в рассмотренном выше исполнении инвертора тока с управляемым выпрямителем обратного тока. Возможно и иное регулирование результирующей реактивной мощности, потребляемой с выхода инвертора тока, за счет подключения параллельно нагрузке чисто реактивного регулируемого потребителя тока, влияющего на результирующий коэффициент мощности. В качестве такого регулируемого реактивного сопротивления обычно используется индуктивность реактора, включенного последовательно с парой встречно-параллельно включенных тиристоров (гл. 3), как это видно из схемы такого инвертора на рис. 2.1.12.

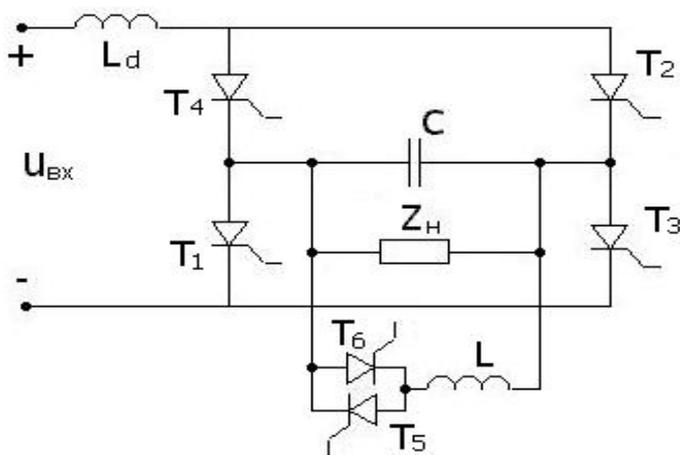


РИС. 2.1.12

В главе 3 будет показана зависимость эквивалентной (виртуальной) индуктивности на входе такой тиристорно-реакторной цепи от угла управления  $\alpha$  тиристорами и индуктивности реактора. Сейчас будем полагать, что па-

раллельно активному сопротивлению  $R$  нагрузки включена еще эквивалентная индуктивность  $L$  (рис. 2.1.9).

Для получения уравнений внешних и регулировочных характеристик такого инвертора тока запишем дифференциальное уравнение для выходной цепи инвертора:

$$C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R} + \frac{1}{L} \int u_{\text{ВЫХ}} dt = i_{\text{и}}.$$

(2.1.13)

Выполнив алгебраизацию этого уравнения для действующего значения первой гармоники выходного напряжения, аналогичную сделанной для уравнения (2.1.2), получим в тех же относительных единицах

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = K_{\text{п.т}} \sqrt{1 + (R^*)^2 + (\text{ctg } \varphi_{\text{н}})^2 - 2 \text{ctg } \varphi_{\text{н}}}.$$

(2.1.14)

По этому соотношению можно построить семейства внешних и регулировочных характеристик при различных значениях угла  $\varphi_{\text{н}}$  полного сопротивления нагрузки. Они подобны соответствующим характеристикам на рис. 2.1.5 для  $\varphi_{\text{н}} = 0$ .

Методом АДУ2 можно определить и качество выходного напряжения инвертора, оцениваемого по его коэффициенту гармоник. Для получения формулы для действующего значения высших гармоник выходного напряжения методом АДУ2 запишем дифференциальное уравнение для мгновенного значения напряжения высших гармоник, аналогичное (2.1.13):

$$C \frac{du_{\text{ВЫХ.ВГ}}}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ.ВГ}}}{R} + \frac{1}{\alpha} \int u_{\text{ВЫХ.ВГ}} dt = i_{\text{и.ВГ}}. \quad (2.1.15)$$

После его алгебраизации (см. раздел 1.5.2.3.2 части 1) получим для действующих значений

$$C^2 U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^2 + \bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^2 \left( \frac{1}{R^2} - 2 \frac{C}{L} \right) + \left( \bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} \right)^2 \frac{1}{L^2} = \left( \bar{i}_{\text{и.ВГ}} \right)^2. \quad (2.1.16)$$

Из (2.1.16) видно, что в рамках первого уровня приближения ( $N = 1$ , т.е.  $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}} = 0$ ,  $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} = 0$ ) решение не будет включать в себя параметры нагрузки  $R$  и  $L$ . Поэтому построим решение в рамках второго уровня приближения ( $N = 2$ ) [23], для чего проинтегрируем левую и правую части уравнения (2.1.15) два раза:

$$C u_{\text{ВЫХ.ВГ}} + \frac{u_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{-(2)}}{R} + \frac{u_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{-(3)}}{L} = \bar{i}_{\text{и.ВГ}}^{(2)}.$$

(2.1.17)

В рамках второго уровня приближения ( $N = 2$ , т.е.  $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} = 0$ ,  $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(3)} = 0$ ) из (2.1.17) после алгебраизации получим

$$\left(\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}\right) = \frac{1}{C} \bar{I}_{\text{и.В}_2}^{(2)} = \frac{I_{\text{и}(1)}}{\omega^2 C} \bar{K}_{\text{Г.Т}}^{(2)}. \quad (2.1.18)$$

Здесь  $\bar{K}_{\text{Г.Т}}$  – интегральный коэффициент гармоник выходного тока вентиляционного комплекта инвертора, при прямоугольной форме тока, равный для однофазного инвертора  $\bar{K}_{\text{Г.Т}} = 0,04$ .

Тогда из (2.1.16) с учетом (2.1.18) будем иметь

$$U_{\text{ВЫХ.ВГ}} = \frac{1}{C^2} \left[ \left( \frac{I_{\text{и}(1)}}{\omega} \bar{K}_{\text{Г.Т}} \right)^2 - \left( \frac{1}{R^2} - 2 \frac{C}{L} \right) \left( \frac{I_{\text{и}(1)}}{\omega^2 C} \bar{K}_{\text{Г.Т}}^{(2)} \right)^2 \right] \quad (2.1.19)$$

или в тех же относительных единицах, что и в формуле для первой гармоники по (2.1.5)

$$U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^* = \left( I_{\text{и}(1)}^* \bar{K}_{\text{Г.Т}} \right)^2 + \left[ \left( \frac{1}{R^*} \right)^2 - 2 \left( \frac{1}{L^*} \right)^2 \right] \left( I_{\text{и}(1)}^* \bar{K}_{\text{Г.Т}}^{(2)} \right)^2. \quad (2.1.20)$$

Через это соотношение и (2.1.14) определяем коэффициент гармоник выходного напряжения

$$K_{\text{Г}} = \frac{U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^*}{U_{\text{ВЫХ}(1)}^*}, \quad (2.1.21)$$

который зависит от интегральных коэффициентов гармоник тока вентиляционного комплекта инвертора первого и второго порядков.

**Таким образом:**

- тиристорно-реакторный регулятор, подгружая выход инвертора реактивным током, расширяет рабочий участок внешних характеристик инвертора тока, на котором выходное напряжение мало зависит от выходного тока инвертора, но не исключает резкого возрастания выходного напряжения инвертора при снижении потребления нагрузкой активной мощности (при росте  $R^*$ );
- тиристорное регулирование тока индуктивности искажает его, что соответственно приводит к дополнительному искажению формы выходного напряжения инвертора, не учитываемому формулой (2.1.21);
- появляется дополнительный канал управления.

#### 2.1.2.5. ИНВЕРТОР ТОКА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ СПОСОБОМ

## ФОРМИРОВАНИЯ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО ТОКА

Прямоугольный характер тока на выходе вентиляльного комплекта инвертора тока обуславливает близкую к прямоугольной (точнее, трапецеидальной) форме выходного напряжения инвертора на низких частотах, когда время перезаряда коммутирующей емкости становится малым по сравнению с длительностью полупериода выходного напряжения. Это ограничивает нижнюю рабочую частоту инвертора тока с рассмотренным простым алгоритмом управления.

Качество выходного напряжения инвертора тока можно значительно улучшить, если применить на низких выходных частотах *широотно-импульсный способ формирования кривой выходного тока* вентиляльного комплекта инвертора. Так как подобные регулируемые по выходной частоте источники переменного напряжения требуют прежде всего системы регулируемого электропривода переменного тока, которые, начиная с мощности несколько киловатт, являются трехфазными, то проанализируем широкоотно-импульсный способ формирования выходного тока инвертора применительно к трехфазному инвертору тока. Для концентрации внимания именно на особенности алгоритма управления рассмотрим инвертор тока на *GTO-тиристорах* (рис. 2.1.13), хотя все сказанное будет применимо и к трехфазному тиристорному инвертору с отсекающими вентилями.

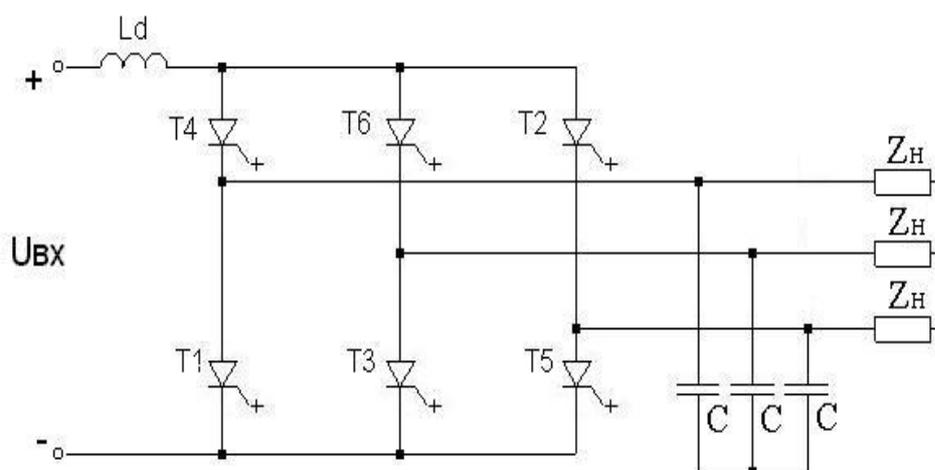


РИС. 2.1.13

Улучшение формы выходного тока инвертора достигается за счет формирования каждого полупериода тока в виде последовательности импульсов тока, длительность которых изменяется по трапецеидальному закону (рис. 2.1.14). Такой алгоритм управления просто реализуется с учетом установленной выше особенности трехфазного инвертора тока – наличия включенными в любой момент времени одного вентиля катодной группы моста инвертора и одного вентиля анодной группы [4]. Конденсаторы  $C$  на выходе инвертора выполняют функцию «энергетического буфера» между импульсами источника тока,

каким по выходу является инвертор тока, и нагрузкой  $Z_n$ , как правило, содержащей последовательный реактанс индуктивного характера (индуктивности рассеивания трансформаторов, асинхронных двигателей), не допускающий скачков тока в них.

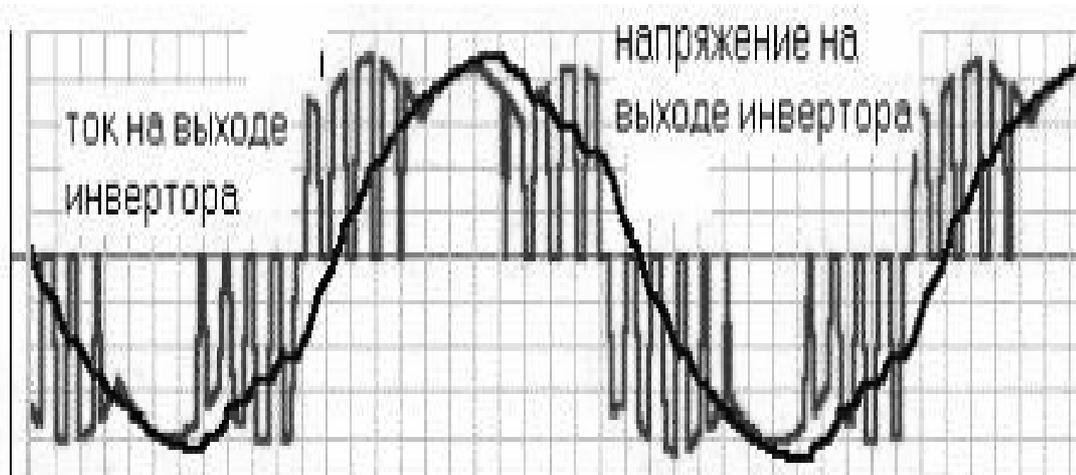


РИС. 2.1.14

### 2.1.3. ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ ПО ИНВЕРТОРАМ ТОКА

**Таким образом,** автономные инверторы тока имеют следующие свойства:

- сильную зависимость величины и формы выходного напряжения от величины и характера нагрузки в классическом варианте инвертора. Ограничение на минимум нагрузки диктуется допустимой степенью возрастания напряжения на выходе инвертора. Ограничения на максимум нагрузки обусловлены требованием восстановления управляющих свойств тиристоров. Влияние изменения частоты выходного напряжения на его величину такое же, как влияние изменения нагрузки;
- большую величину индуктивности реактора в звене постоянного тока для реализации режима источника тока, что ухудшает массогабаритные показатели инвертора тока;
- большую инерционность регулирования величины выходного напряжения за счет регулирования входного напряжения инвертора из-за большой электромагнитной постоянной времени реактора в звене постоянного тока;
- возможность уменьшения пределов изменения напряжения на внешней характеристике инвертора модифицированной схемы инвертора путем применения или выпрямителя обратного тока, или тиристорно-индуктивного регулятора; возможность снижения величины (а значит, и массогабаритных показателей) коммутирующей емкости за счет применения отсекающих вентиляй; возможность улучшения гармонического состава выходного напряжения ин-

вертора, особенно при низких частотах, методом широтно-импульсного формирования токов вентиля;

- благоприятный с позиций электромагнитной совместимости режим нагрузки источника входного напряжения постоянным током со входа инвертора тока.

## 2.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

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

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

Эти три вида подключения нагрузки определяют три вида резонансных инверторов:

- *параллельный*;
- *последовательно-параллельный*;
- *последовательный*.

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

### 2.2.1. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ЗАКРЫТЫМ ВХОДОМ

Схема параллельного резонансного инвертора аналогична схеме параллельного инвертора тока на рис. 2.1.2 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  $T_1, T_4$  конденсатор стремится зарядиться через индуктивность реактора до напряжения, превышающего напряжение входного источника (рис. 2.2.1).

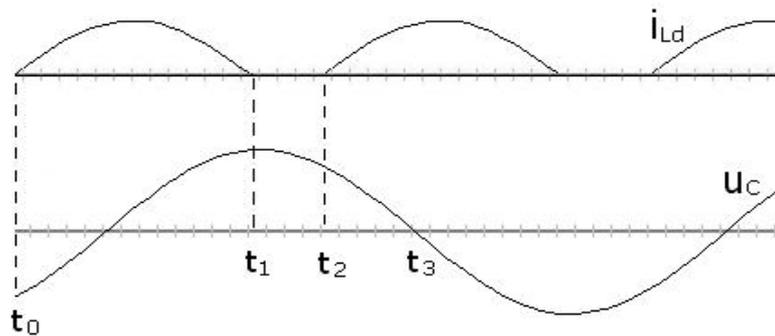


Рис. 2.2.1

В момент  $t_1$ , когда колебательная полуволна тока реактора спадет до нуля, тиристоры  $T_1$  и  $T_4$  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  $T_2, T_3$  второй диагонали моста. Если к этому моменту времени конденсатор не успел разрядиться до уровня напряжения входного источника, то тиристоры  $T_1, T_4$  останутся под обратным напряжением до момента  $t_3$  смены полярности напряжения на конденсаторе.

В силу очевидной зависимости в трансцендентной форме момента времени  $t_2$  от параметров схемы расчет основных характеристик параллельного резонансного инвертора может быть сделан только численно. Анализ показывает их подобие к характеристикам параллельного инвертора тока [15]. Преимущество резонансного режима работы инвертора состоит в том, что токи тиристоров в моменты их включения и выключения равны нулю; в результате

этого существенно уменьшает потери на переключение в тиристорах. В результате параллельный резонансный инвертор может работать при больших частотах выходного напряжения, чем параллельный инвертор тока, где токи тиристоров изменяются скачком в моменты коммутации вентиляей. 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 (см. раздел 2.1.2.1), также улучшаются характеристики последовательно-параллельного резонансного инвертора по сравнению с параллельным резонансным инвертором. Схема последовательно-параллельного резонансного инвертора идентична схеме последовательно-параллельного инвертора тока, показанной на рис. 2.1.6.

## 2.2.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ОТКРЫТЫМ ВХОДОМ

### 2.2.2.1. КЛАССИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ (БЕЗ ОБРАТНЫХ ВЕНТИЛЕЙ)

Нулевая, полумостовая и мостовая схемы последовательных резонансных инверторов показаны на рис. 2.2.2. Все они работают, как и параллельные резонансные инверторы, в режиме прерывистого входного тока. Типовые диаграммы входного тока инвертора, напряжения на конденсаторе и тока нагрузки приведены на рис. 2.2.3.

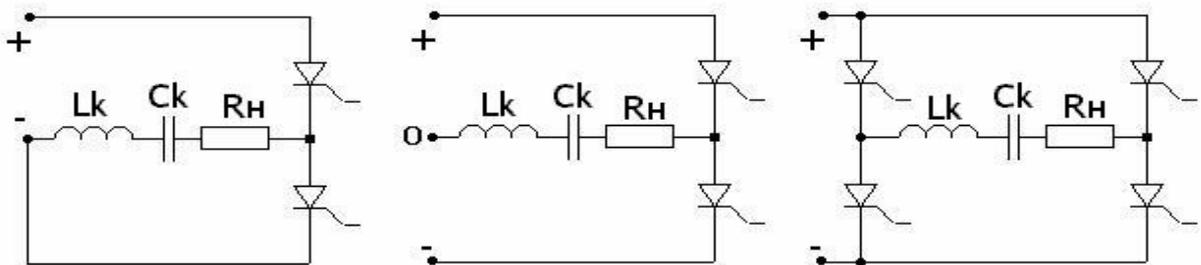


Рис. 2.2.2

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. С ним можно ознакомиться по монографиям [15] и прежним учебникам [9]. Да и сами 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 на транзисторах, у которых нет ограничений, связанных с обеспечением времени на восстановление их управляющих свойств после интервала проводимости ими тока.

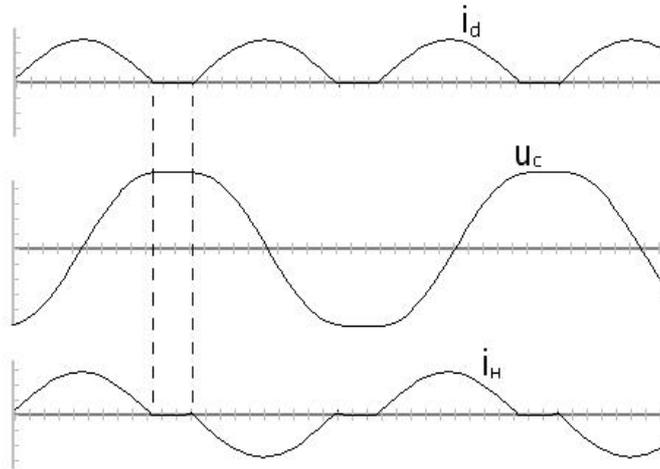


Рис. 2.2.3

### 2.2.2.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ВЕНТИЛЯМИ ОБРАТНОГО ТОКА

**Тиристорные инверторы.** Схема полумостового последовательного резонансного инвертора на тиристорах с диодами обратного тока приведена на рис. 2.2.4,*а* для случая доступности средней точки источника входного напряжения и на рис. 2.2.4,*б* – вариант с расщепленным фильтровым (коммутирующим) конденсатором, когда средняя точка источника недоступна.

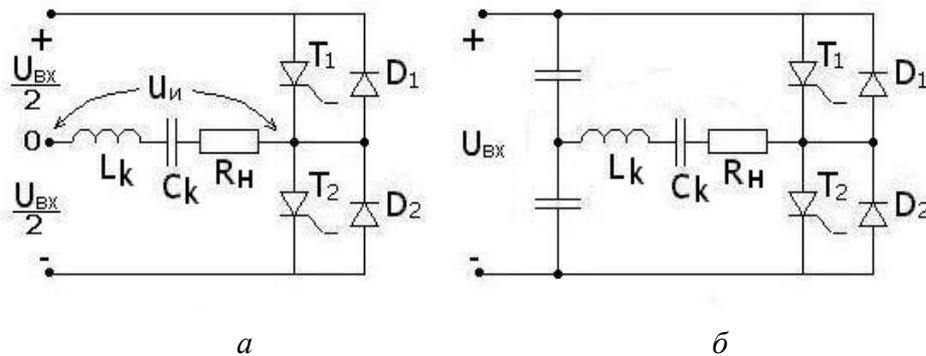


Рис. 2.2.4

Работают схемы аналогично. Сначала рассмотрим случай, когда частота импульсов управления тиристорами ниже частоты резонанса контура  $L_k C_k$  и он работает в режиме прерывистого тока (рис 2.2.5).

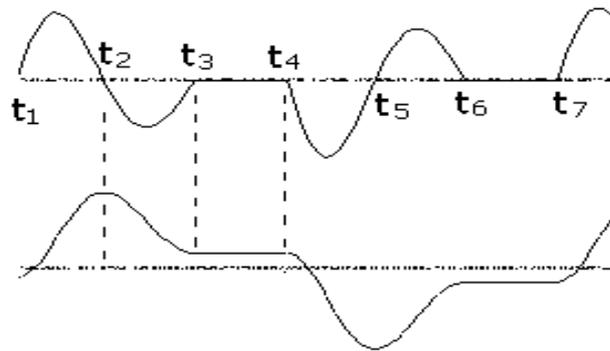


Рис. 2.2.5

В момент времени  $t_1$  включается тиристор  $T_1$  и конденсатор  $C_k$  заряжается в колебательном режиме до напряжения, близкого к двойному напряжению источника входного напряжения  $U_{вх}/2$ . В момент времени  $t_2$  зарядная полу-волна 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  $D_1$  на источник входного напряжения  $U_{вх}$ . Величина остаточного напряжения на конденсаторе в момент времени  $t_3$  зависит от соотношения волнового сопротивления колебательного контура  $\rho_k$  с сопротивлением 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  $T_2$  и происходят аналогичные процессы перезаряда конденсатора в отрицательную полярность через тиристор  $T_2$  и диод  $D_2$  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  $t_2 t_3$  и  $t_5 t_6$ ). Действующее или среднее по модулю выходное напряжение регулируют длительностью бестоковых пауз  $t_3 t_4$ ,  $t_6 t_7$ , 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. 2.2.6. Здесь включение тиристора  $T_2$  в момент  $t_3$  происходит раньше спада тока до нуля в диоде  $D_1$ , что возможно, так как к тиристоры  $T_2$  при проводящем диоде  $D_1$  приложено прямое напряжение  $U_{вх}$ . 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 регулировать величину выходного напряжения без того 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 на рис. 1.1.6,б, связана с однополярным широтно-импульсным регулированием выходного напряжения вентильного комплекта. Подробнее о широтно-импульсном регулировании см. в разделе 2.3.

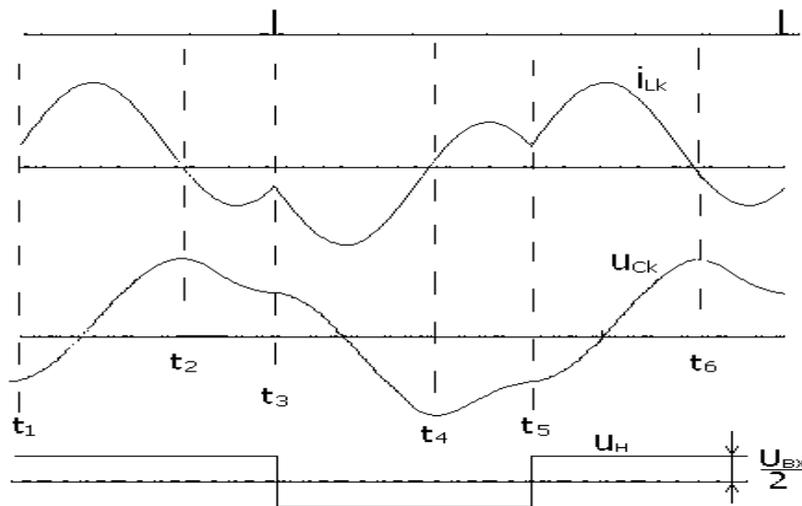


Рис. 2.2.6

В практических схемах таких инверторов нагрузка (обычно выпрямитель для получения постоянного напряжения другого уровня, чем  $U_{Вх}$ ) подключается через выходной трансформатор  $T_p$ , как показано на рис. 2.2.7,а. В первом случае роль индуктивности колебательного контура будет практически выполнять суммарная индуктивность рассеивания обмоток трансформатора, если пренебречь влиянием индуктивности намагничивания трансформатора по сравнению с нагрузкой.

Во втором случае (рис. 2.2.7,б) приведенное сопротивление нагрузки оказывается включенным параллельно конденсатору. Ниже для этого случая включения нагрузки найдем внешнюю и регулировочную характеристики резонансного инвертора и качество его выходного напряжения, воспользовавшись методом АДУ. Для упрощения анализа сначала расчет сделаем по первой гармонике методом АДУ(1), а затем оценим методом АДУ2 степень искажения реальной кривой напряжения по коэффициенту гармоник напряжения.

Расчетная схема замещения параллельного резонансного инвертора рис. 2.2.7,а,б показана на рис. 2.2.8.

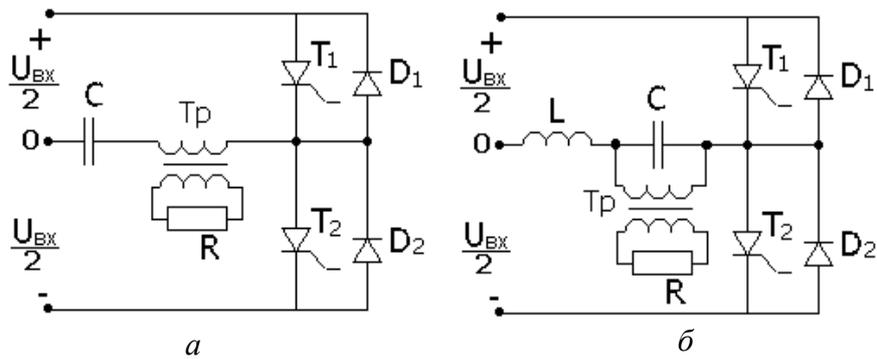


Рис. 2.2.7

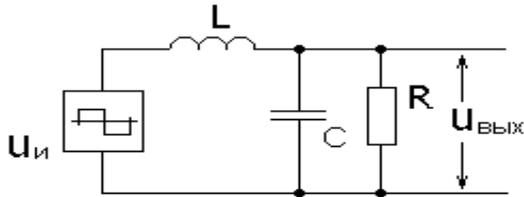


Рис. 2.2.8

Генератор прямоугольного напряжения  $U_{и}$  моделирует прямоугольное выходное напряжение вентильного комплекта инвертора (см. нижнюю диаграмму рис. 2.2.6). Дифференциальное уравнение для первой гармоники напряжения на емкости  $C$  очевидным образом следует

из дифференциального уравнения для тока активного сопротивления (1.5.10) части 1:

$$\frac{d^2 u_{\text{ВЫХ}(1)}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{du_{\text{ВЫХ}(1)}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{1}{LC} u_{и(1)}. \quad (2.2.1)$$

После его алгебраизации получаем для действующего значения первой гармоники выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{U_{и(1)}}{\omega^2 LC \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2 - \frac{2}{LC\omega^2} + \left(\frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2}}. \quad (2.2.2)$$

Переходя опять к относительным единицам

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{U_{\text{вх}}}, \quad U_{и(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{\text{вх}}}{2}, \quad \omega^* = \omega\sqrt{LC}, \quad R^* = \frac{R}{\rho} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

и исключая сопротивление  $R^*$  заменой  $\frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}^*}{I_{\text{ВЫХ}(1)}^*}$ , получаем для выходного напряжения

$$(U_{\text{ВЫХ}(1)}^*)^2 = \frac{\left(\frac{\sqrt{2}}{\pi}\right)^2 - (\omega^*)^2 (I_{\text{ВЫХ}(1)}^*)^2}{1 - 2(\omega^*)^2 + (\omega^*)^4}. \quad (2.2.3)$$

По этому соотношению можно построить как внешние характеристики резонансного инвертора  $U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = f_1(I_{\text{ВЫХ}(1)}^*)$  при  $\omega^* = \text{const}$ , так и регулировочные характеристики. Семейства этих характеристик показаны соответственно на рис. 2.2.9 и 2.2.10.

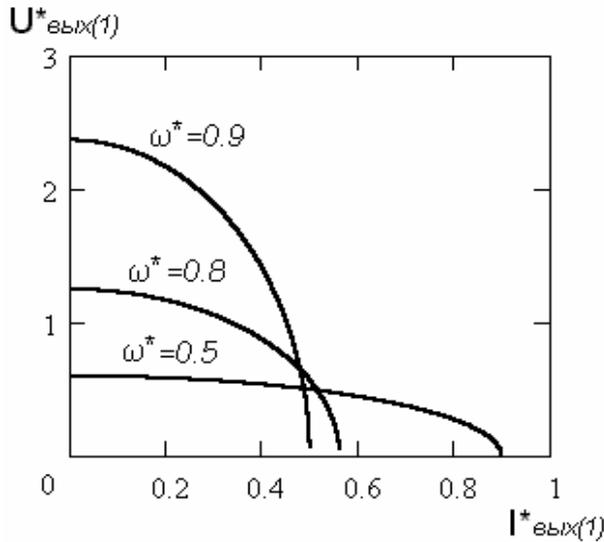


Рис. 2.2.9

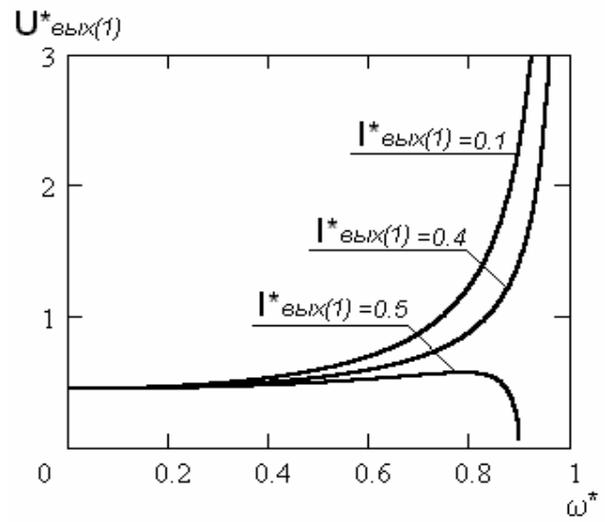


Рис. 2.2.10

Необходимо иметь в виду, что рабочие участки на этих характеристиках ограничиваются условием, чтобы время проводимости диода обратного тока (интервал  $t_2t_3$  на рис. 2.2.6) было больше времени, требуемого на восстановление управляющих свойств тиристоров  $t_b$ , определяемого их типом и равного для высокочастотных тиристоров порядка 10...40 мкс.

Для оценки качества формы выходного напряжения резонансного инвертора рассчитаем его коэффициент гармоник методом АДУ2. Дифференциальное уравнение для выходного напряжения высших гармоник находим аналогично (2.2.1):

$$\frac{d^2 u_{\text{ВЫХ.ВГ}}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{du_{\text{ВЫХ.ВГ}}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{ВЫХ.ВГ}} = \frac{1}{LC} u_{\text{И.ВГ}} \quad (2.2.4)$$

Преобразовав его в интегральное уравнение

$$u_{\text{ВЫХ.ВГ}} + \frac{1}{RC} \bar{u}_{\text{ВЫХ.ВГ}} + \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} = \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{И.ВГ}}^{(2)} \quad (2.2.5)$$

и выполнив алгебраизацию в рамках АДУ2, получим для действующего значения высших гармоник выходного напряжения следующее алгебраическое уравнение:

$$U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^2 + \left[ \left( \frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] (\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}})^2 + \left( \frac{1}{LC} \right)^2 (\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)})^2 = \left( \frac{1}{LC} \right)^2 (\bar{U}_{\text{И.ВГ}}^{(2)})^2 \quad (2.2.6)$$

Решение этого уравнения в рамках первого уровня допущения метода АДУ2, т.е. при  $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}} = 0$ ,  $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} = 0$ , дает априорно недостаточную точность результата, так как в решении будет отсутствовать параметр нагрузки  $R$ . Поэтому строим решение для второго уровня приближения метода АДУ2 [14]. Для этого еще раз интегрируем уравнение (2.2.5), что дает

$$\bar{u}_{\text{ВЫХ.ВГ}} + \frac{1}{RC} \bar{u}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} + \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(3)} = \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{И.ВГ}}^{(3)}, \quad (2.2.7)$$

и затем выполняем алгебраизацию этого интегрального уравнения, приводящую к следующему уравнению:

$$\begin{aligned} (\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}})^2 + \left[ \left( \frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] (\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)})^2 + \left( \frac{1}{LC} \right)^2 (\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(3)})^2 = \\ = \left( \frac{1}{LC} \right)^2 (\bar{U}_{\text{И.ВГ}}^{(3)})^2. \end{aligned} \quad (2.2.8)$$

В рамках второго уровня допущения считаем, что  $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} = 0$ ,  $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(3)} = 0$ , так как двойное и тройное интегрирование несинусоидальных кривых ослабляет в них высшие  $k$ -е гармоники по отношению к первой соответственно в  $\frac{1}{k^2}$  и  $\frac{1}{k^3}$  раз и ими уже можно пренебречь.

Тогда из совместного решения (2.2.6) и (2.2.7) получаем для искомого действующего значения высших гармоник выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^2 = \left( \frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{И.ВГ}}^{(3)} \right)^2 - \left[ \left( \frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] \left( \frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{И.ВГ}}^{(3)} \right)^2.$$

С учетом тех же относительных единиц, которые использованы при выводе (2.2.3), получаем

$$U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^* = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\left( \frac{\bar{K}_{\Gamma}^{(2)}}{(\omega^*)^2} \right)^2 - \left[ \left( \frac{1}{R^* (\omega^*)^3} \right)^2 - \frac{2}{(\omega^*)^6} \right] (\bar{K}_{\Gamma}^{(3)})^2}. \quad (2.2.9)$$

Здесь  $\bar{K}_{\Gamma}^{(2)}$ ,  $\bar{K}_{\Gamma}^{(3)}$  – интегральные коэффициенты гармоник напряжения вентильного комплекта инвертора второго и третьего порядка, равные при его прямоугольной форме  $\bar{K}_{\Gamma}^{(2)} = 0.038$ ,  $\bar{K}_{\Gamma}^{(3)} = 0.0121$ .

Выражение для коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора

$$K_{\Gamma} = \frac{U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^*}{U_{\text{ВЫХ(1)}}^*} \quad (2.2.10)$$

получаем при делении соотношение (2.2.9) на соотношение (2.2.3).

Графики зависимости коэффициента гармоник от относительной частоты управления  $\omega^*$  при  $I_{\text{вых}(1)}^* = \text{const}$  показаны на рис. 2.2.11.

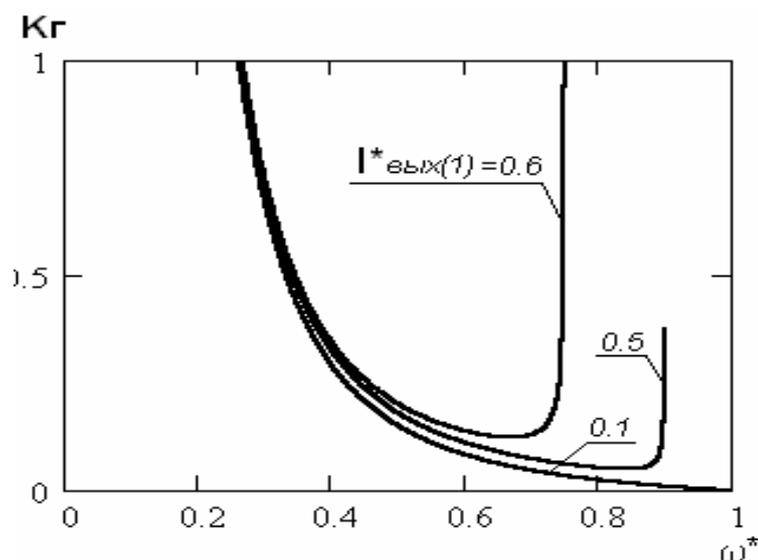


Рис. 2.2.11

Параллельный резонансный инвертор критичен к максимальной нагрузке, но работоспособен на холостом ходу. Последовательный резонансный инвертор критичен к минимальной нагрузке, но сохраняет работоспособность при коротком замыкании нагрузки. Поэтому наилучшими свойствами в допустимом диапазоне изменения нагрузки априори должен обладать последовательно-параллельный резонансный инвертор, полумостовой вариант которого показан на рис. 2.2.12.

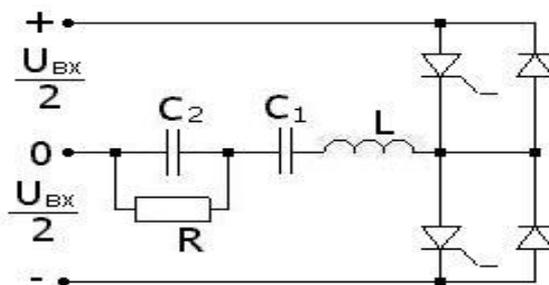


Рис. 2.2.12

В отличие от  $LC$  колебательной цепи в ранее рассмотренных резонансных инверторах, здесь  $LCC$  колебательная цепь дает одну дополнительную степень свободы для формирования характеристик инвертора помимо обеспечения требуемых значений собственной частоты колебательного контура и его волнового сопротивления. Но опять остается проблема обеспечения времени, предоставляемого схемой на восстановление управляющих свойств тиристоров, анализ которого может быть сделан в общем случае только численно.

**Транзисторные инверторы.** Из временных диаграмм рис. 2.2.6 видно, что при частоте управления вентилями инвертора, равной собственной резонансной частоте контура, интервал  $t_2t_3$ , в течение которого вентили (тиристоры) восстанавливали свои управляющие свойства, исчезает. Значит, работа резонансного инвертора при частотах управления вентилями, больших собственной резонансной частоты  $LC$ -контура, возможна только в случае использо-

вания в качестве их вентилях с полным управлением (транзисторов, GTO-тиристоров), для которых нет проблем восстановления управляющих свойств.

Схема транзисторного последовательно-параллельного резонансного инвертора показана на рис. 2.2.13а, а диаграммы ее работы – на рис. 2.2.13б.

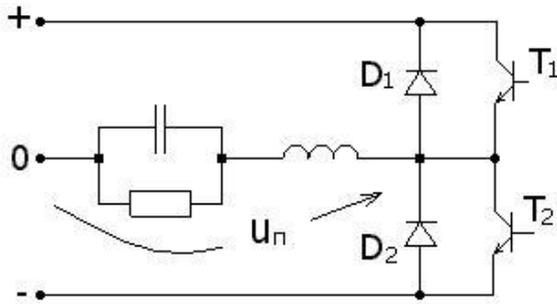


Рис. 2.2.13а

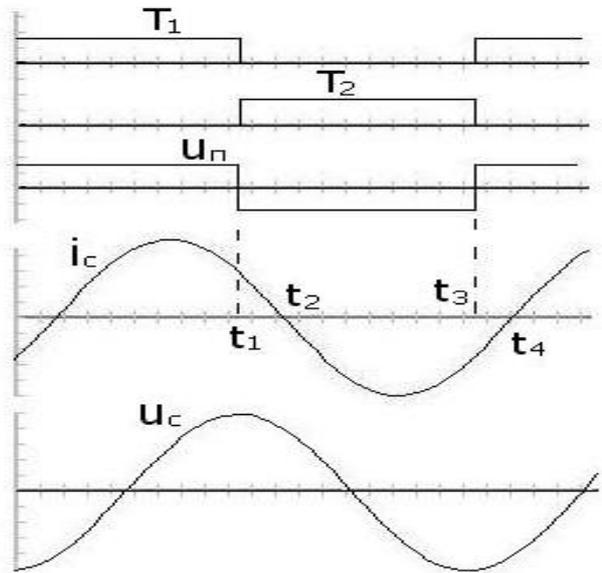


Рис. 2.2.13б

При снятии сигнала управления с транзистора  $T_1$  он выключается и ток из него коммутирует в диод  $D_2$ , который проводит до момента времени  $t_2$ . Зарядившийся в колебательном режиме конденсатор  $C$  с этого момента начинает разряжаться. В момент времени  $t_2$  ток резонансного контура начинает протекать через транзистор  $T_2$  и на интервале  $t_2t_3$  конденсатор перезаряжается в обратную полярность напряжения. В момент времени  $t_3$  транзистор  $T_2$  выключается и ток контура переходит в диод обратного тока  $D_1$ , который проводит спадающий к нулю ток до момента  $t_4$ . Затем включается транзистор  $T_1$  и все процессы в схеме повторяются.

Внешние и регулировочные характеристики транзисторного резонансного инвертора могут быть получены из выражения (2.2.3) для случая  $\omega^* > 1$ . Они приведены на рис. 2.2.14 и 2.2.15 соответственно.

Дальнейшего улучшения качества рассмотренных характеристик в случае транзисторного инвертора можно достигнуть, как и в случае тиристорного инвертора, переходом к варианту последовательно-параллельного инвертора. Схема такого инвертора получается из схемы тиристорного инвертора на рис. 2.2.12 заменой тиристоров на транзисторы. Получим внешние и регулировочные характеристики по первой гармонике выходного напряжения транзисторного LCC-инвертора методом АДУ(1).

Дифференциальное уравнение для напряжения  $U_2$  конденсатора  $C_2$  инвертора на рис. 2.2.12 имеет вид

$$\frac{d^3 u_2}{dt^3} + \frac{1}{C_2 R} \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} \frac{du_2}{dt} + \frac{1}{LC_1 C_2 R} u_2 = \frac{1}{LC_2} \frac{du_n}{dt}. \quad (2.2.11)$$

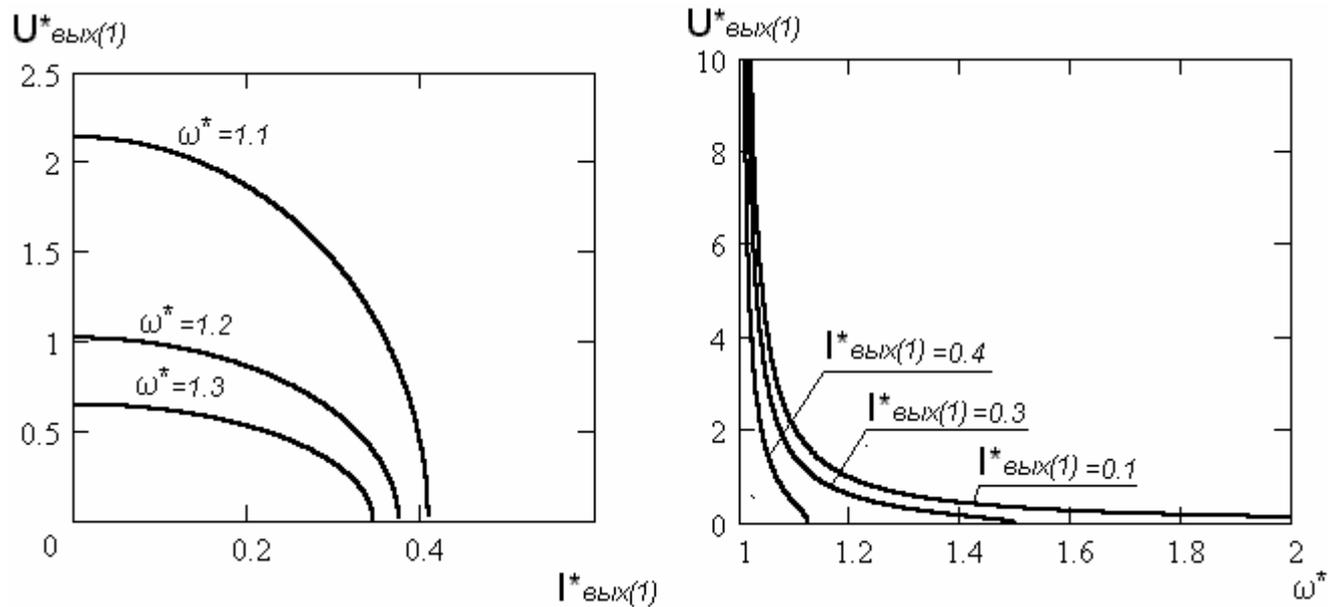


Рис. 2.2.14

б

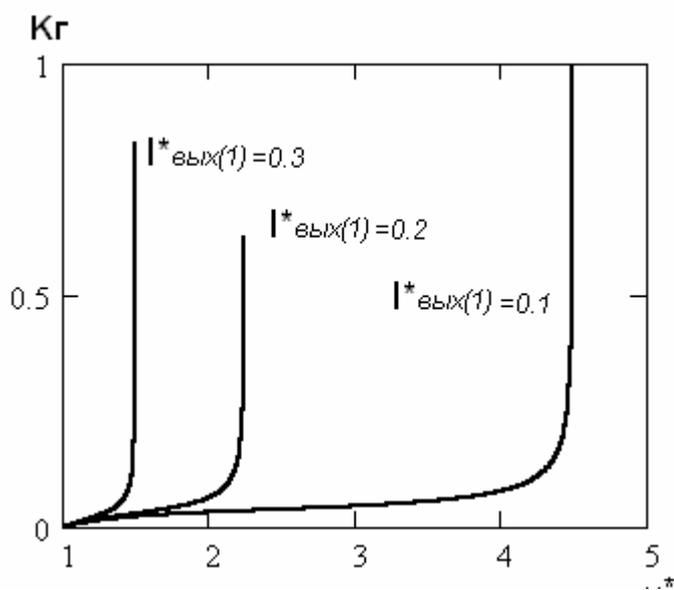


Рис. 2.2.15

После его алгебраизации по методу АДУ(1) получаем для действующего значения первой гармоники выходного напряжения, равного напряжению на конденсаторе  $C_2$  (с учетом коэффициента  $K_c$ , равного отношению емкости параллельного конденсатора  $C_2$  к емкости последовательного конденсатора  $C_1$ :

$$K_c = \frac{C_2}{C_1}).$$

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^2 = \frac{\left(\frac{\omega}{K_c LC_1}\right)^2 U_{\text{И}(1)}^2}{\left(\omega^3\right)^2 + \left(\frac{\omega^2}{K_c C_1 R}\right)^2 + \left(\frac{(1+K_c)}{K_c LC_1}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_c LC_1^2 R}\right)^2 - \frac{2(1+K_c)}{K_c LC_1} \omega^4 - \frac{2\omega^2}{K_c^2 C_1^3 LR^2}}$$

Переходя к относительным единицам по аналогии (2.2.3), получаем

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = \frac{\sqrt{2}}{K_c \pi \sqrt{\left(\frac{1+K_c}{K_c}\right)^2 - \frac{2(1+K_c)}{K_c} (\omega^*)^2 + \frac{1}{(R^*)^2} \left[\left(\frac{\omega^*}{K_c R^*}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_c \omega^* R^*}\right)^2 - \frac{2\omega^*}{K_c}\right]}}. \quad (2.2.12)$$

Для исключения сопротивления нагрузки  $R^*$  и получения в явной форме уравнения внешней характеристики инвертора заменим  $R^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}^*}{I_{\text{ВЫХ}(1)}^*}$  и введем обозначения соответствующих коэффициентов  $K_1, K_2, K_3$ , не зависящих от  $R^*$ , после чего уравнение (2.2.12) примет вид

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = \frac{K_1}{\sqrt{K_2 + \left(\frac{I_{\text{ВЫХ}(1)}^*}{U_{\text{ВЫХ}(1)}^*}\right)^2 K_3}}.$$

Из его решения найдем уравнение внешней характеристики инвертора

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = \sqrt{\frac{K_1^2}{K_2} - \frac{K_3}{K_2} \left(I_{\text{ВЫХ}(1)}^*\right)^2}. \quad (2.2.13)$$

Графики внешних характеристик приведены на рис. 2.2.14 для разных значений параметров  $\omega^*$  и  $K_c$ .

Соотношение (2.2.13) определяет и регулировочные характеристики резонансного инвертора  $U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = f(\omega^*)$  при  $\omega^* = \text{const}$ ,  $K_c = \text{const}$ . Графики этих зависимостей показаны на рис. 2.2.15.

## 2.2.3. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

### 2.2.3.1. ИНВЕРТОР С УДВОЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

Увеличение частоты выходного напряжения инверторов сопровождается ростом потерь мощности при переключении тиристоров, в результате загрузка тиристоров по току должна снижаться. Практически это приводит к снижению выходной активной мощности инвертора почти обратно пропорционально квадрату увеличения частоты. Так по данным работы [16] мощность инвертора на тиристорах ТБ-400 при увеличении частоты с 2 до 12 кГц (в 6 раз) снижается с 85 до 2 кВт (в 42 раза), а на тиристорах ТЧ-125 при увеличении частоты с 4 до 25 кГц (в 6 раз) мощность уменьшается с 13 до 0,8 кВт (в 16 раз). Поэтому ограничение частотных возможностей тиристоров для получения высоких частот выходного напряжения приходится обходить путем применения специальных схемотехнических решений инверторов. В таких схемах частоты коммутаций тиристоров в целое число фаз меньше частоты выходного напряжения *инвертора*, т.е. достигается схемотехническое *умножение частоты выходного напряжения*.

Наиболее просто, без больших дополнительных усложнений схемы инвертора, удваивается частота выходного напряжения инвертора. При этом используется то обстоятельство в работе резонансных инверторов (как без обратных диодов – рис. 2.2.3, так и с обратными диодами – рис. 2.2), что частота полуволн тока в звене постоянного тока инвертора равна удвоенной частоте выходного напряжения однофазного инвертора. Формально объяснить этот факт, даже без рассмотрения схем конкретных инверторов, можно тем, что вентильный комплект инвертора, представляемый в модели коммутационной функцией, связывает не только выходные переменные инвертора с входными (т.е. сторону переменного тока со стороной постоянного тока), но и, наоборот, входные переменные инвертора с выходными переменными в звене переменного тока, как это видно из уравнений модели инвертора (2.1.1б) и (2.1.1а). В этом случае выходное напряжение и ток инвертора как бы выпрямляются по отношению ко входу инвертора, при этом, как известно из теории выпрямления, частота выпрямленного напряжения и тока возрастает в  $qm_2$  раз, или в 2 раза применительно к рассматриваемым однофазным мостовым схемам инверторов.

Первая схема резонансного инвертора с вентилями обратного тока и с удвоением частоты показана на рис. 2.2.16,а. В этой схеме нагрузка через разделительный конденсатор  $C_p$  (или последовательный  $C_p L_p$  контур) подключена параллельно входу вентильного комплекта инвертора, при этом в нагрузке выделяется гармоника напряжения, имеющая двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения инвертора. Диаграммы напряжений и токов элементов инвертора приведены на рис. 2.2.16,б.

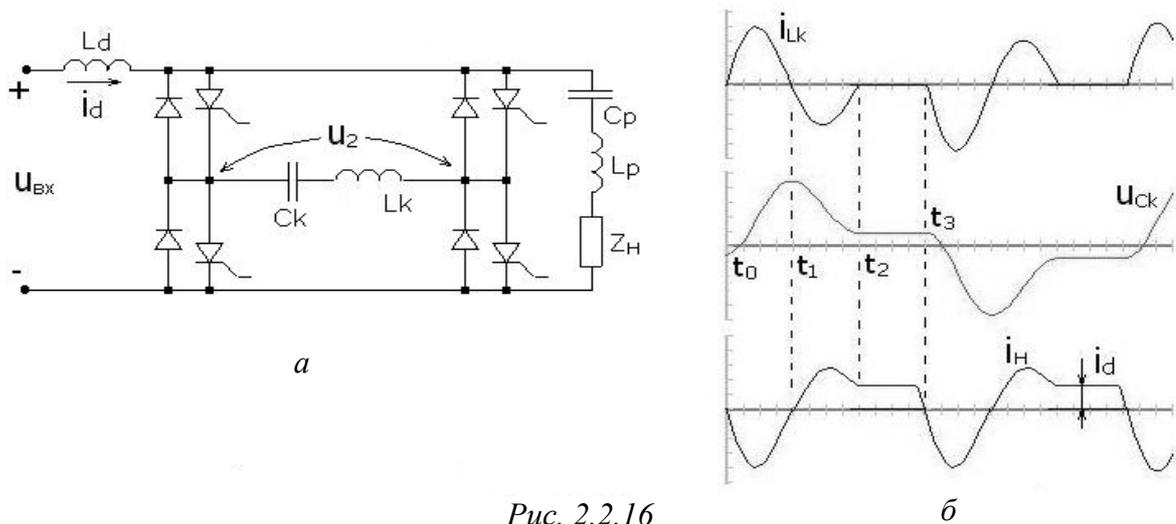


Рис. 2.2.16

На интервале  $t_0 t_1$  открыты два тиристора диагонали вентильного моста и конденсатор  $C_k$  контура коммутации заряжается в колебательном режиме от источника входного напряжения. На интервале  $t_1 t_2$  идет колебательный разряд конденсатора на звено постоянного тока через вентили обратного тока той же диагонали вентильного моста, при этом тиристоры восстанавливают свои управляющие свойства. На интервале  $t_2 t_3$  все вентили моста закрыты и постоянный ток  $i_d$  звена постоянного тока течет только в цепь нагрузки  $Z_H$ . В момент времени  $t_3$  включаются тиристоры второй диагонали моста и происходят аналогичные процессы перезаряда коммутирующего конденсатора  $C_k$  в противоположном направлении. Ток нагрузки  $i_H$  определяется как разность тока  $i_d$  в звене постоянного тока и тока  $i_k$  коммутирующего контура  $L_k C_k$  и имеет двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения инвертора.

Во второй схеме резонансного инвертора с удвоением частоты на рис. 2.2.17 [17] нагрузка  $R_H$  включена последовательно (совместно с разделительными элементами  $C_p L_p$ ) в цепи входного тока инвертора.

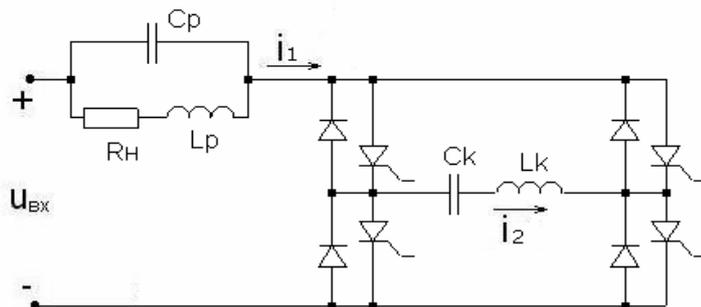


Рис. 2.2.17

Гармоника входного тока, имеющая двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения инвертора, как это видно из диаграммы тока  $i_d$  на рис. 2.2.16,б, выделяется в нагрузке.

### 2.2.3.2. МНОГОЯЧЕЙКОВЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Блок-схемы трехъячейковых инверторов показаны на рис. 2.2.18, а, б с параллельным включением ячеек по входу “а” и с последовательным включением по входу и параллельным включением ячеек по выходу “б”. Диаграммы работы такой композиции ячеек приведены на рис. 2.2.19. Упрощенные диаграммы построены при условии, что ячейки резонансных инверторов выполнены по схемам с вентилями обратного тока, режим работы которых был пояснен на рис. 2.2.3.

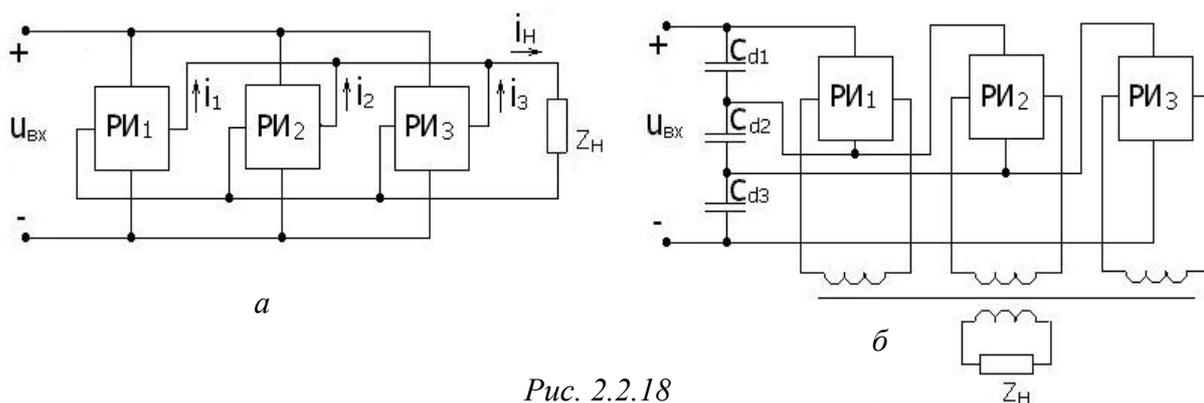


Рис. 2.2.18

Уменьшая в соответствующее число раз (здесь в 3 раза) частоту работы каждой ячейки и вводя требуемый сдвиг по фазе между ними (первые три диаграммы на рис. 2.2.19), получаем в нагрузке увеличенную (здесь в 3 раза) частоту выходного напряжения, как показано на нижней диаграмме рис. 2.2.19.

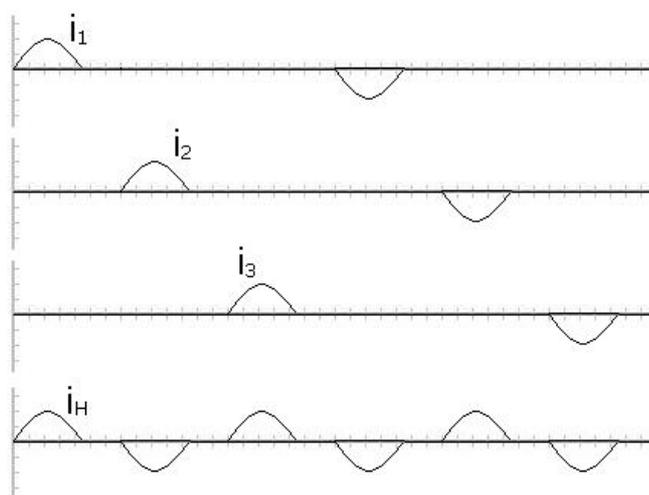


Рис. 2.2.19

Необходимо заметить, что, хотя частота коммутации тиристоров в каждой ячейке в соответствующее число раз (здесь три) ниже частоты выходного напряжения, тиристоры инвертора загружены импульсами тока с длительностью, соответствующей полупериоду частоты выходного напряжения. Это уменьшает потери на коммутацию в тиристорах, но увеличивает потери от прохождения прямого тока в них.

## 2.2.4. РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР КЛАССА E

Простейшим типом резонансного инвертора является одностранзисторный резонансный инвертор класса E, схема которого показана на рис. 2.2.20.

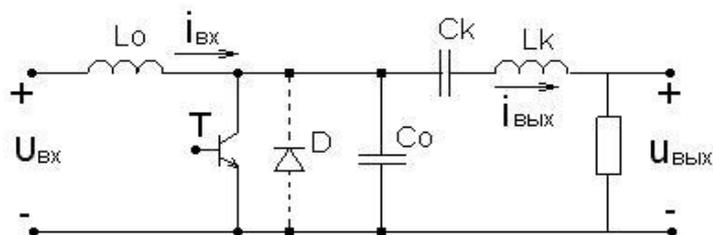


Рис. 2.2.20

Период синусоидального выходного напряжения, создаваемого протеканием тока последовательного  $L_k C_k$ -контура по сопротивлению нагрузки  $R$ , складывается из двух интервалов постоянства структуры схемы. На первом интервале  $t_1 t_2$  включен транзистор  $T$  и в индуктивности входного реактора  $L_0$  запасается энергия, отбираемая входным током  $I_0$  от источника входного сигнала  $U_{вх}$ . В выходной цепи при этом протекает синусоидальный ток от колебательного перезаряда конденсатора  $C_k$  последовательного  $L_k C_k$ -контура (рис.2.2.21).

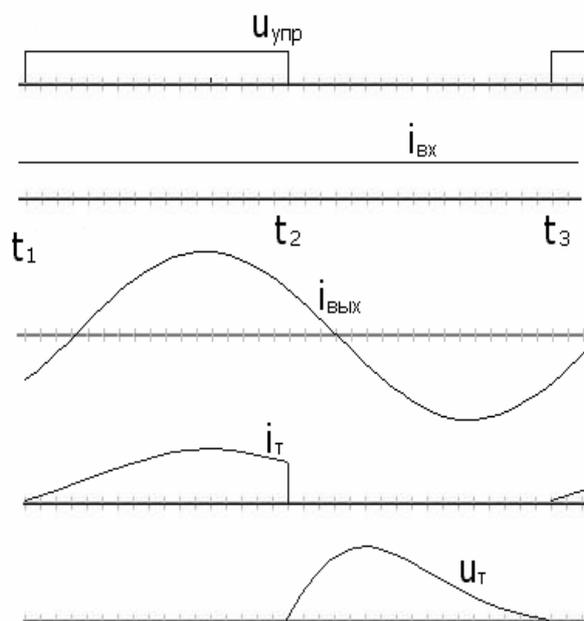


Рис. 2.2.21

На втором интервале  $t_2 t_3$  транзистор  $T$  закрыт и ток  $I_0$  входного реактора протекает через цепь, образованную параллельным соединением конденсатора  $C_0$  с цепью, состоящей из последовательного  $L_k C_k$ -контура с сопротивлением нагрузки  $R$ . Этим обеспечивается восполнение потерь энергии в  $L_k C_k$ -контуре, израсходованной в нем на первом интервале. Для предотвращения смены напряжения на транзисторе  $T$  он шунтирован диодом  $D$ , показанным на рисунке пунктиром.

Обычно схема применяется при малых мощностях нагрузки (менее 100 Вт) в случае фиксированного выходного напряжения. Однако выходное напряжение можно регулировать изменением частоты управляющих импульсов трансформатора Т. В связи с переключением транзистора при нулевом напряжении в нем будут малые потери, что позволяет поднять частоту переключения и тем самым уменьшить массо-габаритные показатели инвертора.

#### 2.2.5. ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ ПО РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРАМ

Класс резонансных инверторов характеризуется большим разнообразием схемотехнических решений. Это связано с тем, что, хотя базовые схемы вентиляльных комплектов остались прежними (нулевая, полумостовая, мостовая), имеется еще известное множество схем резонансных цепей второго, третьего, четвертого порядка и множество вариантов их подключения к вентиляльному комплекту.

Простейшим типом резонансного инвертора является инвертор класса  $E$ , содержащий всего один управляющий вентиль (транзистор). Но низкая энергетическая эффективность преобразования энергии при этом ограничивает область его применения мощностями до 100 Вт (источники питания). Тиристорные резонансные инверторы без обратных диодов более эффективно преобразуют постоянный ток в переменный и предназначены для питания постоянной или мало меняющейся нагрузки в единицы или десятки киловатт. Тиристорные резонансные инверторы с обратными диодами сложнее схем без обратных диодов, но позволяют питать нагрузку, меняющуюся в широком диапазоне, начиная от холостого хода. Предельная частота выходного напряжения в таких инверторах обычно не превышает порядка десяти килогерц для современных типов высокочастотных тиристоров.

При необходимости получения более высоких частот выходного напряжения с мощностями в десятки и сотни киловатт используют схемы резонансных инверторов с удвоением или учетверением частоты либо реже многоячейковые инверторы.

Еще большие возможности открываются у резонансных инверторов (с обратными диодами), выполненными на силовых транзисторах. Введение частотного и широтно-импульсного регулирования режима работы резонансного контура позволяет формировать требуемые внешние характеристики, обеспечивает электронную защиту, но стоимость таких инверторов – наивысшая среди всех остальных типов резонансных инверторов.

Близкая к синусоидальной форма выходного напряжения инвертора при работе в режиме непрерывного выходного тока позволяет для расчета внешних и регулировочных характеристик использовать расчет по первой гармонике (как это сделано в этом разделе методом АДУ(1)). При необходимости оценки качества выходного напряжения, характеризуемого степенью отклонения его от синусоиды (коэффициентом гармоник), расчет с учетом реальной формы напряжения здесь также удобно сделать прямым методом АДУ2.

## 2.3. ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

### 2.3.1. ОДНОФАЗНЫЕ 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 (ЭДС) безындуктивного характера. Действительно, в соответствии с соотношением (1.4.2) части 1 [1]

$$u_{\text{ВЫХ}} = \psi_{\text{П}} u_{\text{ВХ}}, \quad (2.3.1)$$

$$i_{\text{ВХ}} = \psi_{\text{П}} i_{\text{ВЫХ}},$$

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. 2.3.1 для простейшей формы коммутационной функции – меандра.

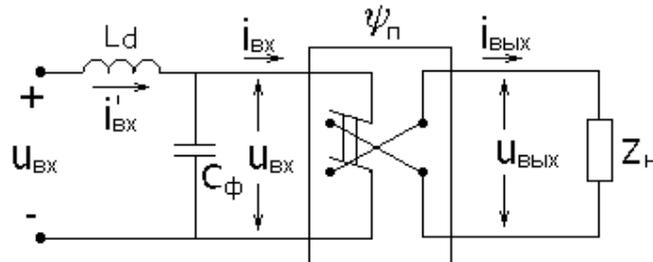


Рис. 2.3.1

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 только не аккумуляторы). Для устранения ее влияния на входе инвертора напряжения включается фильтровый конденсатор  $C_{\text{Ф}}$  достаточной емкости, что является **первой особенностью** инвертора напряжения. Через него и замыкаются, минуя входной источник, скачки входного тока инвертора, как это видно из временных диаграмм на рис. 2.3.2.

**Вторая особенность** инвертора напряжения также видна из второго уравнения (2.3.1) и связана с тем, что входной ток инвертора  $i_{\text{ВХ}}$  может принимать отрицательные значения при большом сдвиге фазы выходного тока инвертора  $i_{\text{ВЫХ}}$  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 (транзисторы, ГТО-тиристоры), шунтированных *вентильями обратного тока*.

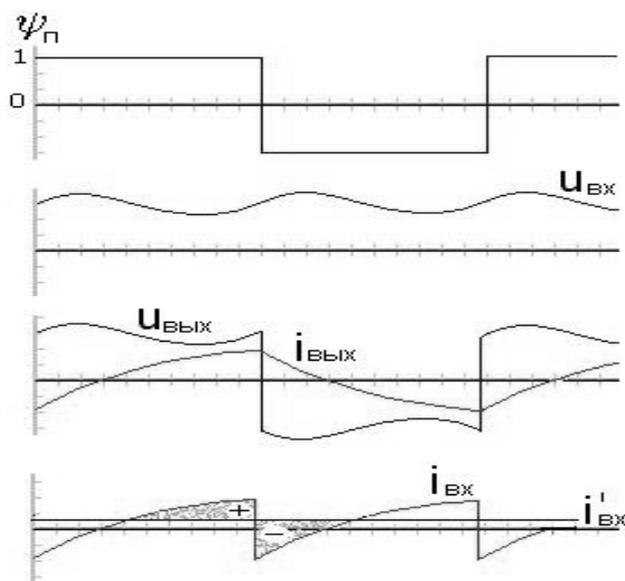


Рис. 2.3.2

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 (см. рис. 1.1.5,б, 1.1.6).

Форма выходного напряжения инвертора определяется в соответствии с соотношением (2.3.1) видом коммутационной функции вентиляционного коммутатора  $\psi_{п}$ . Основные виды этих функций, формирующие прямоугольное выходное напряжение инвертора по «гладкой составляющей», показанной пунктиром, приведены на рис. 2.3.3.

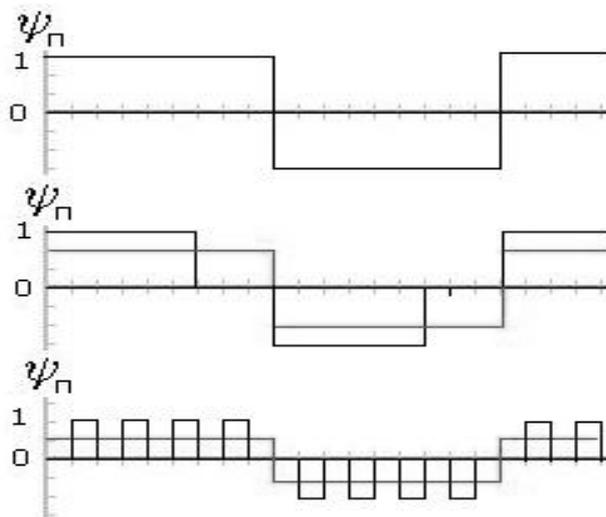


Рис. 2.3.3

Под **гладкой составляющей** периодической импульсной функции в силовой электронике принято понимать функцию, образованную непрерывной аппроксимацией средних значений (на интервале такта  $T_T$  коммутаций в преобразователе) мгновенной кривой напряжения или тока. Тогда гладкая со-

ставляющая первой коммутационной функции на рис. 2.3.3 есть нерегулируемый прямоугольник, а второй и третьей коммутационных функций – регулируемое по величине прямоугольное напряжение (за счет широтного и *широтного-импульсного регулирования* соответственно). Последний способ формирования кривой выходного напряжения, называемый «120° управлением» в отличие от предшествующего рассмотренного «180° управления», используется для исключения гармоник, кратных трем, особенно неблагоприятных для такой типовой нагрузки инвертора, как асинхронные двигатели.

Для оценки качества выходного напряжения инвертора при регулировании найдем спектры этих напряжений. Действующее значение  $k$ -й гармоники напряжения инвертора при широтном регулировании будет равно в долях входного напряжения

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}(k)}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{2 \cdot 4}{T \sqrt{2}} \int_0^{\frac{t_{\text{и}}}{2}} 1 \cos k\omega t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi k} \sin kt_{\text{и}}^* \pi, \quad (2.3.2)$$

где  $t_{\text{и}}^* = \frac{t_{\text{и}} \cdot 2}{T}$  – относительная длительность импульса в полупериоде выходного напряжения.

Из (2.3.1) можно выразить доли высших гармоник напряжения по сравнению с первой как

$$U_{\text{ВЫХ}}^*(k) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(k)}{U_{\text{ВЫХ}}(1)} = \frac{\sin k\pi t_{\text{и}}^*}{k \sin \pi t_{\text{и}}^*}. \quad (2.3.3)$$

На рис. 2.3.4 построены зависимости первой гармоники по (2.3.2) и высших гармоник по (2.3.3) от относительной длительности импульса напряжения, которую можно назвать глубиной модуляции напряжения по управлению, меняющейся от 0 до 1. Присутствуют только нечетные гармоники, наибольшая из которых – третья – при  $t_{\text{и}}^* = \frac{2}{3}$  исчезает. Но уже при  $t_{\text{и}}^* = \frac{1}{3}$  третья гармоника почти сравнивается с первой. Поэтому широтное регулирование может применяться только в малом диапазоне изменения  $t_{\text{и}}^*$  для целей стабилизации выходного напряжения. К тому же зависимость первой гармоники от глубины регулирования нелинейна.

Для улучшения спектра выходного напряжения инвертора используют широтно-импульсное регулирование на несущей частоте, значительно превышающей (в число раз, называемое *кратностью коммутации* –  $K_{\text{т}}$ ) частоту выходного напряжения инвертора (последняя диаграмма на рис. 2.3.3). Это смещает гармоники напряжения, обусловленные регулированием, в область более высоких частот, что облегчает их фильтрацию в нагрузке.

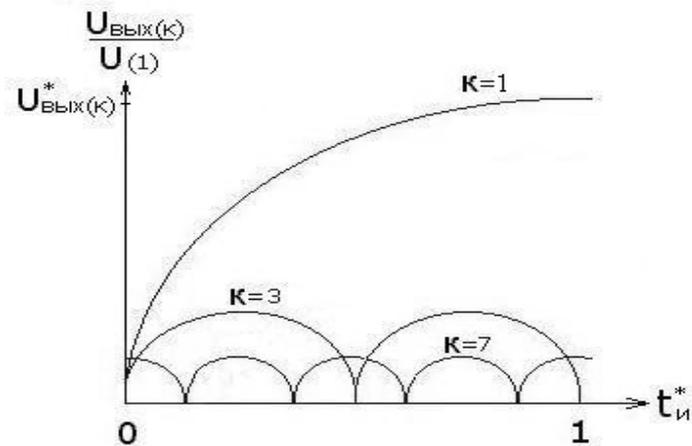


Рис. 2.3.4

Дальнейшее улучшение спектра выходного напряжения инвертора обеспечивается при модуляции длительностей импульсов по синусоидальному закону, как показано на рис. 2.3.5 для однополярной и двухполярной модуляций соответственно. Пунктиром показана гладкая составляющая выходного напряжения.

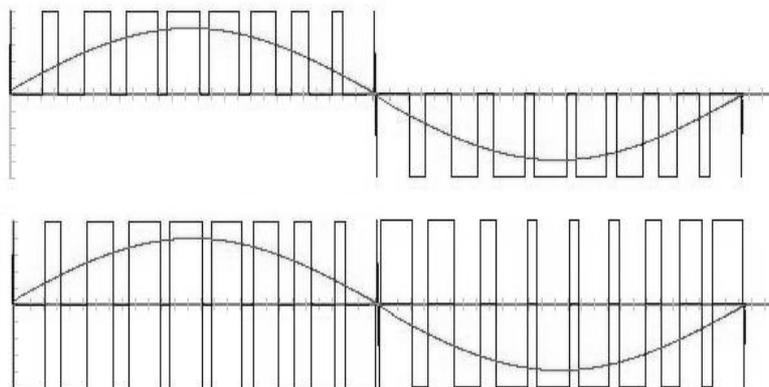


Рис. 2.3.5

Принята следующая классификация видов широтно-импульсной модуляции.

- По модулируемому параметру различают *одностороннюю* и *двухстороннюю широтно-импульсную модуляцию* (ШИМ). При односторонней модулируется положение переднего или заднего фронтов импульсов, при этом соответственно задний и передний фронты импульсов следуют с неизменной тактовой частотой. При двухсторонней модуляции изменяется в пределах такта положение обоих фронтов импульсов.

- По отношению периода модулирующего сигнала к периоду тактов импульсной последовательности, т.е. по *кратности коммутации*, различают ШИМ с целочисленной кратностью, рассмотренную выше, ШИМ с кратностью, выражаемой дробным рациональным числом, и ШИМ с кратностью,

выражаемой иррациональным числом. При дробно-рациональной кратности период повторения модулированной последовательности импульсов, формирующих выходное напряжение инвертора, определится как такой наибольший период выходного напряжения, в котором укладывается целое число периодов модулирующего сигнала и периодов тактов. Этот период задает период нижней *субгармоники* в кривой выходного напряжения, т.е. гармоники с частотой ниже частоты модулирующего сигнала, которой определяется частота основной гармоники выходного напряжения.

- По числу полярностей импульсов на длительности такта различают *двухполярную модуляцию*, когда такт образован совокупностью импульса положительной и отрицательной полярности (вторая диаграмма на рис. 2.3.5), *однополярную модуляцию*, когда такт образуется импульсом одной полярности и паузой (первая диаграмма на рис. 2.3.5), и квазиоднополярную модуляцию, когда после импульсов одной полярности, приближающихся по длительности к предельно минимальной длительности, допустимой при практической реализации, следуют импульсы другой полярности неизменной длительности, равной предельно минимальной [23]. Квазиоднополярная модуляция позволяет воспроизвести при широтно-импульсной модуляции как угодно малые величины выходного напряжения инвертора при наличии практических ограничений на минимальное время между коммутацией у реальных вентилях.

- По форме модулирующего сигнала, задающего закон изменения длительностей импульсов на такте, а значит, и форму гладкой составляющей выходного напряжения, различают синусоидальный, треугольный, трапецеидальный, прямоугольный законы модуляции.

- По способу однозначного определения конкретной длительности импульса на такте в функции непрерывного модулирующего сигнала различают *ШИМ первого рода*, когда длительность импульса зависит от значения модулирующего сигнала в некоторые фиксированные моменты времени, например в моменты начала импульса, *ШИМ второго рода*, когда длительность импульса обусловлена значением модулирующего сигнала в момент окончания модулируемого по длительности импульса, и ШИМ третьего и четвертого рода, когда длительность импульса определяется некоторой функциональной зависимостью от значения модулирующего сигнала в некоторой промежуточной точке на интервале импульса [24].

- По числу уровней модуля обобщенного вектора напряжения (см. далее раздел 2.3.2) трехфазного инвертора различают *одноуровневые алгоритмы управления*, реализуемые в классических трехфазных мостовых схемах инверторов, и *многоуровневые алгоритмы управления*, реализуемые в модифицированных схемах трехфазных инверторов.

Для оценки качества выходного напряжения инвертора при синусоидальной широтно-импульсной модуляции необходимо знать спектры напряжения. Теория спектров широтно-модулированных последовательностей импульсов первоначально получила развитие в радиотехнике, где исследовалась возмож-

ность построения мощных усилителей сигналов, работающих в режиме переключения (режим усиления класса Д), т.е. в режиме широтно-импульсной модуляции [24], а также в теории связи, где изучалась возможность использования ШИМ для помехоустойчивой передачи сообщений. Был разработан эффективный метод нахождения спектров напряжений при широтно-импульсной модуляции, названный *методом временной деформации*. Технология применения этого метода достаточно проста. Сначала находят спектр немодулированной последовательности прямоугольных (или любой другой формы) импульсов. Затем в выражение для полученного спектра подставляют вместо регулируемого параметра (момент фронта импульса, длительность импульса) его принятый закон изменения во времени (закон модуляции). Полученное выражение приводят к виду, удобному для применения.

Таким образом, можно показать, что спектр напряжения при синусоидальной широтно-импульсной модуляции второго рода содержит помимо первой высшие гармоники, частоты которых

$$\omega_{\omega} = kK_T \omega_T \pm l\omega_1,$$

где  $k, l$  равны 1,2,3,4....

При двухсторонней ШИМ в трехфазном инверторе в фазном напряжении инвертора (см. рис 2.3.14) будут присутствовать только гармоники порядка

$$n = k K_T \pm l,$$

где  $k_T$  – кратность коммутации, а  $k$  не кратно трем и отсутствуют комбинации, состоящие из двух нечетных либо четных чисел  $m$  и  $l$  (рис. 2.3.6).

Реализация двухполярной ШИМ возможна в любой базовой схеме однофазного инвертора (см. рис. 1.1.5,б, 1.1.6), а однополярная – только в двух последних схемах – полумостовой с нулевыми вентилями и мостовой. Все эти схемы инверторов, выполненных на реальных вентилях, имеют общий недостаток, связанный с конечным временем выключения вентиля. При этом из вновь включаемого вентиля и выключаемого вентиля (транзистора) на время его выключения образуется цепь короткого замыкания источника входного напряжения

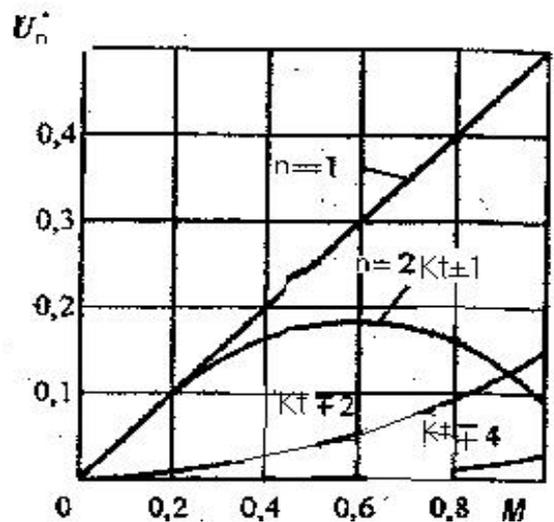


Рис. 2.3.6

и через транзисторы текут короткие импульсы больших сквозных токов, которые увеличивают потери и если их не ограничить, в состоянии вывести транзисторы из строя. Поэтому в реальных системах между моментом запираения одного транзистора плеча моста или полумоста и моментом отпираения другого транзистора этого же плеча вводится «мертвая» пауза, обычно порядка одной микросекунды.

Другая возможность снижения потерь мощности в транзисторах при переключении в инверторе напряжения связана с использованием переключения при нулевом напряжении, как в квазирезонансных преобразователях постоянного напряжения в постоянное, рассмотренных в разделе 1.3. Полумостовая схема инвертора напряжения с реализацией принципа переключения транзисторов при нулевом напряжении показана на рис. 2.3.7.

Емкости  $C$  образуют (при необходимости) среднюю точку источника входного напряжения для обеспечения работы  $L_k C_k$  контура, который для каждого транзистора функционирует аналогично работе  $L_k C_k$  контура в квазирезонансном преобразователе по схеме рис. 2.2.4,б. Роль  $L_k$  может выполнить и соответствующая индуктивность цепи нагрузки инвертора при работе на нагрузку с фиксированными параметрами.

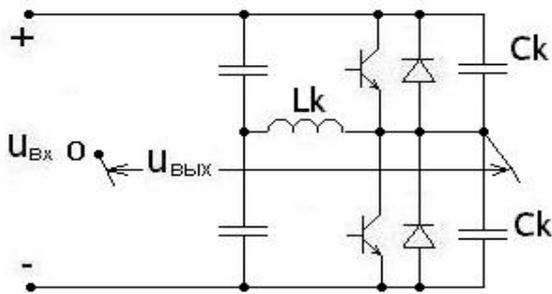


Рис. 2.3.7

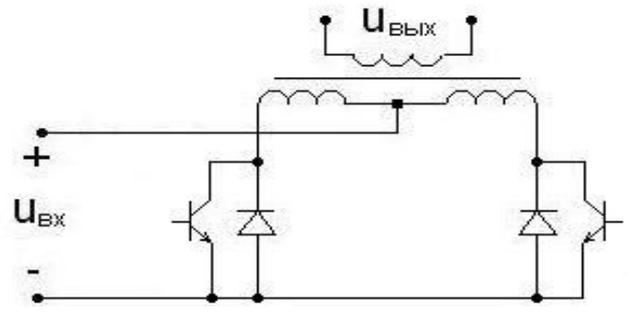


Рис. 2.3.8

При необходимости согласования уровней напряжения на входе и выходе инвертора напряжения может быть использована так называемая нулевая схема инвертора, показанная на рис. 2.3.8. В этой схеме в течение конечного времени выключения реального транзистора также происходит замыкание источника входного напряжения через включающийся и выключающийся транзисторы, соединенные на это время параллельно по отношению к входному источнику. Но так как при этом последовательно с каждым транзистором оказывается включенной индуктивность рассеивания соответствующей первичной обмотки трансформатора, то пики токов короткого замыкания источника будут ограничены.

Для возможности реализации в нулевой схеме инвертора однополярной ШИМ с целью улучшения качества она должна быть дополнена ключом переменного тока, образованного, например, двумя встречно-параллельно включенными управляемыми нулевыми вентилями (транзисторами), шунтирующей результирующую первичную или вторичную обмотки, как для второго случая показано на рис. 2.3.9.

Другой путь улучшения качества выходного напряжения инвертора связан с использованием дополнительной амплитудной модуляции импульсов выходного напряжения. Применительно к нулевой схеме инвертора это достигается секционированием первичной обмотки трансформатора и подключением к отводам дополнительных ключей переменного тока, выполненных аналогично выходному ключу на рис. 2.3.9. Схема такого инвертора приведена на рис. 2.3.10.

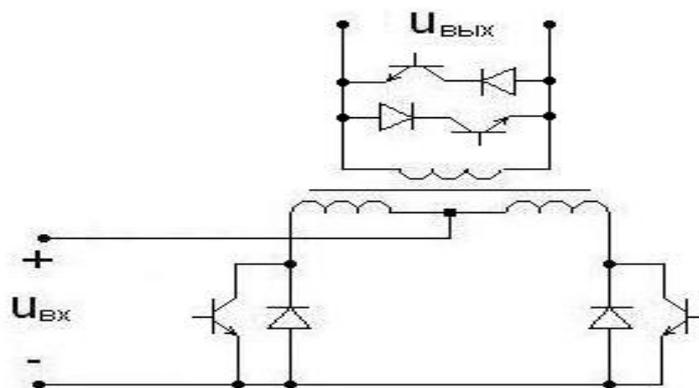


Рис. 2.3.9

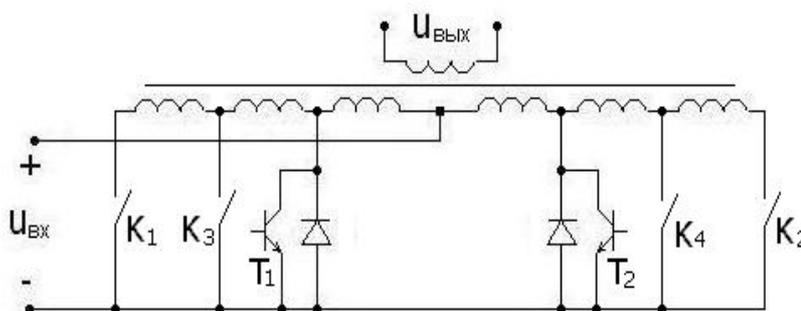


Рис. 2.3.10

При поочередном включении ключей  $K_1$ ,  $K_3$  и транзистора  $T_1$  формируется ступенчатая положительная полуволна выходного напряжения трансформатора за счет изменения парциальных коэффициентов трансформации подключенных обмоток трансформатора в соответствии с числами витков соответствующих частей первичной обмотки. Проблемы оптимальной аппроксимации синусоиды прямоугольно-ступенчатой функцией проанализированы в работах [25,26].

## 2.3.2. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

### 2.3.2.1. ТРЕХФАЗНЫЙ МОСТОВОЙ ИНВЕРТОР

Самая простая и самая распространенная схема трехфазного инвертора напряжения получается простым объединением по общему источнику входного напряжения трех полумостовых однофазных инверторов напряжения по схеме рис. 1.1.5,б, при этом при соединении фаз трехфазной нагрузки в звезду без нуля или треугольником не требуется наличие средней точки у источника входного напряжения, как показано на рис. 2.3.11.

В режиме 180-градусного управления сигналы управления на верхний и нижний транзисторы каждого плеча моста поступают в течение полупериода выходного напряжения с соответствующими фазовыми сдвигами для получения трехфазной системы, как показано на первых шести временных диаграммах рис. 2.3.12.

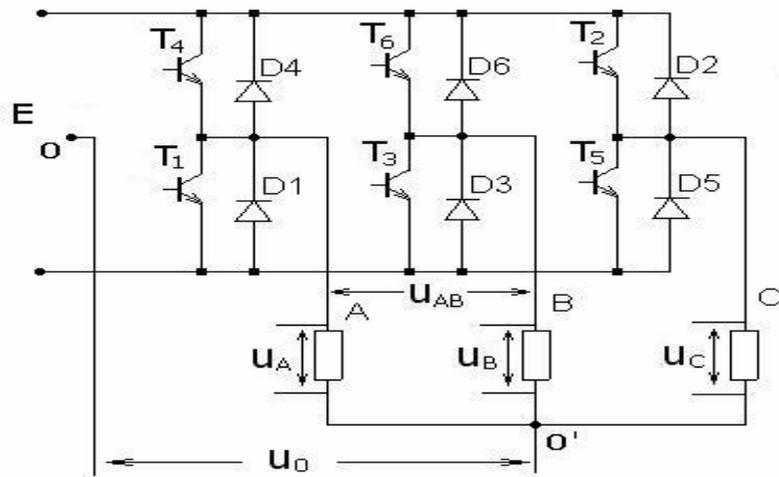


Рис. 2.3.11

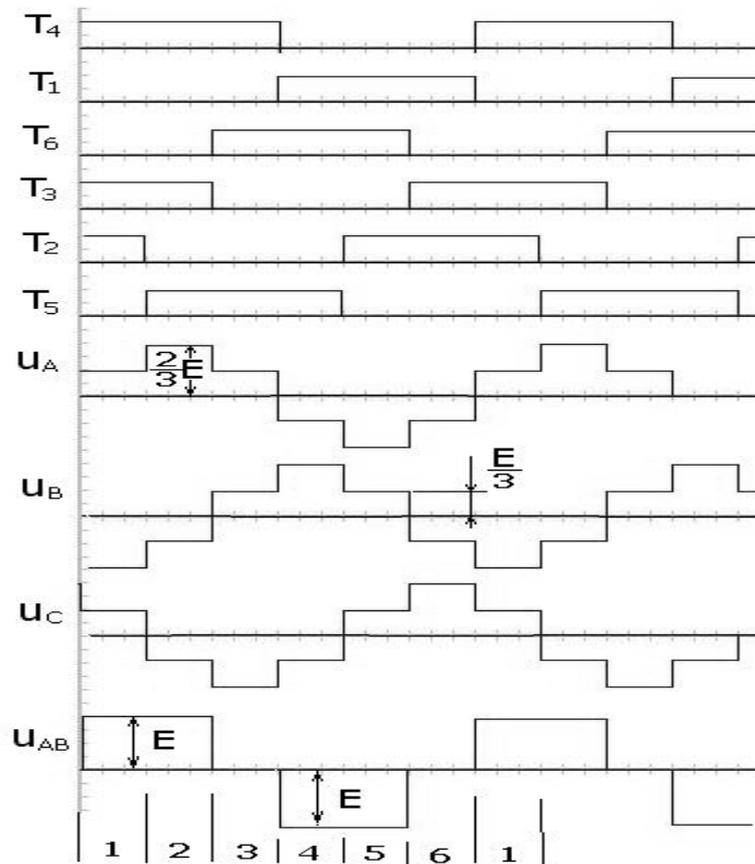


Рис. 2.3.12

На следующих трех диаграммах изображены кривые фазных напряжений трехфазной нагрузки и на последней диаграмме – кривая одного линейного напряжения. Шестиступенчатый характер диаграмм фазных напряжений инвертора свидетельствует о шести различных состояниях силовой схемы инвертора, интервалы существования которых обозначены цифрами 1-6 на рис. 2.3.12. Шесть схем замещения инвертора, соответствующие этим шести состояниям

силовой схемы, показаны на рис. 2.3.13. В шестом состоянии включены транзисторы  $T_2$ ,  $T_4$  и  $T_5$ . Фазы  $A$  и  $C$  нагрузки подключены к положительной шине входного источника питания  $E$ , а фаза  $B$  нагрузки подключена к отрицательной шине источника  $E$ . При одинаковых сопротивлениях фаз нагрузки на две параллельно соединенные фазы  $A$  и  $C$  будет приложена в положительном направлении треть напряжения источника, а на последовательно соединенную с ними фазу  $B$  – две трети напряжения источника питания, отрицательной полярности (минус на конце фазы нагрузки), что отражено соответствующей величиной ступеней фазных напряжений инвертора на первом интервале диаграммы рис. 2.3.12. Аналогично определяются по схемам замещения величины ступеней в фазных напряжениях инвертора и на всех остальных интервалах. Характерно, что каждое состояние отличается от предыдущего переключением только одной фазы нагрузки в противоположную полярность напряжения.

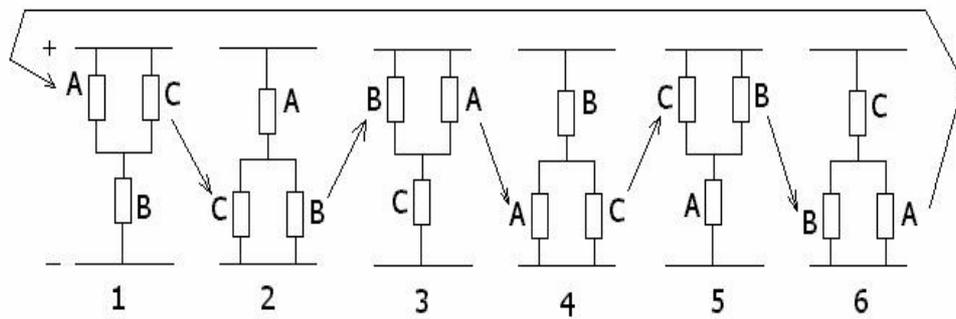


Рис. 2.3.13

По построенным фазным напряжениям легко определить и межфазное (линейное) напряжение, как это показано для линейного напряжения  $U_{AB}$ .

**Математическая модель инвертора в фазных переменных.** Полученная трехфазная система фазных напряжений нагрузки инвертора образует уравновешенную систему напряжений, так как

$$U_A + U_B + U_C = 0. \quad (2.3.4)$$

В то же время трехфазная система фазных напряжений плеч инвертора, отсчитываемая относительно условной средней точки  $O$  источника входного напряжения, уже не является уравновешенной, так как

$$\frac{1}{3}(U_{A_0} + U_{B_0} + U_{C_0}) = U_0, \quad (2.3.5)$$

Между нулевыми точками источника и нагрузки выделяется напряжение тройной частоты  $U_0$ , которое является напряжением нулевой последовательности трехфазной системы и равно сумме гармоник, кратных трем, содержащихся в фазных напряжениях плеч инвертора  $U_{A_0}$ ,  $U_{B_0}$ ,  $U_{C_0}$ .

Определим коммутационные функции вентильного комплекта преобразователя  $\psi_n$  для фаз  $A, B, C$ , связывающие входные и выходные переменные соотношениями вида (2.3.1). При этом будем основываться на алгоритме *180-градусного управления*, т.е. на взаимно-обратном характере коммутационных функций ключей (КФК), верхнего и нижнего транзистора в каждом плече моста, а именно:

$$\psi_1 + \psi_4 = 1, \quad \psi_2 + \psi_5 = 1, \quad \psi_3 + \psi_6 = 1. \quad (2.3.6)$$

Тогда с учетом этого коммутационные функции каждого плеча (КФП) трехфазного моста найдем через КФК очевидным образом:

$$\psi_{A0} = \psi_4 - \psi_1 = 2\psi_4 - 1, \quad \psi_{B0} = 2\psi_6 - 1, \quad \psi_{C0} = 2\psi_2 - 1. \quad (2.3.7)$$

Из уравнений связи между напряжениями инвертора с учетом (2.3.5) находим связь между фазными напряжениями инвертора и фазными напряжениями плеч моста:

$$\begin{aligned} u_A &= E\psi_A = u_{A_0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{A_0} - u_{B_0} - u_{C_0}), \\ u_B &= E\psi_B = u_{B_0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{B_0} - u_{C_0} - u_{A_0}), \\ u_C &= E\psi_C = u_{C_0} - u_0 = \frac{1}{3}(2u_{C_0} - u_{A_0} - u_{B_0}). \end{aligned} \quad (2.3.8)$$

В свою очередь для фазных напряжений плеч моста можно записать

$$\begin{aligned} u_{A_0} &= \frac{E}{2}\psi_{A_0} = (\psi_4 - \psi_1)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_4 - 1), \\ u_{B_0} &= \frac{E}{2}\psi_{B_0} = (\psi_6 - \psi_3)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_6 - 1), \\ u_{C_0} &= \frac{E}{2}\psi_{C_0} = (\psi_2 - \psi_5)\frac{E}{2} = \frac{E}{2}(2\psi_2 - 1). \end{aligned} \quad (2.3.9)$$

После подстановки (2.3.9) в (2.3.8) и преобразований получим связь между коммутационными функциями фаз нагрузки (КФФ) и коммутационными функциями ключей инвертора (КФК):

$$\begin{aligned} \psi_A &= \frac{1}{3}(2\psi_4 - \psi_6 - \psi_2), \\ \psi_B &= \frac{1}{3}(2\psi_6 - \psi_2 - \psi_4), \\ \psi_C &= \frac{1}{3}(2\psi_2 - \psi_4 - \psi_6). \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

Из (2.3.5) с учетом (2.3.9) можно получить коммутационную функцию  $\psi_n$  напряжения нулевой последовательности (КФН), действующего между нулевыми токами источника и нагрузки, из соотношения

$$u_0 = E\psi_n = E\left(\frac{\psi_4 + \psi_6 + \psi_2}{3} - \frac{1}{2}\right),$$

откуда

$$\psi_n = \frac{1}{3}(\psi_4 + \psi_6 + \psi_2) - \frac{1}{2}. \quad (2.3.11)$$

При соединении нагрузки инвертора не в звезду, а в треугольник удобно оперировать с коммутационными функциями линейных напряжений (КФЛ), которые просто выражаются через коммутационные функции фазных напряжений КФФ:

$$\begin{aligned} \psi_{AB} &= \psi_A - \psi_B = \psi_4 - \psi_6, \\ \psi_{BC} &= \psi_B - \psi_C = \psi_6 - \psi_2, \\ \psi_{CA} &= \psi_C - \psi_A = \psi_2 - \psi_4. \end{aligned} \quad (2.3.12)$$

Из выражений (2.3.10) для КФФ следует, что в трехфазном мостовом инверторе фазное напряжение на нагрузке определяется коммутационными функциями ключей (КФК) анодной (катодной) группы всех трех фаз. Это обуславливает **специфику управления** инвертором напряжения при ШИМ, заключающуюся в том, что невозможно управлять напряжением в каждой фазе, воздействуя только на один канал управления ключами этой фазы.

Теперь найдем связь входного тока инвертора  $i_n$  с токами фаз нагрузки, исходя из уравнения баланса мгновенных мощностей на входе и выходе инвертора

$$Ei_n = i_A u_A + i_B u_B + i_C u_C = E(i_A \psi_A + i_B \psi_B + i_C \psi_C), \quad (2.3.13)$$

что с учетом (2.3.10) дает

$$i_n = i_A \psi_4 + i_B \psi_6 + i_C \psi_2. \quad (2.3.14)$$

По этому соотношению можно построить форму тока на входе инвертора по известной форме тока в фазах нагрузки, определяемой заданной формой напряжения на нагрузке.

Для нахождения форм токов в транзисторе и диоде ключей моста через токи фаз выразим ток транзистора, учитывая его одностороннюю проводимость, с помощью его коммутационной функции, например для фазы  $A$ :

$$i_{T_4} = \frac{1}{2}(i_A \psi_4 + |i_A| \psi_4) = \psi_4 \frac{i_A + |i_A|}{2}. \quad (2.3.15)$$

Тогда ток встречно-параллельного обратного диода

$$i_{D_4} = \Psi_4 \frac{|i_A| - i_A}{2}. \quad (2.3.16)$$

Эти два соотношения позволяют рассчитать загрузку вентиля по среднему и действующему значениям анодного тока в функции токов фаз нагрузки и принятого алгоритма управления вентилями, определяющего вид коммутационной функции вентиля.

На рис. 2.3.14 показаны диаграммы, иллюстрирующие вид введенных коммутационных функций и построенных с их помощью токов вентиля и входа инвертора при синусоидальной ШИМ.

Первая диаграмма показывает алгоритм формирования КФП трех фаз инвертора  $\Psi_{A_0}$ ,  $\Psi_{B_0}$ ,  $\Psi_{C_0}$ , изображенных на трех следующих диаграммах. Переключение КФП происходит по точкам сравнения симметричного пилообразного напряжения с синусоидальным модулирующим напряжением соответствующей фазы, в результате чего реализуется двухполярная синусоидальная двусторонняя ШИМ с кратностью  $N = 12$ . Вслед за диаграммами КФП следует диаграмма КФФ фазы  $A$ , определяющая форму фазного напряжения инвертора, а за ними изображена КФЛ, формирующая кривую линейного напряжения  $u_{AB}$ . На следующих двух диаграммах соответственно приведены форма тока транзистора  $T_4$  и ток на входе инвертора  $i_{\text{п}}$ . При построении диаграмм токов считалось, что токи в фазах нагрузки представлены своими гладкими составляющими (здесь совпадающими с их первыми гармониками). При активно-индуктивной нагрузке на выходе инвертора первая гармоника тока в фазе отстает от первой гармоники напряжения фазы на угол  $\varphi_{(1)}$ .

Из диаграммы входного тока инвертора  $i_{\text{п}}$  следует, что этот ток, во-первых, имеет разрывной (скачкообразный) характер и, во-вторых, на коротких интервалах времени может менять свой знак, как на рис. 2.3.2. Поэтому источник входного напряжения должен быть безындуктивным и, кроме того, способным пропускать импульсы тока в обоих направлениях. Этим требованиям удовлетворяет только аккумулятор. Если же постоянное напряжение получается с выхода выпрямителя, то на вход инвертора необходимо включить фильтровой конденсатор, через который и замкнутся скачки входного тока, а его гладкая составляющая замкнется через выпрямитель.

На последних трех диаграммах (рис. 2.3.14), относящихся к следующему разделу, приведены модуль обобщенного вектора напряжения инвертора и его реальная и заданная фазы, отсчитываемые в пределах одного полного оборота обобщенных векторов в комплексной плоскости.

В случае высоких частотах выходного напряжения инвертора частота коммутации вентиля при синусоидальной ШИМ с кратностью 12 и выше может превысить предельно допустимую частоту коммутации вентиля. Особенно это актуально для GTO-тиристоров, у которых предельная частота коммутации сегодня не превосходит 1 кГц, а также для мощных IGBT-транзисто-

Рис. 2.3.14

ров, где эти ограничения лежат на уровне нескольких килогерц. К тому же значения реактивных сопротивлений индуктивностей реальных нагрузок на высоких частотах (индуктивности рассеивания трансформаторов, асинхронных двигателей) обычно обеспечивают приемлемое сглаживание пульсаций в токах фаз инвертора при частотах коммутации, не превышающих предельно допустимых. В этих случаях для формирования кривой выходного напряжения и регулирования величины его первой гармоники приемлемым оказывается способ широтно-импульсного регулирования (ШИР). Формы фазного и линейного напряжений трехфазного мостового инвертора при шестикратном ШИР приведены на рис. 2.3.15. Кривая напряжения сформирована путем очередного пребывания схемы в тех же шести состояниях, что и на рис. 2.3.12, разделенных нулевыми паузами. Последние формируются путем одновременного подключения всех фаз нагрузки или к положительной шине источника входного напряжения или к отрицательной шине. Разновидности видов ШИР трехфазных инвертора рассмотрены в [27].

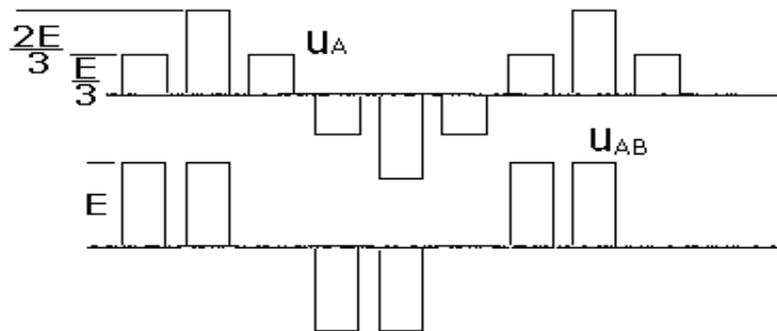


Рис. 2.3.15

**Математическая модель инвертора при преобразовании координат (в ортогональные двухфазные).** Рассмотренная математическая модель инвертора построена в фазных координатах, которые являются естественными и дают реальные напряжения и токи и в модели и в реальной установке. Вместе с тем модель в фазных координатах имеет и недостатки.

1. Трудность расчета электромагнитных процессов в такой модели, когда нагрузка содержит переменные параметры. Такой распространенной нагрузкой инвертора являются машины переменного тока (асинхронные и синхронные), модель которых, как известно из теории электрических машин [28], имеет периодически изменяющиеся параметры (индуктивности обмоток) даже при работе машины в установившемся режиме.

2. Число каналов управления инвертором (три модулирующих сигнала при ШИМ для трехфазного инвертора с соединением нагрузки в звезду без нуля или треугольник) превышает число независимо регулируемых переменных (токи двух фаз нагрузки, так как ток третьей фазы однозначно определяется через токи двух фаз в соответствии с первым законом Кирхгофа).

Эти недостатки естественных координат для данного объекта можно устранить полностью либо частично, если перейти к модели инвертора в ортогональной системе координат или, что аналогично, к модели инвертора в плоскости комплексного переменного, называемую моделью инвертора для обобщенных векторов.

*Обобщенный вектор* в комплексной плоскости определяется как следующая композиция из трех переменных, например для фазного выходного напряжения инвертора в неподвижной  $\alpha, \beta$  - системе координат:

$$\dot{i} = u_{\alpha} + ju_{\beta} = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C), \quad (2.3.17)$$

где

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (2.3.18)$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

есть единичные операторы поворота соответственно на  $120^\circ$  и  $240^\circ$ .

После их подстановки в (2.3.17) получаем

$$\dot{i} = u_{\alpha} + ju_{\beta} = u_A + j\frac{u_B - u_C}{\sqrt{3}} = u_A + j\frac{u_{BC}}{\sqrt{3}}. \quad (2.3.19)$$

Модуль обобщенного вектора

$$|\dot{i}| = \sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \quad (2.3.20)$$

и его фаза

$$\theta = \arctg \frac{u_{\beta}}{u_{\alpha}}. \quad (2.3.21)$$

Для трехфазной симметричной системы синусоидальных напряжений единичной амплитуды обобщенный вектор в плоскости комплексного переменного будет представлен вектором единичной амплитуды, который равномерно вращается со своей угловой частотой.

При прямоугольно-ступенчатой форме выходного напряжения трехфазного инвертора (см. рис. 2.3.12) для модуля обобщенного вектора получаем единицу во всех состояниях, а фаза обобщенного вектора скачком увеличивается на  $60^\circ$  при каждой смене состояний, как показано на рис. 2.3.16. Если изобразить обобщенный вектор на комплексной плоскости, то он будет иметь шесть дискретных положений, скачком переходя в моменты коммутации из текущего в следующее по порядку (рис. 2.3.17,а). Формируемая при ШИМ еще и нулевая пауза в выходных напряжениях инвертора соответствует состоянию, когда все фазы нагрузки подключаются к положительной шине ис-

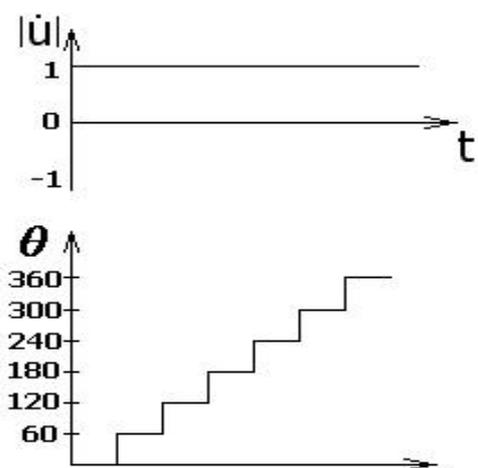


Рис. 2.3.16

точника питания (код состояния 111) или к отрицательной шине источника (код состояния 000). Здесь состояния инвертора закодированы трехразрядным двоичным числом, где присутствие единицы в первой, второй и третьей позиции числа соответствует единичным значениям коммутационных функций ключей 4, 6, 2 моста инвертора.

**Таким образом,** силовая схема инвертора может находиться в **восьми состояниях**: в шести возможных активных состояниях и двух пассивных (нулевых). Синтез алгоритма управления инвертором содержательно сводится к заданию порядка смены состояний

(очередности коммутаций вентилях) и длительностей пребывания в каждом из них.

Если оперировать не с мгновенными значениями обобщенного вектора напряжения, а с его средними значениями на интервале такта, т.е. перейти к *гладкой составляющей* изменения обобщенного вектора, то в пределах сектора  $60^\circ$  между двумя средними положениями двух смежных обобщенных векторов напряжений  $i_1$  и  $u_2$  можно получить любое положение усредненного вектора заданной величины (гладкую составляющую), как это показана на рис. 2.3.17,б. Его величина и фаза определяется в соответствии с уравнением

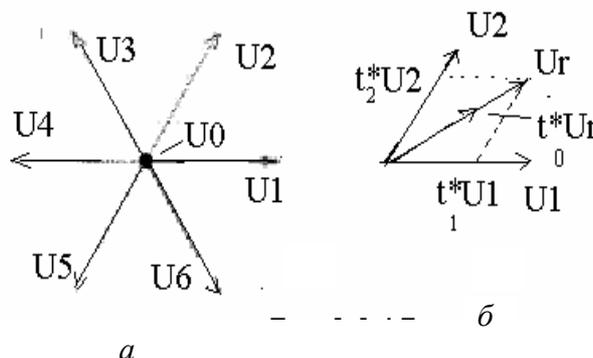


Рис. 2.3.17

$$\dot{i} = t_1^* \dot{i}_1 + t_2^* \dot{i}_2 + t_3^* \dot{i}_0, \quad (2.3.22)$$

где  $\dot{i}_0$  – нулевой вектор напряжения, определяемый состояниями 000 и 111 вентилях инвертора;  $t_1^*$ ,  $t_2^*$ ,  $t_3^*$  – относительные длительности включения векторов  $\dot{i}_1$ ,  $\dot{i}_2$ ,  $\dot{i}_0$ , отсчитанные в долях периода тактовой частоты коммутаций в инверторе при ШИМ.

При этом возможно множество вариантов технической реализации в системе управления инвертором алгоритма (2.3.22) за счет изменения порядка следования во времени слагаемых в этом уравнении и за счет различных способов получения вектора нулевого напряжения. Это и определяет известное множество алгоритмов управления инвертором по обобщенному вектору, которое будет рассмотрено в главе по системам управления преобразователями.

Тем не менее уже сейчас можно отметить, что формально синтез алгоритма управления инвертором сводится в конечном итоге к синтезу трех коммутационных функций фазных напряжений (КФФ) в плоскости действительных переменных или одного обобщенного вектора коммутационной функции фазного напряжения (ОКФФ) в плоскости комплексного переменного, определяемого аналогично (2.3.19)

$$i = \frac{2}{3} E(\psi_A + \psi_B a + \psi_C a^2) = E\psi = E(\psi_\alpha + j\psi_\beta) = E\left(\psi_A + j\frac{\psi_{BC}}{\sqrt{3}}\right).$$

За критерий оптимизации формы коммутационной функции в конкретной ситуации может быть принят один из следующих:

- минимизация гармоник заданной частоты в выходном напряжении;
- минимизация интегральных коэффициентов гармоник выходного напряжения соответствующего порядка (обычно первого), определяемого видом нагрузки;
- ограничение на заданном уровне максимальной частоты коммутации вентиляей.

Кроме системы неподвижных ортогональных осей  $\alpha$ ,  $\beta$ -координат при переменной частоте напряжения инвертора применяют ортогональную вращающуюся с произвольной переменной скоростью систему  $x, y$ -координат [28]. Ее важным частным случаем является система  $d, q$ -координат, вращающаяся с постоянной скоростью, определяемой частотой напряжения инвертора. Формулы перехода от  $\alpha$ ,  $\beta$ -координат к  $d$ ,  $q$ -координатам имеют вид

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix}, \quad (2.3.23)$$

а формулы обратного перехода аналогичны, поскольку обратная матрица преобразования здесь подобна первоначальной матрице.

В  $d$ ,  $q$ -координатах, или, как их еще называют, синхронных координатах, трехфазная синусоидальная система напряжений представляется уже неподвижным вектором с фиксированными (постоянными) проекциями на  $d$ ,  $q$ -оси, вращающиеся с синхронной скоростью. Такое представление упрощает, как будет показано в соответствующем разделе по управлению, реализацию регуляторов системы управления, работающих с сигналами постоянного тока, а не переменного тока.

#### 2.3.2.2. ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ ТРЕХ ОДНОФАЗНЫХ МОСТОВЫХ СХЕМ

Возможны два варианта такого инвертора. Если у трехфазной нагрузки доступны оба конца каждой фазы, то отдельные фазы нагрузки просто подключаются к выходу каждого однофазного моста. Такая ситуация возможна

при питании от инвертора напряжения трехфазного двигателя переменного тока (асинхронного или синхронного) при наличии на двигателе выводов от всех концов обмоток. Но при независимом формировании методом однополярной синусоидальной ШИМ фазных напряжений в каждом однофазном инверторе полученная трехфазная система будет неуравновешенной, так как

$$u_A + u_B + u_C \neq 0, \quad (2.3.24)$$

и вследствие этого в фазных токах появятся гармоники нулевой последовательности, дополнительно загружающие инвертор и электрическую машину. Для их исключения необходимо согласованно управлять однофазными мостами инвертора, обеспечивая уравновешенность трехфазной системы напряжений [23].

Второй вариант инвертора для трехфазной нагрузки с тремя доступными выводами требует применения трех однофазных выходных трансформаторов, при соединении вторичных обмоток которых в звезду (рис. 2.3.18) исключается возможность протекания токов нулевой последовательности в нагрузке.

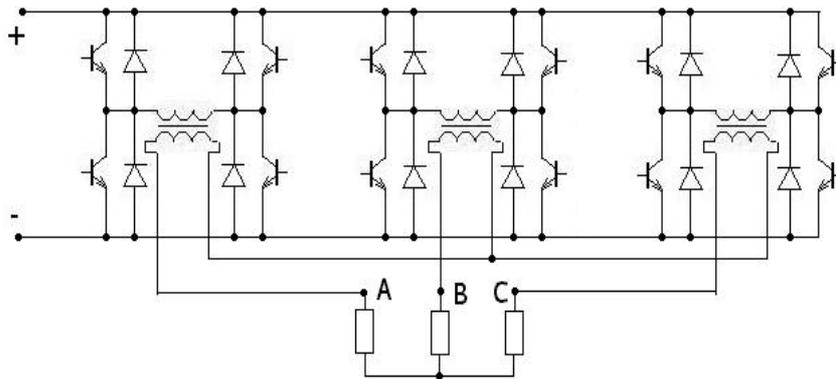


Рис. 2.3.18

Сравнивая два вида рассмотренных трехфазных инверторов напряжения, отметим их отличительные признаки. Трехфазные инверторы на базе однофазных мостовых схем можно назвать одноступенчатыми с ШИМ, так как их выходное напряжение в каждой полуволне имеет только одну ступень напряжения, отличную от нулевой, а именно ступень  $E$ . Модуль обобщенного вектора напряжения трехфазного инвертора также имеет только один уровень. Трехфазные мостовые инверторы можно в этом случае назвать двухступенчатыми с ШИМ, так как их выходное фазное напряжение имеет две возможные ступени напряжения  $\frac{E}{3}$  и  $\frac{2}{3}E$ . Модуль обобщенного вектора напряжения, как было показано, также имеет только один уровень. Можно построить схемы трехфазных инверторов напряжения с большим числом ступеней в выходном напряжении, что априорно улучшит геометрически форму выходного напряжения инвертора и приведет к появлению в математической модели инвертора нескольких возможных уровней модуля обобщенного вектора напря-

жения инвертора. По этому признаку различают *многоуровневые инверторы напряжения* (трехуровневые, пятиуровневые, семиуровневые). Технически это достигается за счет добавления с методу ШИМ формирования кривой выходного напряжения еще и метода амплитудной модуляции. Последнее возможно при наличии нескольких уровней напряжения у входного источника питания. Такие усложненные схемы инверторов оправданы при больших мощностях (более тысячи киловатт), когда улучшение качества выходного напряжения за счет добавления амплитудной модуляции компенсирует его ухудшение, вызываемое снижением допустимой *кратности коммутации* на верхних частотах выходного напряжения.

### 2.3.3. ТРЕХУРОВНЕВЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР

Схема трехуровневого трехфазного инвертора напряжения показана на рис. 2.3.19. Здесь каждое плечо классического трехфазного инвертора состоит из двух последовательно включенных полностью управляемых вентилей, шунтированных обратными диодами. Дополнительные диоды соединяют нулевую точку источника входного напряжения со средними точками плеч инвертора, образованные последовательно соединенными вентилями. В качестве полностью управляемых вентилей в мощных инверторах используют GTO-тиристоры или IGCT-тиристоры, которые и изображены в схеме рис. 2.3.19.

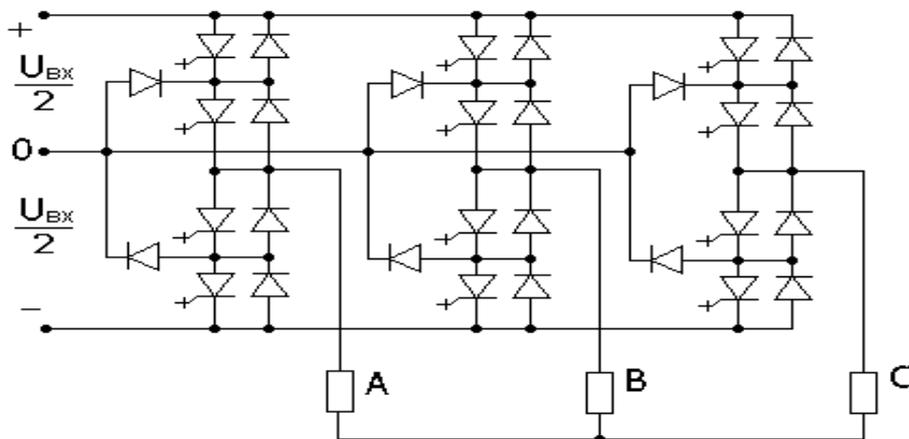


Рис. 2.3.19

Первому (наибольшему) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения инвертора (рис. 2.3.20,а), как и у одноуровневого инвертора, с тем только отличием, что каждая фаза нагрузки подключена через два последовательных открытых тиристора к положительному или отрицательному полюсу источника входного напряжения. Ступени напряжения на фазах нагрузки в этом состоянии могут быть равны  $\frac{1}{3}U_{\text{ВХ}}$  или  $\frac{2}{3}U_{\text{ВХ}}$ . Шести подобным схемам замещения инвертора соответ-

вуют шесть векторов обобщенного вектора напряжения наибольшего уровня, изображенных на рис. 2.3.17.

Второму (промежуточному) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения инвертора, приведенная на рис. 2.3.20,б. Здесь две фазы нагрузки подключаются к двум различным полюсам источника входного напряжения, а третья фаза через один из внутренних тиристоров подключается к средней точке источника. Ступени напряжения на двух фазах нагрузки равны  $\pm \frac{1}{2} U_{\text{вх}}$ , а на третьей фазе – нулевому напряжению. Для изо-

браженного случая модуль обобщенного вектора напряжения равен  $\frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{3}}$ ,

а его фаза равна  $30^\circ$ . Здесь также возможны шесть векторов с таким модулем и с фазами, различающимися между двумя соседними векторами на  $60^\circ$ .

Третьему (наименьшему) уровню модуля обобщенного вектора напряжения соответствует схема замещения, показанная для одного из состояний на рис. 2.3.20,в. При этом две фазы нагрузки подключены к одному полюсу входного источника, а третья фаза – через внутренний тиристор к нулевой точке источника, т.е. как бы нагрузка питается от одной половинки входного источника. Ступени напряжения на фазах нагрузки равны  $\frac{1}{3} U_{\text{вх}}$  и  $\frac{1}{6} U_{\text{вх}}$ .

Модуль обобщенного вектора напряжения при этом в соответствии с (2.3.20) равен  $\frac{U_{\text{вх}}}{3}$ , а его фаза для изображенного случая равна нулю. Возможны

шесть подобных состояний инвертора, имеющие ту же величину модуля обобщенного вектора и фазовые сдвиги, нарастающие по  $60^\circ$  при переходе от соответствующих последовательностей состояний типа рис. 2.3.13 с питанием от половины источника.

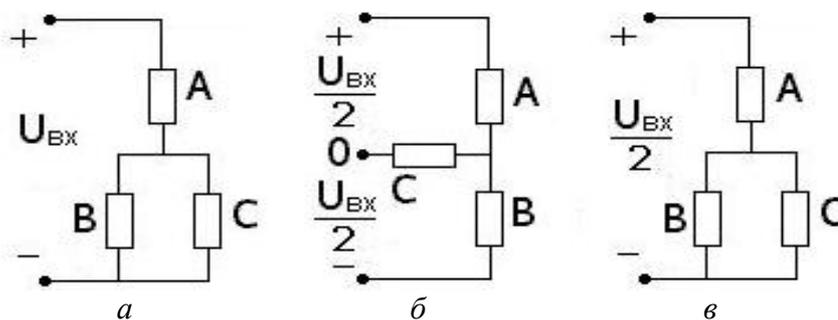


Рис. 2.3.20

**Таким образом,** трехуровневый инвертор, имея в три раза большее (восемнадцать) число возможных положений обобщенного вектора напряжения, чем одноуровневый инвертор, позволяет более качественно сформировать кривую напряжения на нагрузке за счет использования еще и амплитудной модуляции обобщенного вектора выходного напряжения.

### 2.3.4. ПЯТИУРОВНЕВЫЕ И $m$ -УРОВНЕВЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

При выполнении трехуровневых инверторов на IGBT-транзисторах с предельными параметрами на сегодня достигнуты мощности порядка 1000 кВт. Дальнейшее наращивание мощности инверторов для решения задач большой электроэнергетики приводит к необходимости выполнять их на GTO-тиристорах или IGCT-тиристорах, имеющих более высокие значения рабочих напряжений и токов, но, к сожалению, меньшие предельные частоты коммутации, обычно в сотни герц. С другой стороны, с ростом мощности и напряжения инвертора повышаются требования к качеству его выходного напряжения, которое невозможно теперь сформировать методами синусоидальной ШИМ из-за низкой допустимой частоты коммутации тиристоров с полным управлением. Поэтому единственной возможностью улучшения качества выходной энергии инвертора напряжения большой мощности является использование амплитудной модуляции, позволяющей сформировать ступенчатую кривую выходного напряжения, аппроксимирующую синусоиду.

Известны два подхода к достижению этой цели. Первый подход основан на секционировании (емкостным делителем) общего источника питания постоянного напряжения. Для получения  $m$ -уровней в полуволне выходного напряжения инвертора требуется  $m-1$  емкостей в делителе напряжения. Из такого же количества ключей (вентилей с полным управлением) будет состоять и каждое плечо инвертора. Пример одной фазы такого пятиуровневого инвертора приведен на рис. 2.3.21, а форма его выходного напряжения будет иметь вид пятиступенчатой аппроксимации каждой полуволны синусоиды.

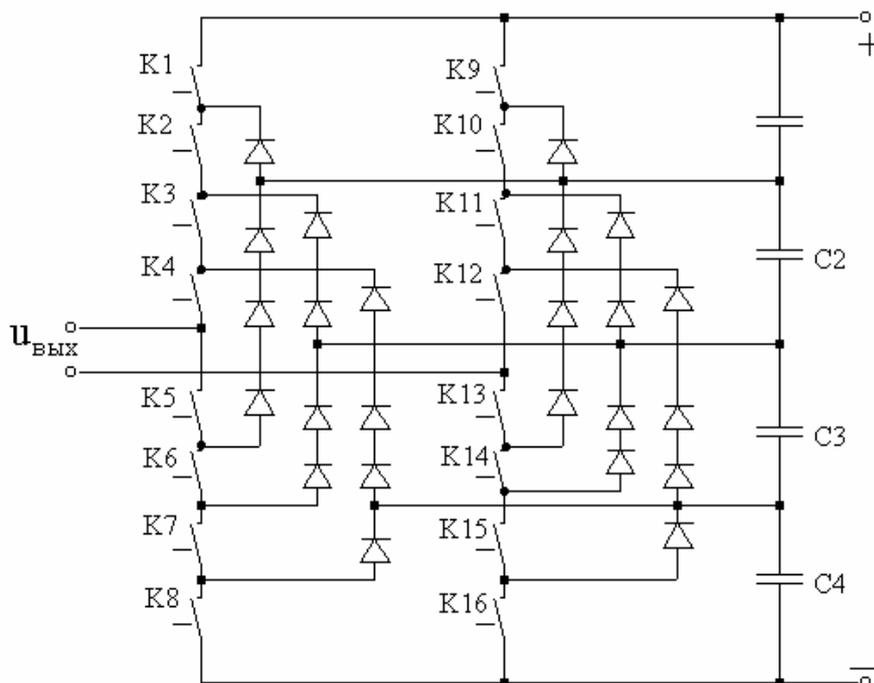


Рис. 2.3.21

Напряжение на каждом элементе схемы ограничено уровнем напряжения одного конденсатора делителя входного напряжения, которое здесь равно  $U_{вх}/4$ . Это обеспечивается соответствующим включением блокирующих диодов. Платой за улучшение качества выходного напряжения является большое число диодов на высокие напряжения и трудности управления по равномерному распределению напряжения источника питания между конденсаторами делителя напряжения. Возможен вариант этой схемы с заменой блокирующих диодов конденсаторами с плавающим (не фиксированным) уровнем напряжения на них [29].

Второй подход к построению *многоуровневого инвертора* напряжения основан на использовании в каждой фазе последовательного включения  $(m-1)$  однофазных мостовых ячеек инверторов напряжения, имеющих отдельные источники питания постоянного напряжения. Схема трехфазного инвертора напряжения, образованного из таких каскадов однофазных ячеек, соединенных в звезду, показана на рис. 2.3.22.

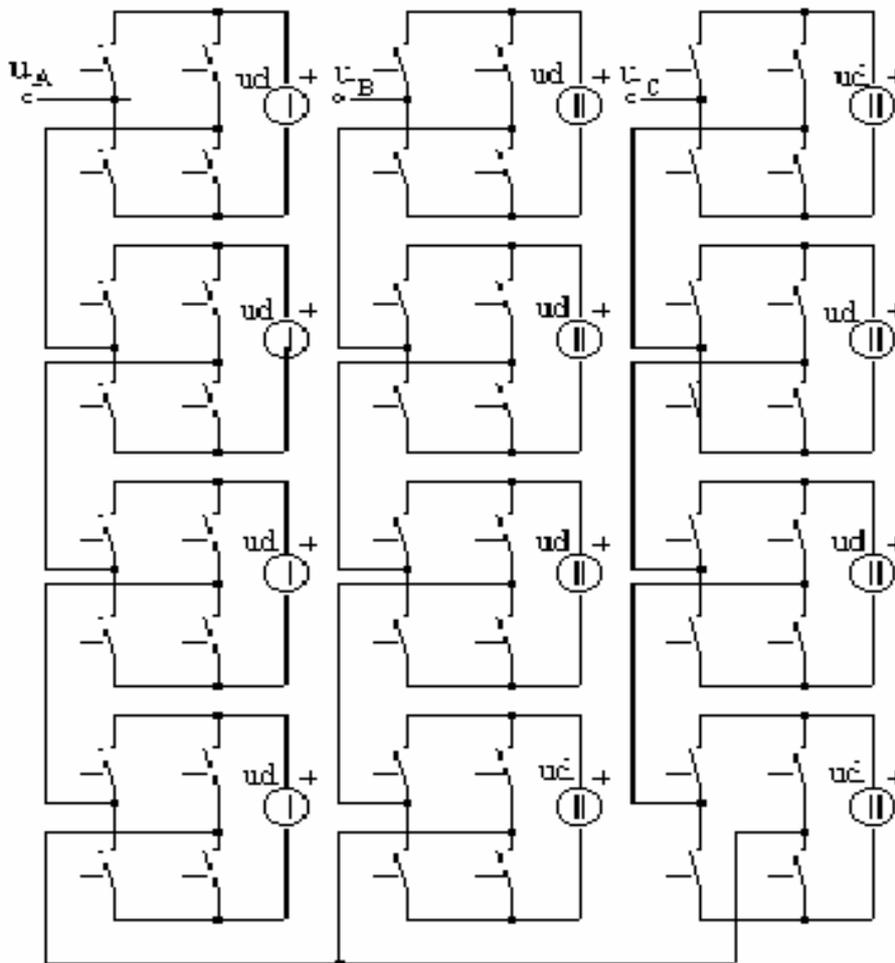


Рис. 2.3.22

Форма кривой фазного напряжения инвертора такая же, как в предыдущей схеме. Амплитудная модуляция выходного напряжения каскада ячеек обеспечивается различной продолжительностью импульсов напряжения отдельных ячеек. Затраты на собственно инвертор здесь меньше, чем при первом подходе, но возрастают затраты на создание  $(m-1)$  независимых источников постоянных напряжений  $u_d$  для каждой ячейки инвертора. Это потребует многообмоточного трансформатора и  $3(m-1)$  выпрямителей с емкостными фильтрами для трехфазного  $m$ -уровневого инвертора.

## ВОПРОСЫ К ГЛАВЕ 2

- 1.1. Какие известны типы автономных инверторов?
- 1.2. В чем основные отличия схем инверторов напряжения от схем инверторов тока?
- 1.3. Какие особенности у внешней характеристики инвертора тока?
- 1.4. Как можно регулировать величину выходного напряжения инвертора тока?
- 1.5. Какими модификациями схемы инвертора тока можно ограничить рост напряжения холостого хода инвертора тока?
- 1.6. Что дает применение вентиля обратного тока в резонансных инверторах?
- 2.7. Какими преимуществами обладает транзисторный резонансный инвертор перед тиристорным?
- 2.8. Как регулируется выходное напряжение у инверторов напряжения?
- 2.9. Какие свойства у резонансного инвертора класса  $E$ ?
- 2.10. В чем отличие ШИР от ШИМ в инверторах напряжения?
- 2.11. Какая особенность спектра выходного напряжения инвертора напряжения при синусоидальной двухсторонней ШИМ 2?
- 2.12. Как определяется обобщенный вектор трехфазного инвертора напряжения?
- 2.13. Сколько активных и нулевых состояний у обобщенного вектора трехфазного мостового инвертора напряжения?
- 2.14. Как выражаются компоненты обобщенного вектора в  $\alpha$ ,  $\beta$  и  $d$ ,  $q$  осях?
- 2.15. В чем отличие трехуровневого инвертора напряжения от одноуровневого?
- 2.16. Как строить многоуровневые инверторы напряжения?
- 2.17\*. В каких типах инверторов возможна рекуперация энергии из нагрузки и почему?

## 3. РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

### 3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

*Регуляторами переменного напряжения* в силовой электронике называются преобразователи переменного напряжения в переменное же напряжение той же частоты, но с регулируемой величиной напряжения. Они позволяют плавно, бесконтактно, быстро изменять переменное напряжение на нагрузке в отличие от громоздких, инерционных традиционных устройств его регулирования 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 переменного напряжения* 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.

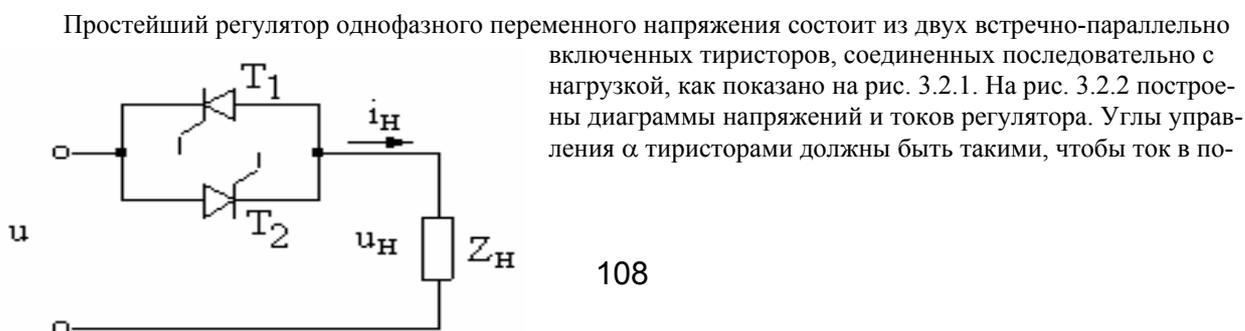
2. *По принципу вольтодобавки*, когда последовательно с источником переменного входного напряжения вводится дополнительное напряжение, так что напряжение на нагрузке определяется векторной суммой двух указанных напряжений. Напряжение вольтодобавки, как правило, вводится с помощью трансформатора. Возможны 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 и 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.

### 3.2. РЕГУЛЯТОРЫ С ФАЗОВЫМ СПОСОБОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

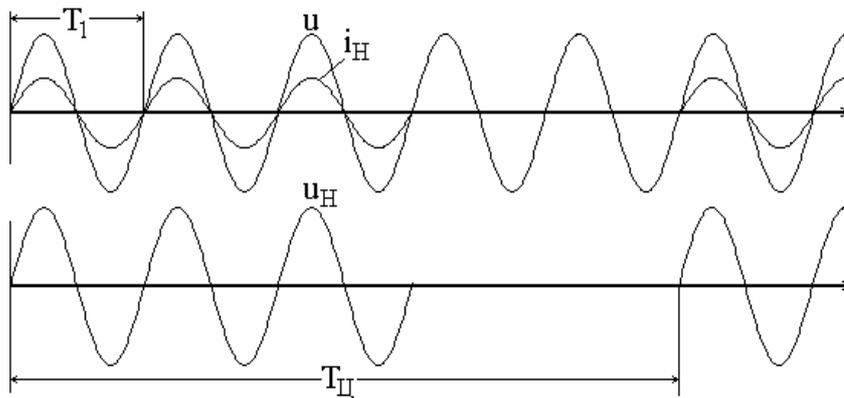
#### 3.2.1. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ РЕГУЛЯТОРОВ



следовательной активно-индуктивной нагрузке был прерывистым. Соотношение для угла регулирования  $\alpha$ , длительности протекания тока через тиристор  $\lambda$  и параметров нагрузки  $L_n, R_n$  здесь такое же, как (2.2.5) у однофазного выпрямителя в режиме прерывистого тока (см. параграф 2.2 части 1 [1]). Увеличение угла регулирования  $\alpha$  приводит к уменьшению  $\lambda$  и росту искажения кривой напряжения на нагрузке  $U_n$  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 за счет ухудшения его формы вследствие уменьшения длительности протекания  $\lambda$ .

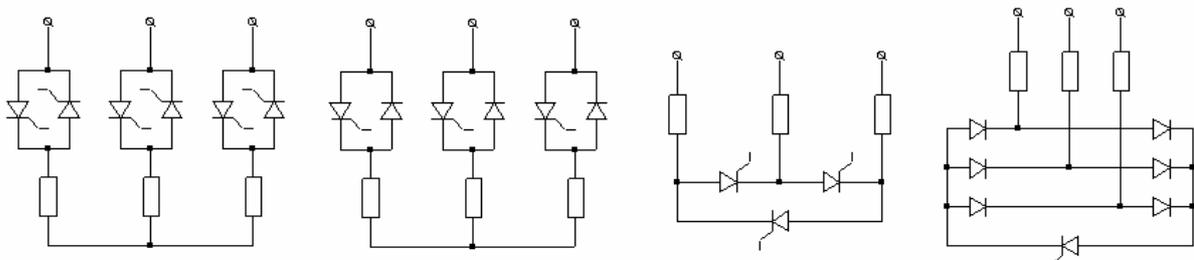
**РИС. 3.2.2**

Возможен и другой способ регулирования переменного напряжения в этой схеме – широтно-импульсное регулирование при естественной коммутации. На рис. 3.2.3 показаны диаграммы входного напряжения и входного 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 входного тока регулятора  $T_{\Pi}$  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 (*фликкер-эффект*), нормы которого устанавливаются ГОСТом на качество электроэнергии.



Улучшен ременного на  
пряжения, основные схемы которых приведены на рис. 3.2.4. Схема на рис. 3.2.4,а объединяет три однофазных регулятора

и при отсутствии нулевого провода характеризуется лучшим качеством выходного фазного напряжения, как в шестипульсовой схеме, а не как в двухпульсовой схеме однофазного регулятора. Форма напряжения на фазе нагрузки и ток фазы показаны на рис. 3.2.5,а,б для активной и активно-индуктивной нагрузки соответственно (см. [6] части 1). Более простая схема регулятора на рис. 3.2.4,б характеризуется худшим качеством выходного напряжения, проявляющимся в неодинаковости форм полуволн фазного напряжения, но без постоянной составляющей в нем. Схемы регуляторов на рис. 3.2.4,в,г применимы при условии доступности всех шести концов трехфазной нагрузки. При использовании трансформатора в регуляторе возможно более качественное регулирование переменного напряжения за счет использования комбинации фазового и амплитудного способов регулирования [30-32].



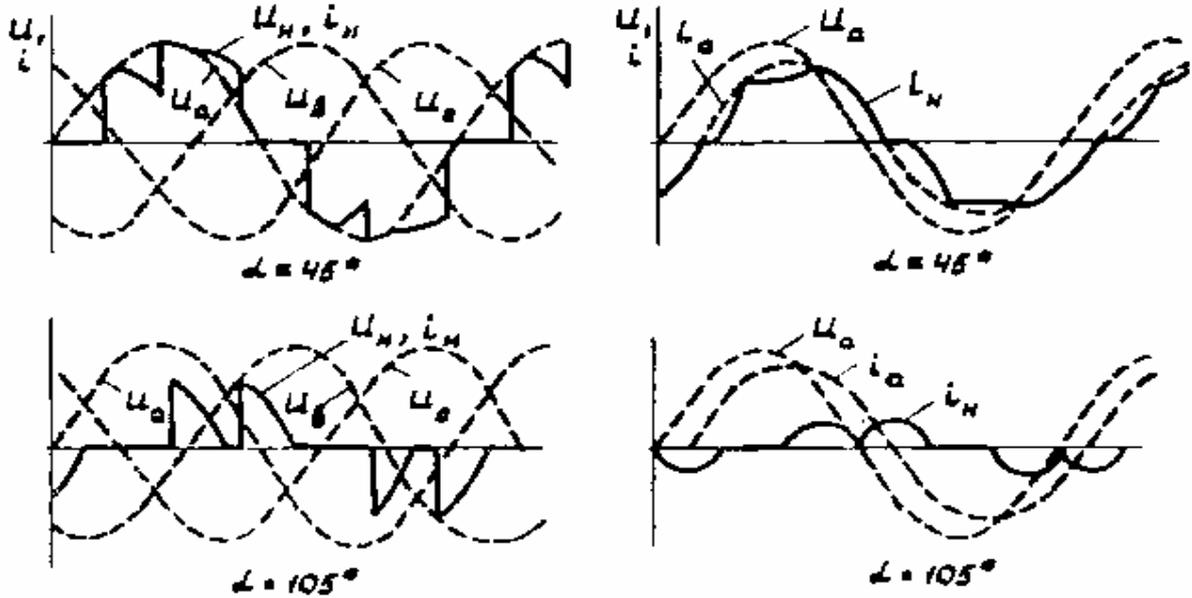
а

б

в

г

Рис. 3.2.4



**Регулировочные характеристики.** Для регуляторов переменного напряжения значимы два вида регулировочных характеристик в зависимости от характера нагрузки. При работе на активную нагрузку показательной является зависимость действующего значения выходного напряжения регулятора от угла регулирования  $\alpha$ . Для однофазного регулятора эта регулировочная характеристика принимает следующий вид:

$$C_{p.d} = \frac{U_H}{U_1} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_1 \sin \vartheta)^2 d\vartheta} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}. \quad (3.2.1)$$

При работе на асинхронный двигатель (в первом приближении активно-индуктивная нагрузка) показательной является зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от угла  $\alpha$ . Для однофазного регулятора эту регулировочную характеристику получаем при разложении кривой выходного напряжения в ряд Фурье, а синусная составляющая первой гармоники будет:

$$U_{H(1)}^s = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \sqrt{2}U_1 \sin \vartheta \cdot \sin \vartheta d\vartheta = \frac{1}{\pi} \left[ \lambda - \frac{\sin 2(\alpha + \lambda) - \sin 2\alpha}{2} \right] U_1, \quad (3.2.2)$$

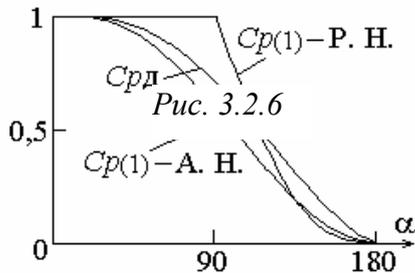
косинусная составляющая действующего значения первой гармоники равна

$$U_{H(1)}^c = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \sqrt{2}U_1 \sin \vartheta \cdot \cos \vartheta d\vartheta = -\frac{U_1}{2\pi} [\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + \lambda)]. \quad (3.2.3)$$

Тогда действующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора относительно действующего значения входного напряжения регулятора, т.е. регулировочная характеристика регулятора по первой гармонике, будет определяться по выражению

$$C_{p(1)} = \frac{U_{H(1)}}{U_1} = \frac{1}{U_1} \sqrt{(U_{H(1)}^s)^2 + (U_{H(1)}^c)^2} = f(\alpha, \lambda). \quad (3.2.4)$$

Здесь регулировочная характеристика из-за прерывистого режима работы регулятора будет зависеть не только от управления (от  $\alpha$ ), но и от параметров цепи нагрузки (от  $\lambda$ ), как и в выпрямителе в режиме прерывистых токов. На рис. 3.2.6 показаны графики рассчитанных регулировочных характеристик, причем  $C_{p(1)}$



построена для двух крайних сочетаний параметров нагрузки – без  $R_H$  (чисто индуктивная нагрузка) и без  $L_H$  (чисто активная нагрузка).  
**Входной коэффициент сдвига и коэффициент мощности.** Второй важной характеристикой регулятора напряжения является его входная энергетическая характеристика – зависимость входного коэффициента мощности от степени регулирования выходного напряжения. Так как входной коэффициент мощности равен произведению коэффициента сдвига на коэффициент искажения входного тока, то удобно найти отдельные зависимости для указанных множителей.

Для расчета коэффициента искажения входного тока регулятора необходимо аналитическое описание его мгновенных значений. Это описание полуволны тока аналогично уравнению (2.2.4) части 1 [1] для прерывистого режима выпрямленного тока. Сложность указанного выражения приведет к громоздкой (не инженерной) формуле для нахождения коэффициента искажения входного тока. Для приближенной оценки качества входного тока используем приближенную аппроксимацию реальной полуволны тока эквивалентной полусинусоидой с длительностью полуволны, равной длительности протекания импульса тока  $\lambda$ . Тогда действующее значение такой эквивалентной полусинусоиды с частотой  $\omega$ , и с единичной амплитудой будет

$$I_{\text{э.д}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\omega}{\omega_3}}, \quad (3.2.5)$$

а действующее значение ее первой гармоники

$$I_{\text{э(1)}} = \frac{2 \cdot 4}{T \sqrt{2}} \int_0^{T_3/4} \cos \omega_3 t \cdot \cos \omega t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos \frac{\pi \omega}{2 \omega_3}}{\frac{\omega_3 - \omega}{\omega_3}}. \quad (3.2.6)$$

В результате находим коэффициент искажения входного тока регулятора

$$v_I = \frac{I_{\text{э(1)}}}{I_{\text{э.д}}}. \quad (3.2.7)$$

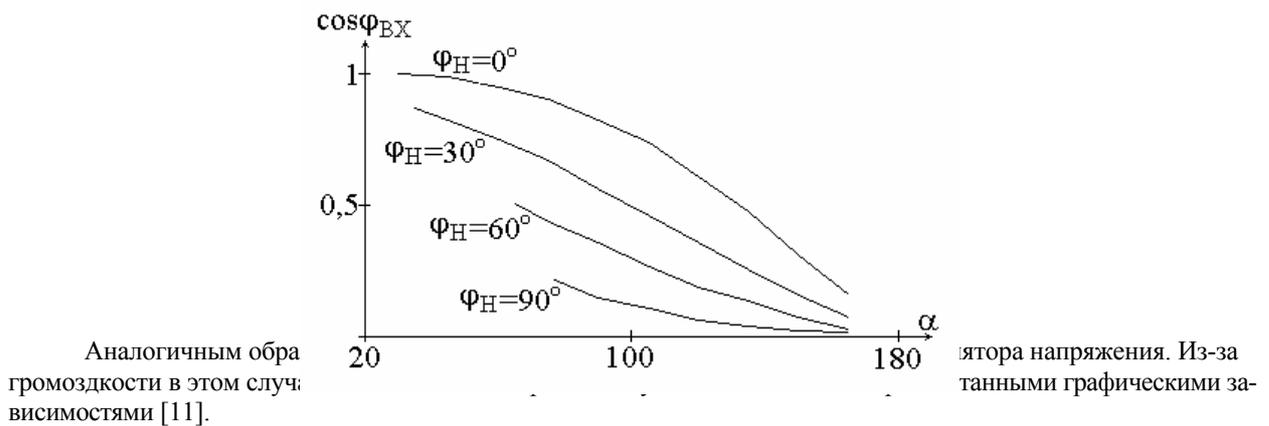
Сдвиг фазы первой гармоники тока нагрузки относительно первой гармоники выходного напряжения определяется параметрами нагрузки. Сдвиг фазы первой гармоники выходного напряжения регулятора относительно входного напряжения регулятора рассчитываем с учетом (3.2.2) и (3.2.3):

$$\varphi_{\text{вых}} = \arctg \frac{U_{H(1)}^s}{U_{H(1)}^c}. \quad (3.2.8)$$

Тогда входной коэффициент сдвига тока будет

$$\cos \varphi_{\text{вх}} = \cos \left( \arctg \frac{U_{H(1)}^s}{U_{H(1)}^c} + \arctg \frac{\omega L_H}{R_H} \right). \quad (3.2.9)$$

На рис. 3.2.7 приведены графики указанной зависимости.



### 3.3. РЕГУЛЯТОРЫ С ВОЛЬТОДОБАВКОЙ

Схема однофазного регулятора с вольтодобавкой на базе регулятора с фазовым способом регулирования напряжения показана на рис. 3.3.1. Он содержит трансформатор, в первичной обмотке которого включен тиристорный регулятор на вентилях  $T_1, T_2$  с фазовым способом регулирования (см. параграф 3.2), а вторичная обмотка включена последовательно с нагрузкой. Кроме того, вторичная обмотка трансформатора шунтирована двумя встречно-параллельно включенными тиристорами  $T_3, T_4$ , которые могут и отсутствовать. На рис. 3.3.2 приведена форма выходного напряжения регулятора. Тиристоры  $T_3, T_4$  отпираются в начале каждой полуволны входного напряжения, обеспечивая его прохождение на выход регулятора на интервале  $\alpha$ . Тиристоры  $T_1, T_2$  открываются с углом регулирования  $\alpha$ , при этом к проводящему тиристориз пары  $T_3, T_4$  прикладывается обратное напряжение и он закрывается. Напряжение на нагрузке на интервале  $\pi - \alpha$  складывается из суммы входного напряжения и напряжения вторичной обмотки трансформатора, равного  $K_T U_{ВХ}$ , где  $K_T$  – коэффициент трансформации вольтодобавочного трансформатора.

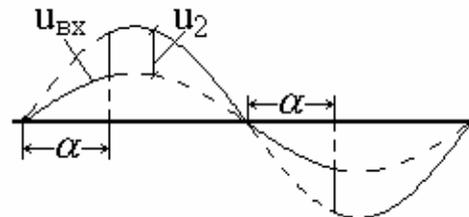
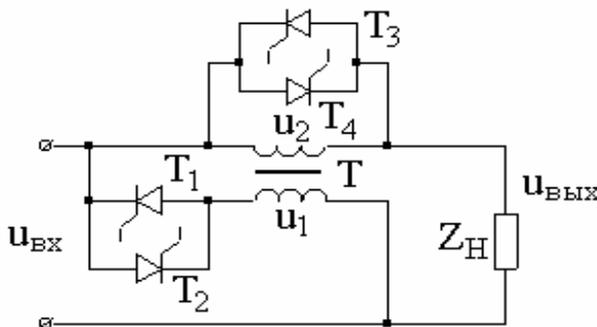


Схема регулятора обеспечивает повышение напряжения на его выходе по сравнению с входным напряжением, что используется для стабилизации напряжения на нагрузке при снижении входного напряжения ниже номинального.

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 инвертора напряжения.** 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. 3.3.3. 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  $90^\circ$  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.

3.3.4. 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, сделав сдвиг фазы напряжения инвертора относительно тока чуть меньше  $90^\circ$ . При этом инвертор будет потреблять от входного источника небольшую активную мощность, компенсирующую потери в инверторе при определенном установленном уровне постоянного напряжения на емкости фильтра  $C_d$ .

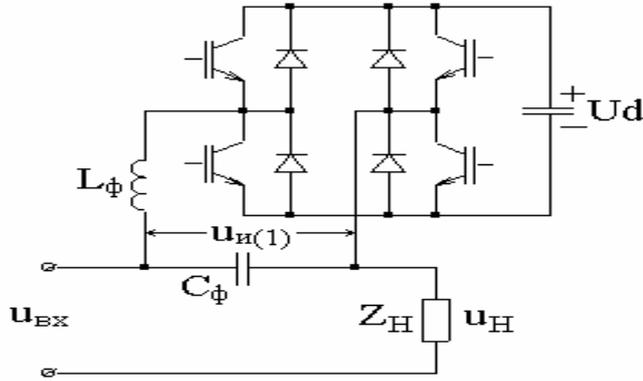


Рис. 3.3.3

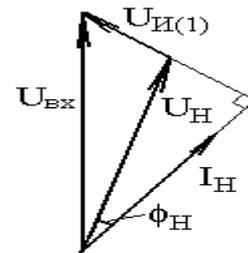


Рис. 3.3.4

### 3.4. РЕГУЛЯТОРЫ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ СПОСОБОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

#### 3.4.1. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ И СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Широтно-импульсные способы регулирования переменного напряжения, как и постоянного напряжения (см. главу 1), требуют выполнения схем регуляторов на вентилях с полным управлением, чтобы иметь возможность включать и выключать вентили в желаемые моменты времени. На рис. 3.4.1 представлены схемы регуляторов на ключах, позволяющие применять широтно-импульсное регулирование переменного напряжения.

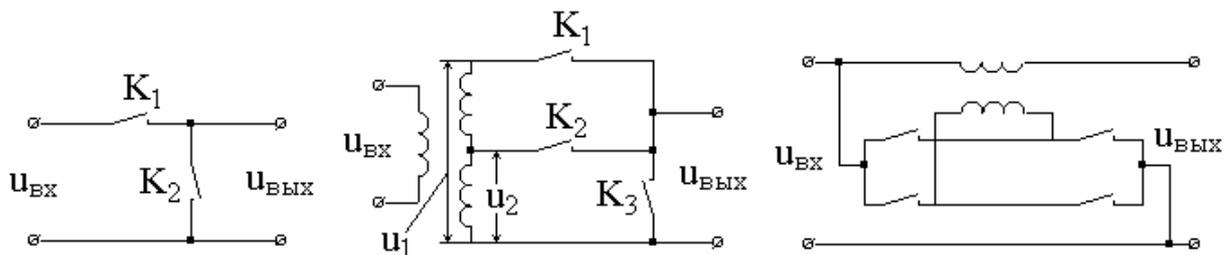


Рис. 3.4.1

Схема регулятора на рис. 3.4.1,а позволяет регулировать вниз выходное напряжение методом однократного или многократного широтно-импульсного регулирования, кривые выходных напряжений для которых приведены соответственно на рис. 3.4.2,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 на рис. 3.4.1,б позволяет выполнять комбинированное регулирование переменного напряжения как за счет амплитудной, так и за счет широтно-импульсной модуляции. Противофазное переключение ключей  $K_1$  и  $K_2$  обеспечивает переключение мгновенного значения выходного напряжения регулятора между уровнями  $U_1$  и  $U_2$ , как видно из рис. 3.4.2,в. При необходимости уменьшения выходного напряжения регулятора ниже значения  $U_2$ , в противофазе начинают переключаться ключи  $K_2$  и  $K_3$ , обеспечивая многократное широтно-импульсное регулирование выходного напряжения, аналогично рис. 3.4.2,б.



а

б

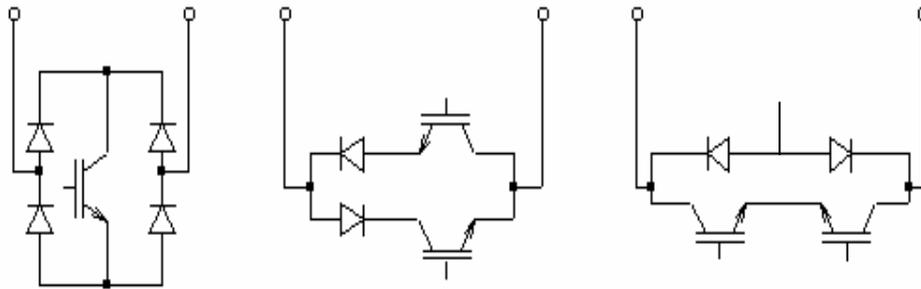
в

РИС. 3.4.2

Схема регулятора на рис. 3.4.1,в построенная на концепции реверсивной вольтодобавки позволяет суммировать или вычитать из ее выходного напряжения путем подключения через соответствующую диагональ моста на ключах 1-4 трансформатора вольтодобавки в фазе или в противофазе с входным напряжением. Это приводит к форме кривой выходного напряжения регулятора, аналогичной рис. 3.4.2,в. При этом мгновенная кривая входного напряжения совпадает в первом случае с  $U_2$ , а во втором – с  $U_1$ .

На основе этих принципов регулирования переменного напряжения может быть построено большое разнообразие схем регуляторов [30,32].

Ключи для цепей переменного тока реализуются или встречно-параллельным включением полностью управляемых тиристоров – ГТО-тиристоров, или диодно-транзисторными комбинациями, показанными на рис. 3.4.3. В схеме ключа на рис. 3.4.3,а на транзистор с диодного моста всегда поступает напряжение только необходимой (рабочей) полярности для коллекторного перехода транзистора. В схемах ключей на рис. 3.4.3,б,в нерабочая полярность напряжения на транзисторе снимается последовательными или параллельными диодами соответственно.



Специфической особенностью всех регуляторов с широтно-импульсными способами регулирования переменного напряжения является импульсный характер входного тока регулятора. При наличии у источника входного напряжения собственной индуктивности (индуктивность 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. 3.4.4,а, при частоте коммутации в несколько килогерц форма тока  $i_n$  в нагрузке регулятора будет практически синусоидальной. При этом форма тока на входе регулятора будет иметь вид, представленный на рис. 3.4.4,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 в соответствии с уравнением (3.2.6).

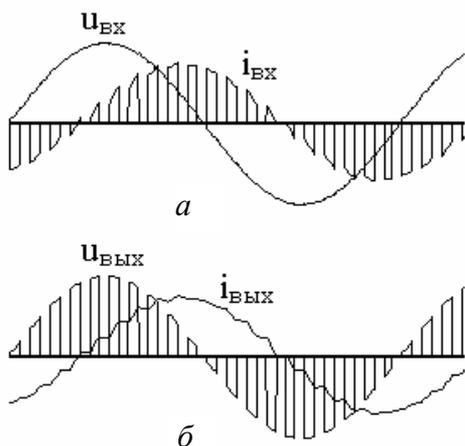
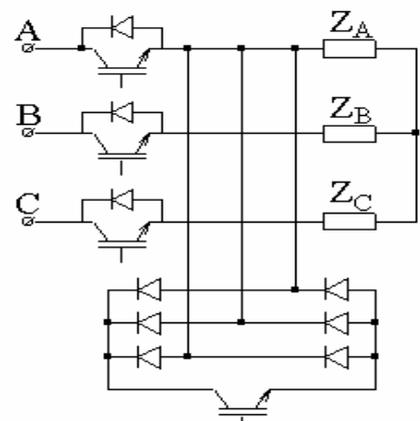


Рис. 3.4.4

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. 3.4.1 в один трехфазный потребует шесть ключей переменного тока, т.е. двенадцать



транзисторов в соответствии с выполнением ключей по схемам рис. 3.4.3,б,в. Модифицированная схема трехфазного регулятора с широтно-импульсным способом регулирования напряжения показана на рис. 3.4.5. 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 однонаправленного ключа – транзистора. При этом формы напряжений и токов в фазах регулятора такие же, как у однофазного регулятора на рис. 3.4.4, только с соответствующим временным сдвигом между фазами.

Рис. 3.4.5

### 3.4.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЯТОРОВ

**Регулировочные характеристики.** Для нахождения зависимости первой гармоники выходного напряжения регулятора от относительной длительности импульса  $t_{и}$  напряжения в интервале такта  $T$ , обозначаемой как  $t_{и}^*$ , необходимо вычисление соответствующего коэффициента ряда Фурье. Ограничимся здесь случаем однократного широтно-импульсного регулирования (ШИР), тогда в соответствии с рис. 3.4.2,а действующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора вычислим как первый коэффициент ряда Фурье:

$$U_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{2 \cdot 4}{T\sqrt{2}} \int_0^{t_u/2} \sqrt{2}U_{\text{ВХ}} \cos \omega t \cdot \cos \omega t dt = 2U_{\text{ВХ}} \left[ t_{и}^* + \frac{1}{2\pi} \sin 2\pi t_{и}^* \right] \quad (3.4.1)$$

или в относительных единицах

$$C_p = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{U_{\text{ВЫХ}(1)\text{max}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{U_{\text{ВХ}}} = 2 \left( t_{и}^* + \frac{\sin 2\pi t_{и}^*}{2\pi} \right), \quad (3.4.2)$$

где  $t_{и}^* = \frac{t_{и}}{T}$ .

Здесь регулировочная характеристика нелинейная, но при многократном широтно-импульсном регулировании (рис. 3.4.2,б) с ростом кратности регулировочная характеристика приближается к линейной.

**Внешние характеристики.** Под внешней характеристикой регулятора переменного напряжения с ШИР понимается зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от действующего значения первой гармоники выходного тока при постоянном фазовом угле нагрузки по первой гармонике и постоянной относительной длительности импульса ШИР, так как такой регулятор предназначен для получения практически синусоидального регулируемого переменного напряжения и тока.

Как уже отмечалось, из-за импульсного характера входного тока регулятора (рис. 3.4.4,б) обязательно наличие входного LC-фильтра, причем функцию продольной индуктивности фильтра может исполнять и собственная индуктивность источника питания при «слабых» источниках. В этом случае внешняя характеристика регулятора будет практически определяться внешней характеристикой входного LC-фильтра из-за близких к идеальным характеристик современных ключевых элементов.

Функциональная и расчетная схемы замещения регулятора с фильтром для нахождения его внешней характеристики приведены на рис. 3.4.6,а,б. На рис. 3.4.6,б вентильная часть регулятора с активно-индуктивной нагрузкой заменена эквивалентным по первым гармоникам входным также активно-индуктивным сопротивлением, следующим образом пересчитанным из сопротивлений нагрузки

$$I_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{Z_{\text{Н}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{\sqrt{R_{\text{Н}}^2 + (\omega L_{\text{Н}})^2}}, \quad (3.4.3)$$

$$I_{\text{ВХ}(1)} = I_{\text{ВЫХ}(1)} t_{и}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)} t_{и}^*}{Z_{\text{Н}}}, \quad (3.4.4)$$

что становится очевидным, если сравнить непрерывный выходной и импульсный входной ток регулятора на рис. 3.4.4.

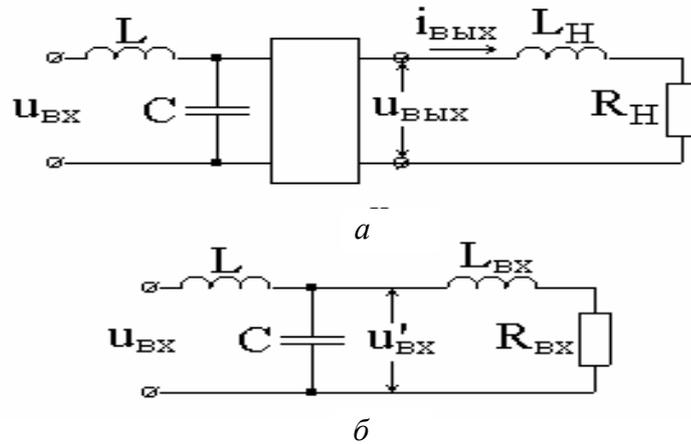


Рис. 3.4.6

Входное сопротивление вентильной части регулятора по первой гармонике (при отсутствии LC-фильтра)

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}(1)}{I_{\text{ВХ}}(1)} = \frac{U_{\text{ВХ}}(1)Z_{\text{Н}}}{U_{\text{ВЫХ}}(1)t_{\text{и}}^*} = \frac{Z_{\text{Н}}}{(t_{\text{и}}^*)^2} = \frac{Z_{\text{Н}}}{C_{\text{р}}^2} = \sqrt{R_{\text{ВХ}} + (\omega L_{\text{ВХ}})^2} \quad (3.4.5)$$

с учетом того, что регулировочная характеристика при многократном ШИР имеет линейную зависимость.

Если для схемы на рис. 3.4.6,б найти зависимость действующего значения первой гармоники напряжения на выходе фильтра  $U'$  от приведенных параметров нагрузки

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\text{Н}}}{C_{\text{р}}^2}, \quad L_{\text{ВХ}} = \frac{L_{\text{Н}}}{C_{\text{р}}^2}, \quad (3.4.6)$$

а по значениям  $U'_{\text{ВЫХ}}(1)$  определить и выходное напряжение регулятора

$$U_{\text{ВЫХ}}(1) = U_{\text{ВХ}}(1)C_{\text{р}},$$

то можно обеспечить возможность построения внешней характеристики регулятора, определяя при этом выходной ток по (3.4.3).

Здесь необходимо отметить один характерный промежуточный результат на пути нахождения внешней характеристики. Из (3.4.5) следует, что регулятор переменного напряжения согласовывает сопротивления входной и выходной цепей по первой гармонике как трансформатор. Учитывая, что в главе 1 регулятор постоянного напряжения, обладающий таким же свойством пересчета сопротивлений входной и выходной цепи по постоянному току, был назван «электронным трансформатором постоянного напряжения», здесь регулятор переменного напряжения можно назвать «электронным трансформатором переменного напряжения». При этом коэффициентом трансформации служит степень регулирования напряжения. Если она меньше единицы, то трансформатор только понижающий.

Возвращаясь к задаче нахождения внешней характеристики регулятора, найдем методом АДУ1 зависимость первой гармоники напряжения на выходе  $LC$ -фильтра  $U'_{\text{ВХ}}$  от параметров схемы.

Дифференциальное уравнение для указанного напряжения из схемы рис. 3.4.6,б имеет вид

$$\frac{d^2 u'_{\text{ВХ}}}{dt^2} + \frac{R_{\text{ВХ}}}{L_{\text{ВХ}}} \frac{du'_{\text{ВХ}}}{dt} + \frac{L + L_{\text{ВХ}}}{LL_{\text{ВХ}}C} u'_{\text{ВХ}} + \frac{R_{\text{ВХ}}}{L_{\text{ВХ}}LC} \bar{u}'_{\text{ВХ}} = \frac{e}{CL} + \frac{\bar{e}R_{\text{ВХ}}}{LL_{\text{ВХ}}C}. \quad (3.4.7)$$

После его алгебраизации методом АДУ1 (см. раздел 1.5.2.3.1 части 1) получаем для действующего значения напряжения на выходе  $LC$ -фильтра, а значит, через умножение на степень регулирования и действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора следующее выражение:

$$U'_{\text{ВХ}(1)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{C_p} = \frac{1}{\omega^4 C^2 L^2 + \left( \frac{R_{\text{ВХ}}}{\omega^3 C L L_{\text{ВХ}}} \right)^2} \cdot \frac{1}{1 + \left( \frac{R_{\text{ВХ}}}{C L_{\text{ВХ}} \omega} \right)^2 + \left( \frac{L_{\text{ВХ}} + L}{L_{\text{ВХ}} L C \omega^2} \right)^2 + \left( \frac{R_{\text{ВХ}}}{\omega^3 L_{\text{ВХ}} L C} \right)^2 - 2 \frac{L + L_{\text{ВХ}}}{C L L_{\text{ВХ}} \omega^2} - 2 \frac{R_{\text{ВХ}}^2}{L_{\text{ВХ}}^2 L C \omega^4}}. \quad (3.4.8)$$

Значение емкости  $C$  входного фильтра выбирается так, чтобы импульсная составляющая входного тока регулятора замкнулась через нее, а в питающую сеть проходила практически только первая гармоника входного тока регулятора. Тогда при заданных параметрах входного фильтра  $L, C$  методика построения внешних характеристик такова. Для фиксированного значения степени регулирования  $C_p$  и фазового угла нагрузки

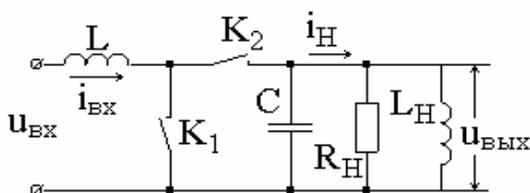
$\varphi = \arctg \frac{\omega L_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}}$  варьируют параметры нагрузки, а значит, по (3.4.6) и  $R_{\text{ВХ}}, L_{\text{ВХ}}$  и по (3.4.8) находят дейст-

вующее значение первой гармоники выходного напряжения регулятора, а по (3.4.3) и действующее значение первой гармоники выходного тока. Так по точкам строится семейство внешних характеристик.

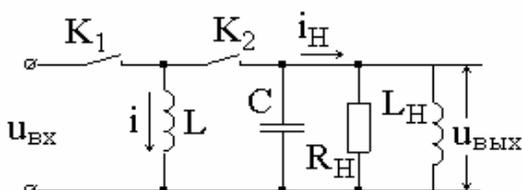
### 3.5. РЕГУЛЯТОРЫ С КОЭФФИЦИЕНТОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ БОЛЬШЕ ЕДИНИЦЫ (ПОВЫШАЮЩИЕ И ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩИЕ РЕГУЛЯТОРЫ)

#### 3.5.1. СХЕМЫ РЕГУЛЯТОРОВ

Проблема построения бестрансформаторных повышающих регуляторов переменного напряжения является значимой и актуальной, так как позволяет не только стабилизировать напряжение на выходе регулятора на номинальном уровне при снижении входного напряжения, но и открывает новые возможности для их использования. Исключение трансформатора избавляет от дорогого, громоздкого, инерционного элемента регулятора. Повысить выходное напряжение регулятора над входным напряжением позволяет использование управляемого с помощью ШИР на высокой частоте обмена энергией между накопительными дросселями и конденсаторами, введенными в регуляторы [5], аналогично тому, как это делалось в преобразователях постоянного напряжения в постоянное (см. главу 1). Схемы таких регуляторов переменного напряжения получают путем модернизации соответствующих схем регуляторов постоянного напряжения с учетом знакопеременности входного и выходного напряжения.



а



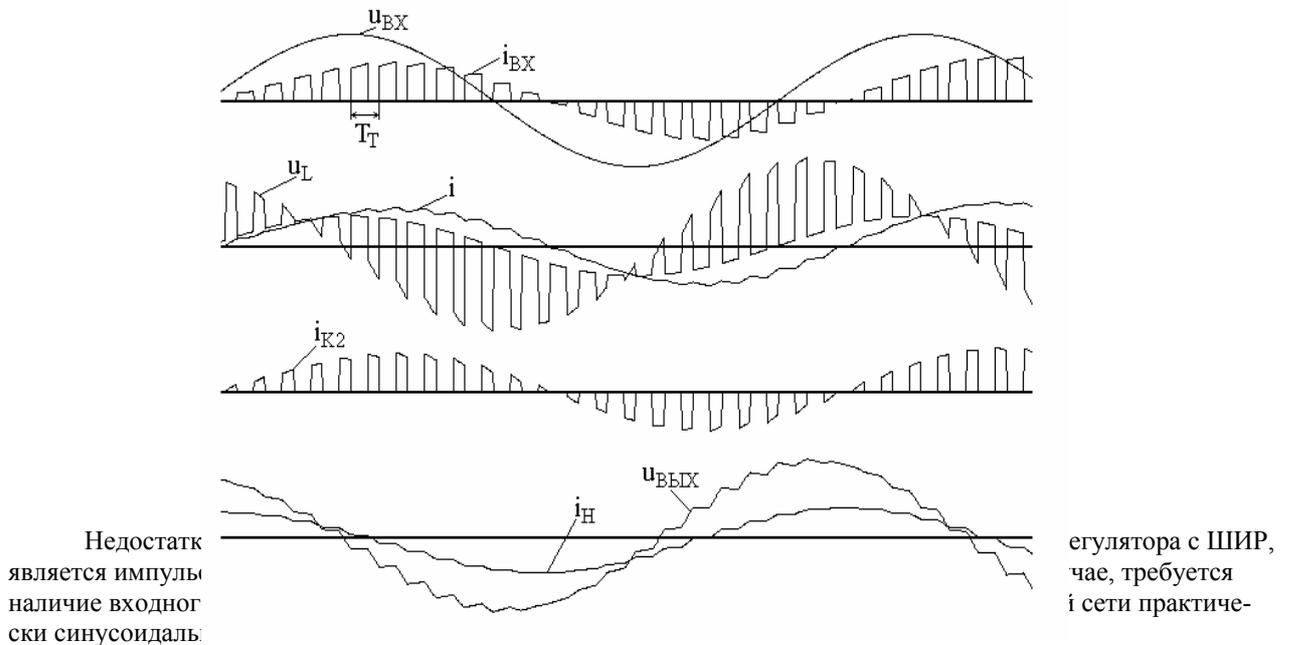
На рис. 3.5.1,а,б приведены схемы однофазных повышающего и повышающе-понижающего регуляторов переменного напряжения, аналогичные соответствующим повышающему и повышающе-понижающему преобразователям постоянного напряжения на рис. 1.2.1 и 1.2.5. Тран-

зисторы и диоды в преобразователях постоянного напряжения заменены на ключи переменного тока по одной из схем рис. 3.4.3. Принцип действия регулятора переменного напряжения такой же, как и соответствующего преобразователя постоянного напряжения. При этом изменение по синусоиде входного напряжения регулятора приводит к воспроизведению синусоиды (с пульсациями от ШИР) на выходе регулятора. Новым моментом здесь является не только наличие в нагрузке ветви с активным сопротивлением  $R_H$ , но и возможной ветви

с индуктивным сопротивлением  $L_H$ .

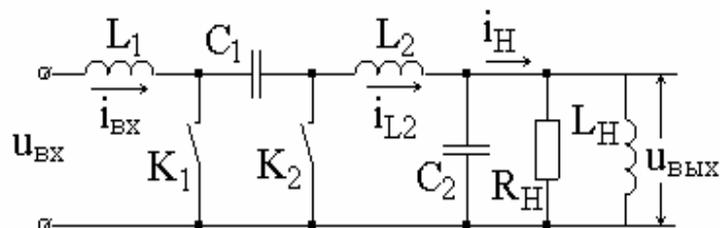
На рис. 3.5.2 построены временные диаграммы для повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения. На первой диаграмме показаны входное напряжение и входной ток регулятора, на второй – напряжение

и ток накопительного дросселя  $L$ . На третьей диаграмме приведен ток ключа  $K_2$ . На четвертой диаграмме приведены напряжение на накопительной емкости  $C$  и суммарный ток активно-индуктивной нагрузки. Ключи  $K_1$  и  $K_2$  работают в противофазе. При включенном ключе  $K_1$  в накопительном дросселе  $L$  нарастает ток под действием напряжения питающей сети и запасается энергия. При включенном ключе  $K_2$  ( $K_1$  разомкнут) энергия из накопительного дросселя  $L$  передается в накопительный конденсатор  $C$  и в нагрузку. Изменением соотношения включенного состояния ключей  $K_1$  и  $K_2$  в высокочастотном такте  $T_T$  можно регулировать величину выходного напряжения регулятора как выше, так и ниже значения входного напряжения. Чем выше частота тактов, тем меньше значение емкости накопительного конденсатора, выполняющего также функцию сглаживания высших гармоник выходного напряжения. Значение накопительной индуктивности практически не зависит от частоты коммутации, а определяется мощностью, потребляемой в нагрузке.

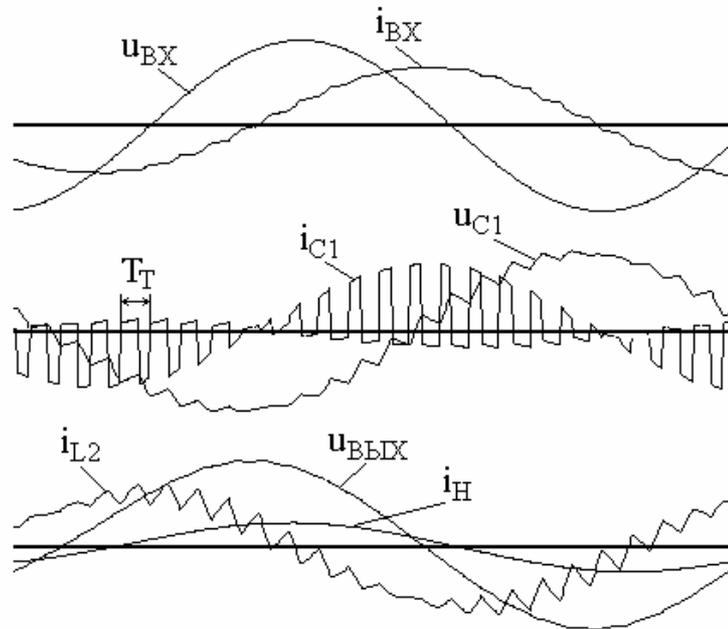


От указанного недостатка свободен повышающий регулятор переменного напряжения (см. рис. 3.5.1,а). Но он не позволяет при таком же (рассмотренном в предыдущем повышающе-понижающем регуляторе) способе управления получать на выходе напряжение меньше, чем на входе. Однако для регулирования выходного напряжения вниз от входного здесь можно использовать фазовый способ регулирования, изложенный в разделе 3.5.2.

Получить непрерывный входной ток повышающе-понижающего регулятора можно, если выполнить его на базе повышающе-понижающего преобразователя постоянного напряжения Кука, рассмотренного в разделе 1.2.2.2. Схема такого регулятора переменного напряжения показана на рис. 3.5.3,



а временные диаграммы его работы – на рис. 3.5.4. Ключи  $K_1$  и  $K_2$  также работают в противофазе. При замыкании ключа  $K_1$  запасается энергия в накопительном реакторе  $L_1$ . Одновременно от накопительной емкости  $C_1$  через ключ  $K_1$  питается выходная цепь, состоящая из выходного  $L_2C_2$ -фильтра и цепи нагрузки  $R_n, L_n$ . При размыкании  $K_1$  и замыкании  $K_2$  накопленная энергия из дросселя  $L_1$  передается в накопительный конденсатор  $C_1$ . Одновременно через ключ  $K_2$  энергия реактивных элементов выходного  $L_2C_2$ -фильтра обеспечивает продолжение питания цепи нагрузки  $R_n, L_n$ . Подобно преобразователю Кука постоянного напряжения, здесь изменение соотношения длительностей работы ключей  $K_1$  и  $K_2$  в такте  $T_T$  высокой частоты позволяет регулировать переменное выходное напряжение как выше, так и ниже входного напряжения. Далее на основе качественного анализа работы регуляторов построены их математические модели и по ним дан количественный анализ всех основных характеристик регуляторов.



### 3.5.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЯТОРОВ

**Регулировочные характеристики.** Как и в предыдущих типах регуляторов, здесь под регулировочной характеристикой понимаю зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от относительной (в такте) длительности управления ключа  $K_1$  при фиксированных параметрах цепи нагрузки. Чтобы найти эту зависимость, используем прямой метод расчета АДУ1, который требует наличия математической модели схемы в виде дифференциального уравнения  $n$ -го порядка для интересующей переменной. Именно эта форма математической модели, которую далее будем обозначать как *модель* типа *один вход – один выход* (ОВОВ), использована во всех предыдущих расчетах преобразователей. В случае нескольких источников питания подход АДУ легко обобщался на эту *модель* вида *много входов – один выход* (МВОВ) (см. раздел 1.5 часть 1). Ограниченность модели типа ОВОВ (или МВОВ) связана с тем, что при необходимости расчета характеристик для различных переменных для каждой из них требовалось составление своей модели типа ОВОВ.

Здесь мы кратко изложим расширенные возможности прямого метода расчета энергетических показателей и характеристик, распространив его на случай более общей математической модели преобразователя – модели в форме системы дифференциальных уравнений первого порядка для всех переменных состояния [5]. Напомним, что под переменными состоянием электрической цепи понимаются мгновенные значения токов в индуктивностях и напряжений на емкостях, однозначно определяющие поведение цепи. В случае одного источника питания (регулятор однофазного напряжения) это будет *модель* вида *один вход – много выходов* (ОВМВ). В случае нескольких источников питания (многофазная сеть) это будет общая *модель*: *много входов – много выходов* (МВМВ).

В самом общем виде модель типа МВМВ имеет следующий вид в матричной форме:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}, \quad (3.5.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}. \quad (3.5.2)$$

Здесь  $\mathbf{x}$  – вектор переменных состояния;  $\mathbf{y}$  – вектор переменных выхода, так как помимо переменных состояния нас интересуют переменные активных сопротивлений, источников питания и т.д.;  $\mathbf{U}$  – вектор воздействий (источники питания);  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{D}$  – матрицы соответствующих размерностей, определяемые размерностью векторов состояний, выхода, воздействий.

Применительно к схеме на рис. 3.5.1,б система уравнений типа (3.5.1) приобретает следующий вид:

$$\begin{pmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} \\ \frac{di_{L_H}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{\Psi_2}{L} & 0 \\ \frac{\Psi_2}{C} & -\frac{1}{CR} & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_H} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ u_{\text{ВЫХ}} \\ i_{L_H} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\Psi_1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} |e, 0, 0|. \quad (3.5.3)$$

Новой особенностью математической модели (3.5.3) регулятора является наличие переменных коэффициентов в матрицах  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$ , обусловленных коммутационными функциями  $\psi_1$  и  $\psi_2 = 1 - \psi_1$ , являющимися функциями времени. Специфика процедуры алгебраизации дифференциальных уравнений в этом случае рассмотрена в работе [5]. Здесь мы в соответствии с целевой задачей нахождения регулировочной характеристики по первой гармонике (гладкой составляющей) заменим коммутационные функции их гладкими составляющими, равными средним значениям этих функций  $\Psi_1^*$  и  $\Psi_2^* = 1 - \Psi_1^*$ .

Процедура алгебраизации системы дифференциальных уравнений вида (3.5.3) также изменяется по сравнению с рассмотренной в разделе 1.5.3.2.2 части 1 для модели ОВОВ. Здесь она состоит из следующих этапов:

1. Уравнения (3.5.3) умножаем на  $\sin \omega_1 t$  и усредняем за период сетевого напряжения. Получаем следующую подсистему алгебраических уравнений относительно активных (синфазных) и реактивных (ортогональных) компонентов векторов действующих значений первых гармоник рассматриваемых переменных состояния:

$$\begin{pmatrix} 0 & \omega & \frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Psi_1^*}{C} & 0 & \frac{1}{CR_H} & \omega & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_H} & 0 & \omega & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{L_a} \\ I_{L_p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\Psi_1^*}{L} E_{(1)} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3.5.4)$$

2. Уравнения (3.5.3) умножаем на  $\cos \omega_1 t$  и усредняем за период сетевого напряжения. Получаем вторую подсистему алгебраических уравнений относительно тех же интегральных переменных:

$$\begin{vmatrix} \omega & 0 & 0 & -\frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Psi_1^*}{C} & \omega & -\frac{1}{CR_H} & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_H} & 0 & \omega \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{L_a} \\ I_{L_p} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.5.5)$$

3. Две полученные подсистемы алгебраических уравнений объединяем в одну совместную систему уравнений

$$\begin{vmatrix} 0 & \omega & \frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\Psi_1^*}{C} & 0 & \frac{1}{CR_H} & \omega & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_H} & 0 & \omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 & -\frac{\Psi_1^*}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Psi_1^*}{C} & \omega & -\frac{1}{CR_H} & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_H} & 0 & \omega \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_a \\ I_p \\ U_a \\ U_p \\ I_{L_a} \\ I_{L_p} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\Psi_1^*}{L} E_{(1)} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.5.6)$$

4. Полученную систему уравнений решаем по правилу Крамера и через активные и реактивные компоненты искомых переменных находим их модули и фазы.

$$x_{j(a)} = \frac{\Delta_{j(a)}}{\Delta}, \quad x_{j(p)} = \frac{\Delta_{j(p)}}{\Delta}, \quad (3.5.7)$$

$$x_j = \sqrt{x_{j(a)}^2 + x_{j(p)}^2}, \quad \varphi_j = \arctg \frac{x_{j(a)}}{x_{j(p)}}, \quad (3.5.8)$$

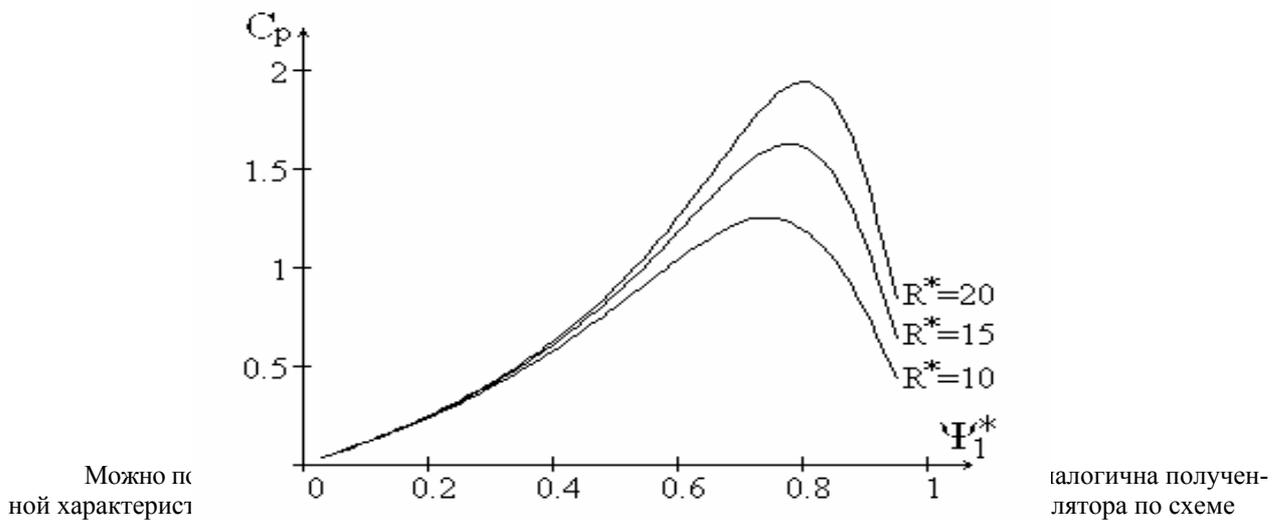
где  $\Delta$  – определитель матрицы  $\mathbf{A}$  в (3.5.6);  $\Delta_{j(a)}$ ,  $\Delta_{j(p)}$  – определитель, получающийся из определителя  $\Delta$  заменой столбца коэффициентов при неизвестном  $x_j$  столбцом правой части уравнения.

В итоге после упрощения для регулировочной характеристики повышающе-понижающего регулятора по схеме рис. 3.5.15 получаем следующее выражение:

$$C_p = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1)}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Psi_1^* \Psi_2^*}{\sqrt{\left[ \omega^2 LC + L \left( \frac{(F_2^*)^2}{L} + \frac{1}{L_H} \right) \right]^2 + \left( \frac{\omega L}{R_H} \right)^2}}. \quad (3.5.9)$$

На рис. 3.5.5 построены графики регулировочных характеристик при активной нагрузке, которая представлена в долях базового сопротивления, за которое принято сопротивление накопительной индуктивности по первой гармонике входного напряжения

$$R^* = \frac{R_H}{\omega_1 L}. \quad (3.5.10)$$



Можно построить характеристику

аналогично полученной по схеме

рис. 3.5.1,а отличается от выражения (3.5.9) только отсутствием в числителе множителя  $\Psi_1^*$ .

**Внешние характеристики.** Зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения регулятора от действующего значения первой гармоники выходного тока регулятора при постоянном значении управления  $\Psi_1^*$  и фиксированном значении фазы тока нагрузки, т.е. внешнюю характеристику

регулятора, можно построить на базе выражения (3.5.9). При заданном значении  $\Psi_1^*$  для каждого сочетания  $R_H$ ,  $L_H$  и фиксированном их отношении (заданная фаза тока нагрузки) определяем выходное напряжение, а по нему – выходной ток. Графики внешних характеристик для повышающе-по-нижающего регулятора по схеме рис. 3.5.1,б представлены на рис. 3.5.6. Выходное напряжение представлено в относительных единицах аналогично рис. 3.5.5. Ток нагрузки также построен в относительных единицах, при этом за базовый ток принят ток, определяемый базовым напряжением  $U_{\text{ВХ}}$  и базовым сопротивлением  $\omega_1 L$ :

$$I_B = \frac{U_{\text{ВХ}}}{\omega_1 L}, \quad I^* = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(1)}{I_B}. \quad (3.5.11)$$

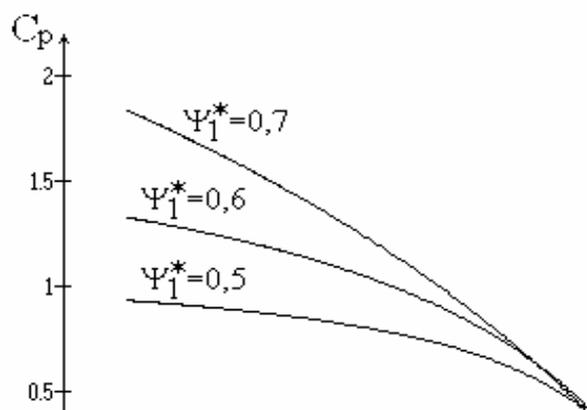


РИС. 3.5.6

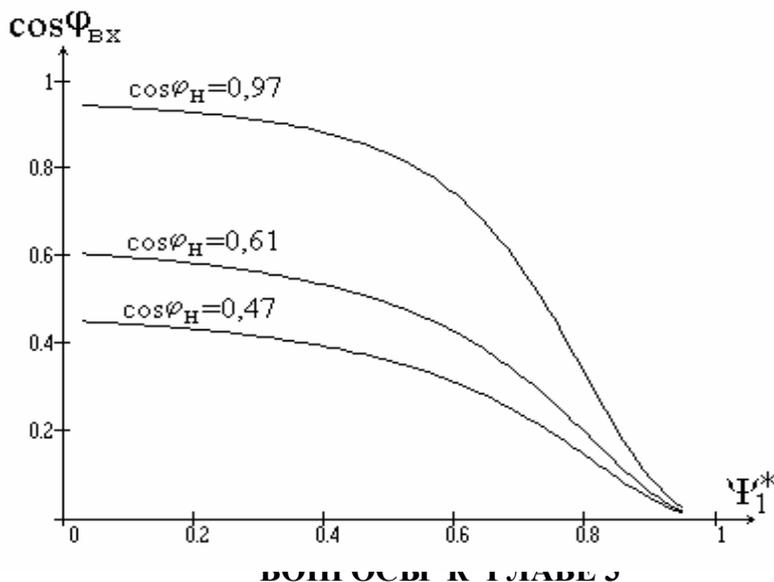
**Показательно**, что все внешние характеристики имеют одинаковый участок режима токоограничения и одинаковый ток короткого замыкания.

**Входные энергетические характеристики.** Учитывая практически синусоидальный характер входного тока повышающего регулятора и повышающе-понижающего регулятора на базе схемы Кука, а также возможность получения такого же тока при применении входного LC-фильтра в повышающе-понижающем регуляторе по схеме рис. 3.5.1,б, определим здесь под входной характеристикой зависимость коэффициента

сдвига входного тока от параметра управления  $\Psi_1^*$  при фиксированном значении коэффициента сдвига нагрузки  $\cos\varphi_H$ . Коэффициент сдвига входного тока для повышающе-понижающего преобразователя по схеме рис. 3.5.1,б определим через активные и реактивные компоненты тока накопительного реактора, вычисляемые в результате решения системы (3.5.6), т.е.

$$\cos\varphi_{\text{вх}} = \frac{I_a}{\sqrt{I_a^2 + I_p^2}}. \quad (3.5.12)$$

График этой зависимости показан на рис. 3.5.7. Здесь, как и в регуляторе с ШИР, наблюдается пропорциональная зависимость входного коэффициента сдвига тока от выходного коэффициента сдвига тока.



- 1.1. Какие известны типы вентильных регуляторов переменного напряжения?
- 1.2. Какие свойства у тиристорного регулятора переменного напряжения с фазовым регулированием?
- 1.3. Какие свойства у транзисторного регулятора переменного напряжения с широтно-импульсным способом регулирования?
- 1.4. Какое новое качество у регулятора с вольтодобавкой по сравнению с регуляторами с фазовым и широтно-импульсным регулированием?
- 1.5. Какая особенность у регулятора с вольтодобавкой реактивного напряжения?
- 1.6. В каких бестрансформаторных регуляторах можно получить напряжение на выходе больше входного?
- 2.7. Чем определяется наклон внешней характеристики у тиристорных регуляторов с фазовым управлением?

2.8. Чем определяется наклон внешней характеристики у транзисторных регуляторов с широтно-импульсным управлением?

2.9. У каких регуляторов можно получить единичный входной коэффициент сдвига во всем диапазоне регулирования?

2.10. Схемы каких регуляторов с возможным повышением выходного напряжения над входным имеют непрерывный входной ток?

2.11. Чем определяется максимально возможное напряжение на выходе повышающих регуляторов?

2.12\*. В каких типах регуляторов возможен режим рекуперации?

#### **4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПЕРЕМЕННЫЙ – ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ**

*Преобразователями частоты* называют устройства для преобразования переменного напряжения одной частоты (постоянной или регулируемой) в переменное напряжение другой частоты (постоянной или регулируемой). Такие устройства однокаскадного преобразования частоты получили название *преобразователей частоты с непосредственной связью* или *циклоконверторов* (за рубежом). (В последние годы такие преобразователи на полностью управляемых вентилях стали называть еще *матричными преобразователями*.) Термин «непосредственная связь» добавлен для того, чтобы отличать этот вид преобразователей частоты от двухкаскадных (многокаскадных) преобразователей частоты по структуре выпрямитель – автономный инвертор, называемых еще *преобразователями частоты с промежуточным звеном постоянного тока (напряжения)* в зависимости от типа автономного инвертора (тока или напряжения). Подобные составные из базовых ячеек преобразовательные устройства будут рассмотрены в третьей части учебника.

Преобразователи частоты с непосредственной связью подразделяются на два класса, а именно

- *преобразователи на вентилях с неполным управлением* (тиристорах) с отстающим фазовым регулированием и формированием кривой выходного напряжения;

- *преобразователи на вентилях с полным управлением* (транзисторы, двухоперационные тиристоры). Эти преобразователи в зависимости от способа формирования кривой выходного напряжения подразделяются на преобразователи с однократной модуляцией (циклическое управление), с широтно-импульсным управлением энергообменом реактивных накопительных элементов, с широтно-импульсной модуляцией в неявном звене постоянного тока (напряжения).

Основу любого преобразователя частоты с непосредственной связью составляет *реверсивный выпрямитель* (см. раздел 3.12 части 1), так как питается он от источника переменного напряжения и обладает способностью работать с любым (из четырех возможных) сочетанием полярностей выходного напряжения и тока, периодическое чередование которых присуще переменному току (два сочетания с совпадающими полярностями напряжения и тока и два – с противоположными полярностями, обусловленными сдвигом тока по фазе по отношению к напряжению). В результате рабочая точка, соответствующая те-

кущим значениям переменного напряжения и тока, на внешних характеристиках реверсивного вентильного преобразователя, изображенных на рис. 3.12.2 части 1, как бы периодически перемещается по всем четырем квадрантам в порядке: 1-4-3-2-1 при отстающем токе и 1-2-3-4-1 квадранты при опережающем токе, как это явствует из рис. 4.0.1,а,б соответственно, где цифрами размечены интервалы пребывания текущего электрического режима в соответствующих квадрантах.

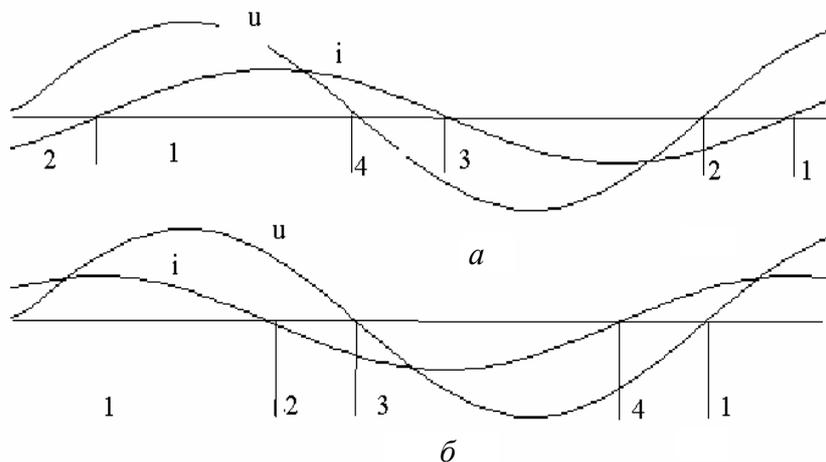


Рис. 4.0.1

Ниже рассмотрены указанные виды преобразователей частоты с непосредственной связью.

#### 4.1. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ВЕНТИЛЯХ С НЕПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

##### 4.1.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Принципиальные схемы непосредственных преобразователей частоты на тиристорах с трехфазным выходным напряжением образуются из трех реверсивных выпрямителей, выполненных по одной из возможных базовых схем, рассмотренных в гл. 2 части 1 [1]. На рис. 4.1.1 показана схема непосредственного преобразователя частоты трехфазного входного напряжения в трехфазное выходное напряжение с нагрузкой, соединенной в звезду.

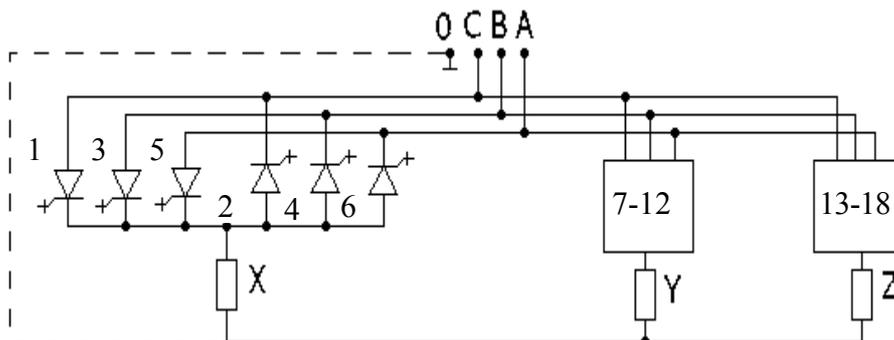


Рис. 4.1.1

Реверсивные выпрямители, образующие отдельные фазы преобразователя частоты, выполнены по трехфазным нулевым (однополупериодным) схемам. Уравнительные реакторы, присутствовавшие в реверсивном выпрямителе по схеме рис. 3.12.1 части 1, могут быть исключены из схемы. Это становится возможным, как будет видно из нижеприведенных временных диаграмм работы преобразователя на рис. 4.1.2, при использовании *алгоритма раздельного управления вентиляльными комплектами*, входящими в состав реверсивных выпрямителей. При этом управлении импульсы управления на тиристоры подаются только на тот вентиляльный 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 вентиляльными комплектами становится невозможным.

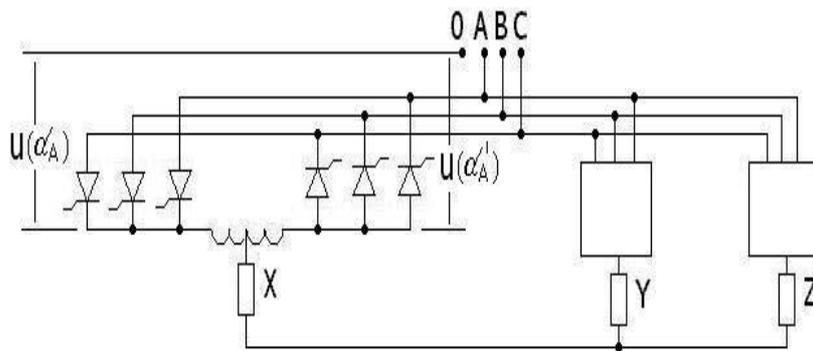


Рис. 4.1.2

Схема непосредственного преобразователя частоты на базе трехфазных мостовых схем выпрямителей показана на рис. 4.1.3.

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

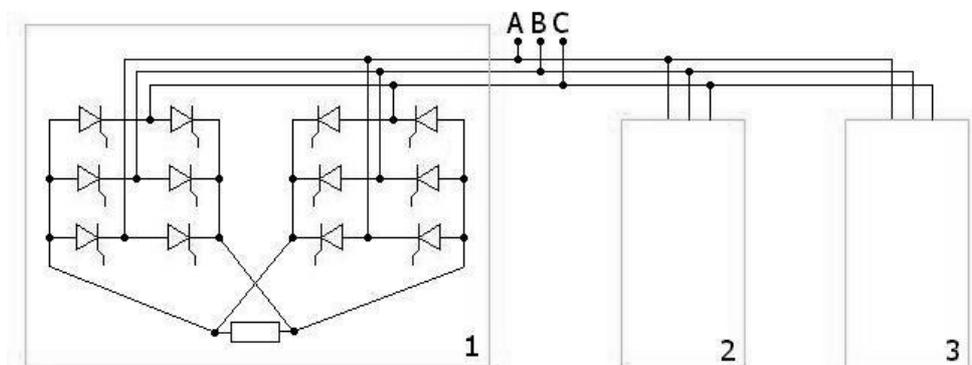


Рис. 4.1.3

Из уравнения регулировочной характеристики выпрямителя (2.9.2) части 1 известно, что выходное напряжение выпрямителя по гладкой составляющей (среднему значению) может меняться при изменении угла регулирования  $\alpha$  в соответствии с уравнением

$$U_{\text{вых}}^*(t) = C_p(t) = \cos \alpha(t). \quad (4.1.1)$$

Здесь необходимо отметить **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 градусов **максимальная частота выходного напряжения не превосходит частоты напряжения питающей сети.**

Для «исправления» нелинейности регулировочной характеристики выпрямителя закон изменения угла регулирования от времени  $\alpha(t)$  (что, очевидно) должен быть арккосинусоидальным, т.е.

$$U_{\text{вых}}^*(t) = \cos \alpha(t) = \cos \arccos(f_M(t)) = f_M(t), \quad (4.1.2)$$

где  $f_M(t)$  – периодическая переменная функция (*модулирующая функция*), форма которой задает по гладкой составляющей форму выходного напряжения непосредственного преобразователя частоты.

Для получения синусоидального выходного напряжения преобразователя частоты форма модулирующей функции должна быть синусоидальной с частотой, определяющей частоту выходного напряжения. Временные диаграммы для напряжений вентильных комплектов одной фазы шестипульсного непосредственного преобразователя частоты по схеме рис. 4.1.3 для этого случая показаны на рис. 4.1.4.

Гипоте-

тические диаграммы для выходных напряжений вентильных комплектов по шестипульсным схемам (рис. 4.1.3) приведены на первых двух диаграммах на рис. 4.1.4 [33]. 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 соответственно по продолжительности положительной полуволны тока прямого комплекта и отрицательной полуволны тока обратного комплекта реверсивного преобразователя при условии раздельного управления им (см. раздел 3.12 части 1). 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  $\alpha$  двух вентиляльных 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. 4.1.1. Единичная коммутационная функция  $\psi_A$ , 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

$$u_{\text{вых.}X} = u(\alpha_A) \psi_A - u(\alpha'_A) (1 - \psi_A) \quad (4.1.3)$$

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

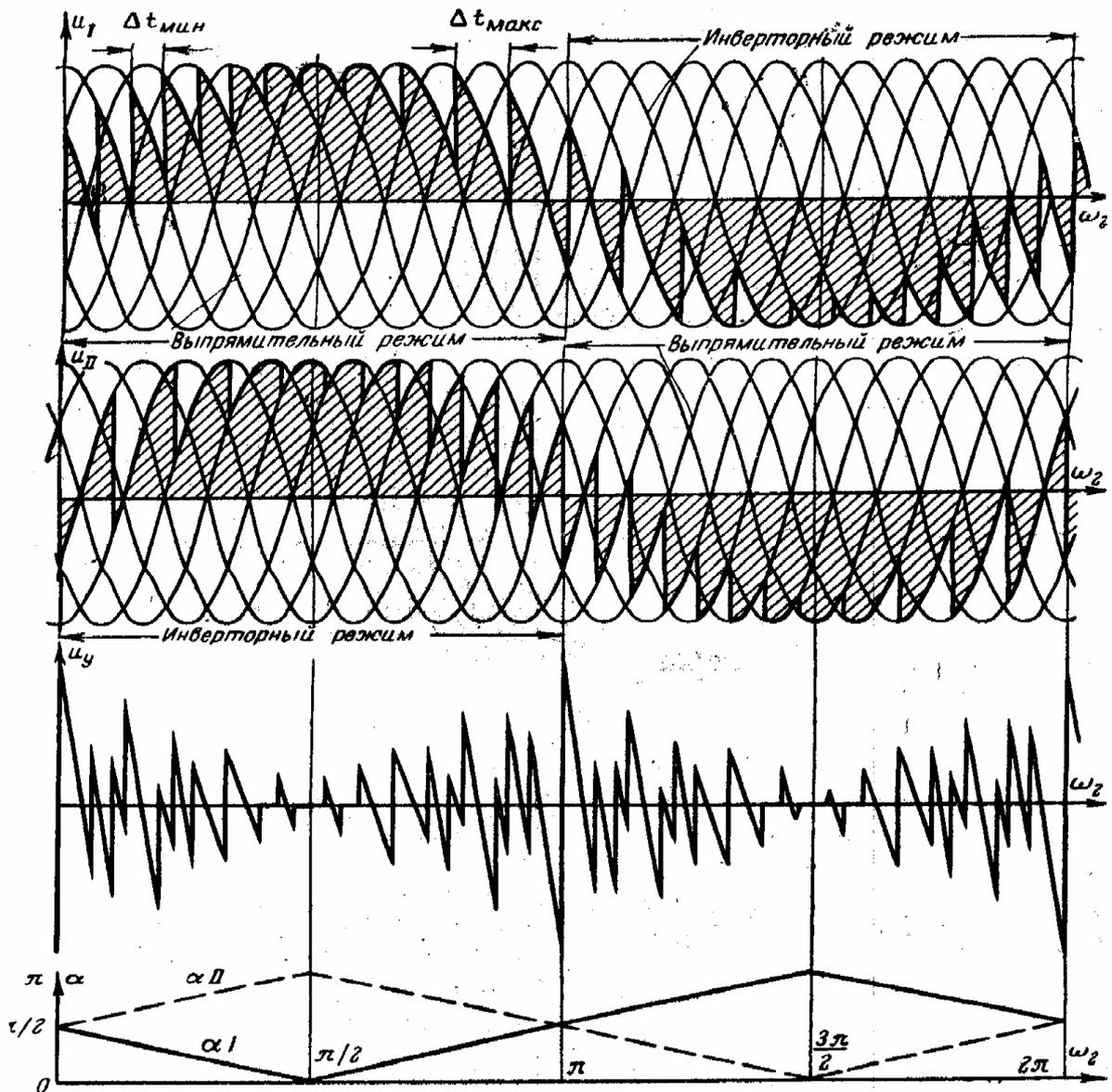


Рис. 4.1.4

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

$$u_{\text{вых.}X} = u_{\text{вх.}A}(\psi_1 + \psi_2) + u_{\text{вх.}B}(\psi_3 + \psi_4) + u_{\text{вх.}C}(\psi_5 + \psi_6). \quad (4.1.4)$$

Используя аналогичную запись для других выходных фаз преобразователя, можно объединить их в одну матричную запись в виде

$$\begin{pmatrix} u_{\text{вых.}X} \\ u_{\text{вых.}Y} \\ u_{\text{вых.}Z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \psi_1 + \psi_2 & \psi_3 + \psi_4 & \psi_5 + \psi_6 \\ \psi_7 + \psi_8 & \psi_9 + \psi_{10} & \psi_{11} + \psi_{12} \\ \psi_{13} + \psi_{14} & \psi_{15} + \psi_{16} & \psi_{17} + \psi_{18} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{\text{вх.}A} \\ u_{\text{вх.}B} \\ u_{\text{вх.}C} \end{pmatrix} \quad (4.1.5)$$

или в свернутом виде соответствующих матриц

$$\mathbf{u}_{\text{вых}} = \Psi_{m_2 m_1} \mathbf{u}_{\text{вх}}. \quad (4.1.6)$$

Здесь  $\Psi_{m_2 m_1}$  – коммутационная матрица выходных напряжений преобразователя, имеющая в общем случае  $m_2$  – число строк (по числу выходных фаз преобразователя) и  $m_1$  – число столбцов (по числу входных фаз преобразователя), т.е. такую прямоугольную форму:

$$\Psi_{m_2 m_1} = \begin{pmatrix} \psi_{11} & \psi_{12} & \dots & \psi_{1m_1} \\ \psi_{21} & \psi_{22} & \dots & \psi_{2m_1} \\ \vdots & & & \\ \psi_{m_2 1} & \psi_{m_2 2} & \dots & \psi_{m_2 m_1} \end{pmatrix}. \quad (4.1.7)$$

При соединении трехфазной нагрузки в звезду без нулевого провода напряжение на фазе нагрузки можно построить по методу наложения, что в случае симметричной нагрузки для напряжения фазы  $X$  дает следующее выражение

$$u_{\text{вых.}X} = \frac{2}{3}u_{X_0} - \frac{1}{3}u_{Y_0} - \frac{1}{3}u_{Z_0}, \quad (4.1.8)$$

аналогичное выражению (2.3.9) для трехфазного инвертора напряжения.

Формы анодных токов тиристоров и токов фаз на входе преобразователя частоты можно получить, выразив эти токи через выходные токи преобразователя и коммутационные функции вентилей. Так, ток тиристора 1 выражает-

ся через коммутационную функцию тиристора  $\psi_1$  и выходной ток фазы  $X$  преобразователя в виде

$$i_{T1} = \psi_1 i_X.$$

Входной ток фазы  $A$  трехфазно-трехфазного преобразователя определяется суммой анодных токов тиристоров 1, 2, 7, 8, 13, 14, связанных с этой фазой

$$i_{\text{вх.}A} = (\psi_1 + \psi_2) i_X + (\psi_7 + \psi_8) i_Y + (\psi_{13} + \psi_{14}) i_Z. \quad (4.1.9)$$

Формы токов тиристора и фазы  $A$  входа преобразователя легко представить соответственно на базе двух последних соотношений.

Соотношение, аналогичное выражению (4.1.9), можно записать и для токов других входных фаз трехфазно-трехфазного преобразователя. При этом все эти соотношения для токов также удобно объединить в одну матричную форму записи

$$\begin{vmatrix} i_{\text{вх.}A} \\ i_{\text{вх.}B} \\ i_{\text{вх.}C} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \psi_1 + \psi_2 & \psi_7 + \psi_8 & \psi_{13} + \psi_{14} \\ \psi_3 + \psi_4 & \psi_9 + \psi_{10} & \psi_{15} + \psi_{16} \\ \psi_5 + \psi_6 & \psi_{11} + \psi_{12} & \psi_{17} + \psi_{18} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{vmatrix}. \quad (4.1.10)$$

В общем случае, при числе входных фаз преобразователя  $m_1$  и числе выходных фаз преобразователя  $m_2$  матричное уравнение связи входных и выходных токов преобразователя будет иметь вид:

$$\mathbf{i}_{\text{вх.}m_1} = \Psi_{m_1 m_2} \mathbf{i}_{\text{вых.}m_2}, \quad (4.1.11)$$

где  $\mathbf{i}_{\text{вх.}m_1} = \begin{vmatrix} i_{\text{вх.}1} & i_{\text{вх.}2} \dots i_{\text{вх.}m_1} \end{vmatrix}^t$  – матрица-столбец входных токов преобразователя;  $\mathbf{i}_{\text{вых.}m_2} = \begin{vmatrix} i_{\text{вых.}1} & i_{\text{вых.}2} \dots i_{\text{вых.}m_2} \end{vmatrix}^t$  – матрица-столбец выходных токов преобразователя;  $\Psi_{m_1 m_2}$  – коммутационная матрица  $m_1 \times m_2$  входных токов преобразователя, имеющая вид

$$\Psi_{m_1 m_2} = \begin{vmatrix} \psi_{11} & \psi_{12} & \dots & \psi_{1m_2} \\ \psi_{21} & \psi_{22} & \dots & \psi_{2m_2} \\ \vdots & & & \\ \psi_{m_1 1} & \psi_{m_1 2} & \dots & \psi_{m_1 m_2} \end{vmatrix} = \Psi_{m_2 m_1}^t, \quad (4.1.12)$$

элементы которой образованы из коммутационных функций вентиля в соответствии со схемой их соединения в преобразователе. При встречно-параллельном соединении вентиля эти элементы, как видно из (4.1.10), равны сумме коммутационных функций соответствующих вентилях. Из сравнения (4.1.5) и (4.1.10) следует, что матрицы  $\Psi_{m_1 m_2}$  и  $\Psi_{m_2 m_1}$  взаимно транспонируемы.

#### 4.1.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

**Регулировочная характеристика непосредственного преобразователя частоты** на идеальных элементах определяет зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения фазы преобразователя в долях предельно возможной величины действующего значения выходного напряжения от относительной величины амплитуды модулирующего напряжения (по отношению к амплитуде опорного напряжения, см. рис. 6.2.6 главы 6) и при арккосинусоидальном законе управления в соответствии с (4.1.2) имеет вид

$$\frac{U_{\text{вых.}(1)}}{U_{\text{вых.}(1)\text{пр}}} = U_{\text{вых.}(1)}^* = \frac{U_{\text{м.мах}}}{U_{\text{оп.мах}}} = M, \quad (4.1.13)$$

где  $M$  – глубина модуляции (угла  $\alpha$  относительно значения  $\alpha = 90^\circ$ ), управляемая регулированием амплитуды модулирующего напряжения  $U_m$ , а  $U_{\text{вых.}(1)\text{пр}}$  – предельное значение действующего значения первой гармоники выходного напряжения при  $M = 1$ , равное  $U_{d0}$ .

Здесь величина выходного напряжения прямо пропорциональна глубине модуляции, а частота выходного напряжения равна частоте модулирующего напряжения.

**Внешняя характеристика непосредственного преобразователя частоты** определяет зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя от действующего значения первой гармоники выходного тока преобразователя при постоянной глубине модуляции и наборе фиксированных значений коэффициентов сдвига первой гармоники выходного тока относительно первой гармоники выходного напряжения  $\cos\varphi_{(1)}$ , т.е.

$$U_{\text{вых}(1)} = f(I_{\text{вых}(1)}) \text{ при } M = \text{const и } \cos \varphi_{(1)} \text{ как параметре.}$$

Для нахождения уравнения внешней характеристики преобразователя используем схему замещения выпрямителя по гладкой составляющей (рис. 3.1.7 части 1), а нагрузку преобразователя представим заданным источником тока синусоидальной формы, в результате схема замещения одной фазы преобразователя частоты с реальным входным трансформатором получим вид, показанный на рис. 4.1.5.

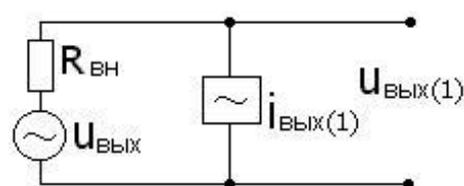


Рис. 4.1.5

Уравнение для мгновенного значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя

$$u_{\text{вых}(1)} = u_{\text{вых.ид.}(1)} - R_{\text{вн}} i_{\text{вых}(1)}, \quad (4.1.14)$$

где  $R_{\text{вн}} = \frac{3}{2\pi} X_a$ , а  $X_a$  – суммарная индуктивность рассеивания первичных и вторичных обмоток входного трансформатора, приведенная ко вторичной стороне.

Алгебраизируя уравнение (4.1.14) относительно действующих значений первичных обмоток переменных путем возведения уравнения в квадрат и усреднения за период первой гармоники, будем иметь

$$U_{\text{вых}(1)}^2 = U_{\text{вых.ид}(1)}^2 + R_{\text{вн}}^2 I_{\text{вых}(1)}^2 - 2U_{\text{вых.ид}(1)} I_{\text{вых}(1)} \cos \varphi_{(1)}. \quad (4.1.15)$$

Разделив все члены уравнения на  $U_{d0}$ , получим уравнение внешней характеристики в относительных единицах в виде

$$U_{\text{вых}(1)}^* = \sqrt{M^2 + (I_{\text{вых}(1)}^*)^2} - 2MI_{\text{вых}(1)}^* \cos \varphi_{(1)}, \quad (4.1.16)$$

где  $I_{\text{вых}(1)}^* = \frac{I_{\text{вых}(1)} R_{\text{вн}}}{U_{d0}}$  – относительная величина действующего значения первой гармоники выходного тока преобразователя в долях базового тока, равного току короткого замыкания выпрямителя при  $\alpha = 0$ .

Из уравнения (4.1.16) видно, что при

$$I_{\text{вых}(1)}^* < 2M \cos \varphi_{(1)} \quad (4.1.17)$$

внешние характеристики являются нелинейными падающими, а при дальнейшем повышении тока нагрузки сверх значения  $2M \cos \varphi_{(1)}$  они имеют нелинейный нарастающий характер, как это демонстрируют их графики (рис. 4.1.6). В частности, при чисто реактивной нагрузке ( $\cos \varphi_{(1)} = 0$ ) все характеристики будут нарастающими.

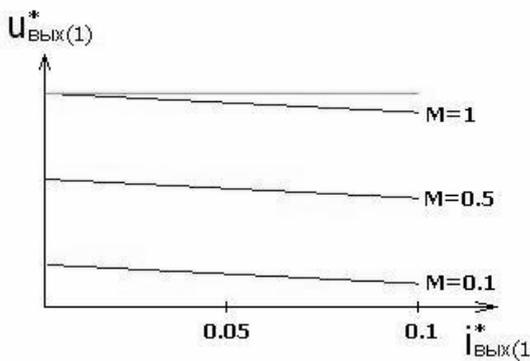


Рис. 4.1.6

**Входные энергетические характеристики** устанавливают зависимость входного коэффициента мощности преобразователя частоты (и его компонентов – коэффициента искажения входного тока и коэффициента сдвига тока) от глубины модуляции  $M$  и коэффициента сдвига тока нагрузки по первой гармонике относительно первой гармоники выходного напряжения.

В связи со сложной формой входного тока преобразователя частоты точный анализ входных энергетических показателей трудоемок [34, 35], и мы здесь ограничимся только оценочным анализом для случая, когда выходной ток преобразователя имеет малые пульсации и может быть принят синусоидальным. В этих условиях уравнение баланса активных мощностей на входе и выходе преобразователя на элементах без потерь имеет вид

$$3U_{\text{вх}} I_{\text{вх}(1)} \cos \varphi_{\text{вх}(1)} = 3U_{\text{вых}(1)} I_{\text{вых}(1)} \cos \varphi_{\text{вых}(1)}. \quad (4.1.18)$$

Отсюда входной коэффициент сдвига по первой гармонике равен (с учетом (3.1.13))

$$\begin{aligned} \cos \varphi_{\text{вх}(1)} &= \frac{U_{\text{вых}(1)}}{U_{\text{вых}(1)\text{пр}}} \frac{U_{\text{вых}(1)\text{пр}}}{U_{\text{вх}}} \frac{I_{\text{вых}(1)}}{I_{\text{вх}(1)}} \cos \varphi_{\text{вых}(1)} = \\ &= MK_{\text{п.н}} K_{\text{п.т}} \cos \varphi_{\text{вых}(1)}, \end{aligned} \quad (4.1.19)$$

где  $K_{\text{п.н}}$ ,  $K_{\text{п.т}}$  – соответственно коэффициенты преобразования непосредственного преобразователя частоты по напряжению и току.

Если пренебречь в первом приближении зависимостью коэффициентов преобразования по напряжению и току от режима преобразователя ( $M$ ,  $\cos \varphi_{\text{вых}(1)}$ , числа входных фаз, величины выходной частоты), то входной коэффициент сдвига преобразователя уменьшится прямо пропорционально при снижении не только глубины модуляции  $M$ , т.е. степени регулирования выходного напряжения преобразователя (как у выпрямителя), но и коэффициента сдвига нагрузки  $\cos \varphi_{\text{вых}(1)}$ . Это обстоятельство формально свидетельствует об «энергетической прозрачности» непосредственного преобразователя частоты с естественной коммутацией (т.е. на вентилях с неполным управлением), когда всякое снижение качества энергетики выходной цепи прямо ухудшает энергетику входной цепи преобразователя.

Расчет коэффициента искажения входного тока непосредственного преобразователя частоты по шестипульсным схемам (36-тиристорная схема из трех реверсивных трехфазных мостовых выпрямителей) дает для него значения 0,963...0,99 [34] в зависимости от режима. При дальнейшем увеличении пульсности в мощных преобразователях входной ток приближается к синусоиде, а его коэффициент искажения – к единице.

**Спектры выходного напряжения преобразователя.** Знание спектров выходного напряжения и входного тока непосредственного преобразователя частоты необходимо для решения задач электромагнитной совместимости преобразователя с нагрузкой и с питающей сетью. Эти задачи включают в себя не только расчет интегральных показателей качества электромагнитных процессов, но и ущерба от их некачественности, а также расчет фильтров на входе и на выходе преобразователя в случае их наличия. Знание спектров указанных переменных преобразователя необходимо в полном объеме при использовании спектрального метода расчета энергетических показателей и для нахождения интегральных коэффициентов гармоник напряжения и тока при прямом методе расчета энергетических показателей (см. раздел 1.5 части 1 [1]).

Описание механизма формирования выходного напряжения преобразователя с помощью коммутационных матриц (3.1.4) и (3.1.5) позволяет унифицировать это формирование через процедуру перемножения спектров коммутационных функций вентилях преобразователя и спектра питающего напряжения в общем случае, что позволяет сразу представлять возможные частоты гармоник в выходном напряжении. Величины же гармоник выходного напря-

жения удобно определить методом временной деформации (как и в инверторах напряжения). При этом методе в известный спектр выходного напряжения выпрямителя (см. раздел 3.7 части 1 [1]) вместо постоянного угла регулирования  $\alpha$  подставляется закон периодической модуляции угла (3.1.2) с частотой выходного напряжения. Анализ показывает, что в общем случае в выходном напряжении будут гармоника с частотами

$$f_k = kqm_2 f_{\text{ВХ}} \pm lf_{\text{ВЫХ}}, \quad (4.1.20)$$

где  $k, l$  равны 1, 2, 3, 4... . Конкретные величины  $k$  и  $l$  для значимых гармоник будут определяться законом модуляции угла регулирования.

#### 4.2. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ВЕНТИЛЯХ С ПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ И ЦИКЛИЧЕСКИМ МЕТОДОМ ФОРМИРОВАНИЯ КРИВОЙ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

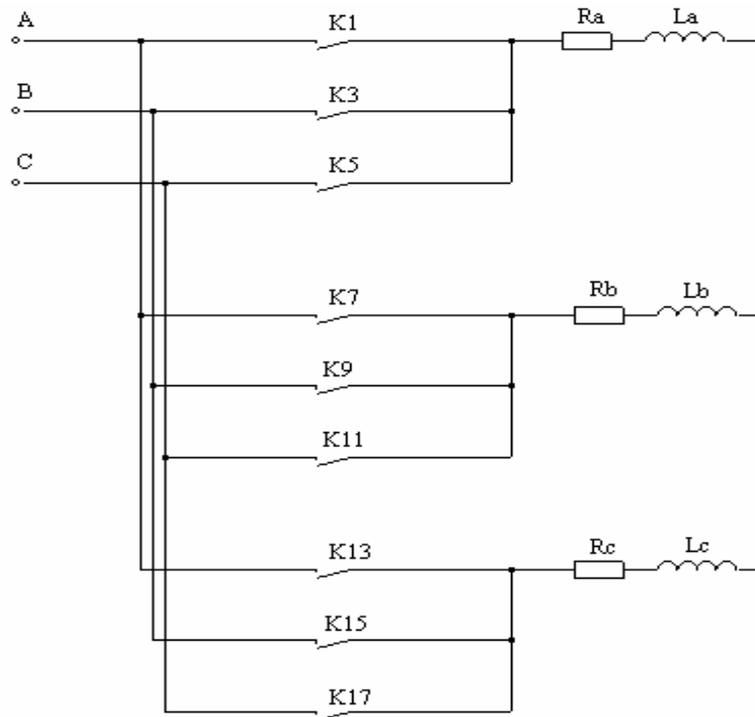
##### 4.2.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Рассмотрение указанного типа непосредственных преобразователей частоты (циклоконверторов) необходимо начать с уточнения терминологии в названии этих преобразователей. 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 квазиоднополосной модуляцией, преобразователь частоты фазоразностного типа, фазовый демодулятор, *матричный преобразователь*, инвертор напряжения с непосредственной связью и другие [36] в зависимости от того, какую особенность такого циклоконвертора принять за доминирующую. Представляется более удобным в названии преобразователя не использовать какую-либо особенность его управления, как это делается сейчас, а сохранить в названии 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 вентилях 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 на рис. 4.2.1 условными ключами, способными включаться и выключаться в желаемые моменты времени и позволяющими проходить току через них в любом направлении. Практически такие ключи с двунаправленной проводимостью

мостью реализуются или встречно-параллельным включением двух ГТО-тиристоров, или одной из возможных транзисторно-диодных комбинаций, показанных на рис. 3.4.3. Использование диодов обусловлено необходимостью предотвращения смены полярности транзисторных напряжений на недопустимые для них.

Диаграммы напряжений, токов и управляющих сигналов для ключей циклоконвертора по схеме рис. 4.2.1 построены на рис. 4.2.2. На первой диаграмме приведена трехфазная система входных напряжений, на второй – кривая выходного напряжения фазы *A* преобразователя, отсчитанного относительно нулевой точки питающей сети. На следующих двух диаграммах показаны условные сигналы управления для ключей *K1*, *K3*, *K5* фазы *A* преобразо-



вателя, определяющие длительность их проводящего состояния на первом интервале  $T_1$  такта  $T_T$ . На последней диаграмме приведены импульсы управления для соответствующих троек ключей *K1*, *K7*, *K13*; *K3*, *K9*, *K15*; *K5*, *K11*, *K17*, с помощью которых обеспечивается формирование нулевой паузы в кривой выходного напряжения.

РИС. 4.2.1

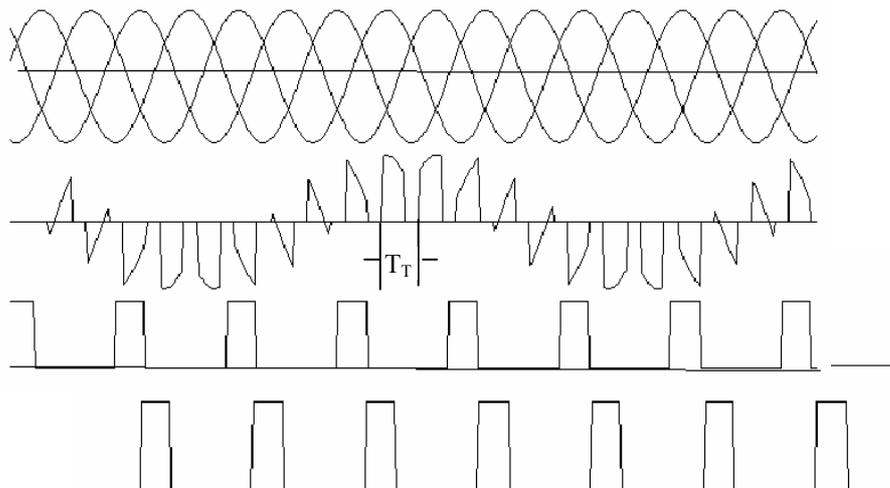


РИС. 4.2.2

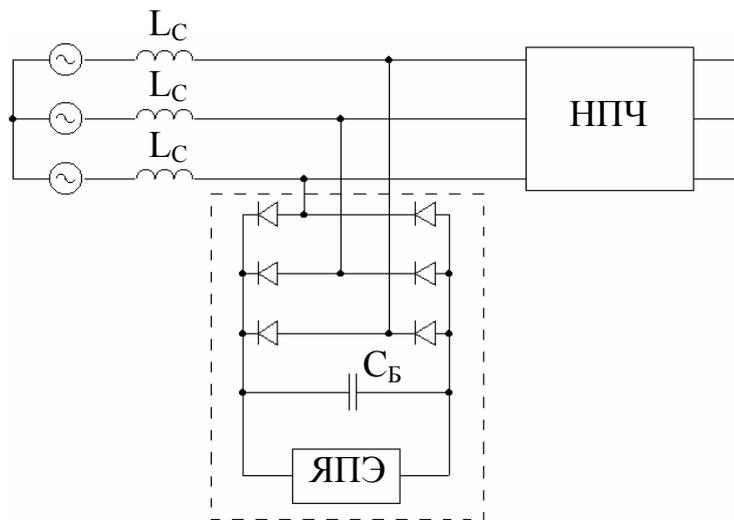


Рис.

4.2.3

Для регулирования величины первой гармоники выходного напряжения преобразователя вводят *широтно-импульсное управление*. 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, в свою очередь, требует включения на входе преобразователя или  $LC$ -фильтра, обеспечивающего возможность скачков входного тока, аналогичного входному фильтру выпрямителя с опережающим фазовым регулированием (см. раздел 3.11.1 части 1 [1]), или устройства сброса энергии из индуктивностей питающей сети  $L_c$  при обрыве тока в них для исключения перенапряжений. Это *устройство сброса* состоит из трехфазного диодного мостового выпрямителя, буферного (накопительного) конденсатора  $C_б$ , ячейки поглощения энергии ЯПЭ (рис. 4.2.3). Ячейка поглощения энергии представляет собой в простейшем случае (маломощный преобразователь) активное сопротивление, а в случае мощного преобразователя – зависимый инвертор, подключенный к той же питающей сети и возвращающий энергию сброса из кон-

денсатора  $C_B$  снова в сеть. Поскольку зависимый инвертор в ЯПЭ будет работать с углом регулирования  $\beta_{\min}$ , потребуется наличие повышающего трансформатора на выходе этого инвертора для согласования уровня напряжения на конденсаторе  $C_B$  с напряжением питающей сети (см. входную характеристику зависимого инвертора в разделе 3.4.1 части 1 [1]). 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. 4.2.1, это может быть предыдущая или последующая фаза питающей сети, как показано для последнего случая на рис. 4.2.4. При этом входной ток преобразователя частоты не прерывается нулевыми паузами и поэтому ослабевает необходимость введения входного фильтра или устройства сброса энергии из индуктивностей сети. Правда, качество выходного напряжения преобразователя тогда будет хуже, чем при однополярной модуляции.

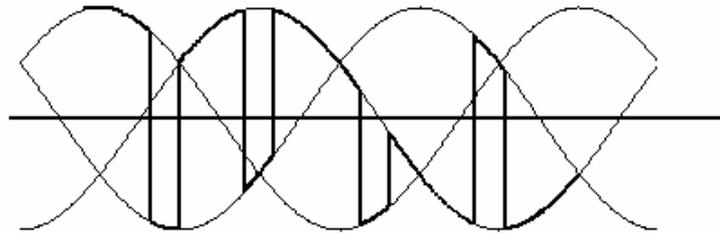


Рис. 4.2.4

Математическая модель непосредственного преобразователя частоты будет такой же, как у предыдущего преобразователя частоты, только здесь изменится вид коммутационных функций вентилях, входящих в коммутационные матрицы (4.1.7) и (4.1.12). Так как при циклическом управлении частота первой гармоники коммутационной функции вентилях отличается от частоты напряжения питающей сети в большую или меньшую сторону, то, очевидно, частота первой гармоники выходного напряжения преобразователя будет определяться разницей этих частот, т.е.

$$f_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{T_{\text{ВЫХ}}} = \left| \frac{p}{T_{\text{T}}} - \frac{1}{T_{\text{ВХ}}} \right| = |f_{\text{УПР}} - f_{\text{ВХ}}|, \quad (4.2.1)$$

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.

#### 4.2.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Регулировочная характеристика. Под регулировочной характеристикой непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением будем понимать зависимость действующего значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя от относительной длительности первого подынтервала  $T_1$  такта коммутации  $T_T$ , обозначенной как  $T_1^*$ . Оценим эти зависимости для однополярной и двухполярной модуляции, рассмотрев процедуры формирования первой гармоники выходного напряжения преобразователя из средних значений на интервалах тактов в кривой мгновенных значений выходного напряжения преобразователя. На рис. 4.2.5, а, б показаны кривые мгновенных значений выходного напряжения преобразователя в области максимума его первой гармоники для однополярной модуляции в трехпульсном преобразователе и для двухполярной модуляции в шестипульсном преобразователе соответственно.

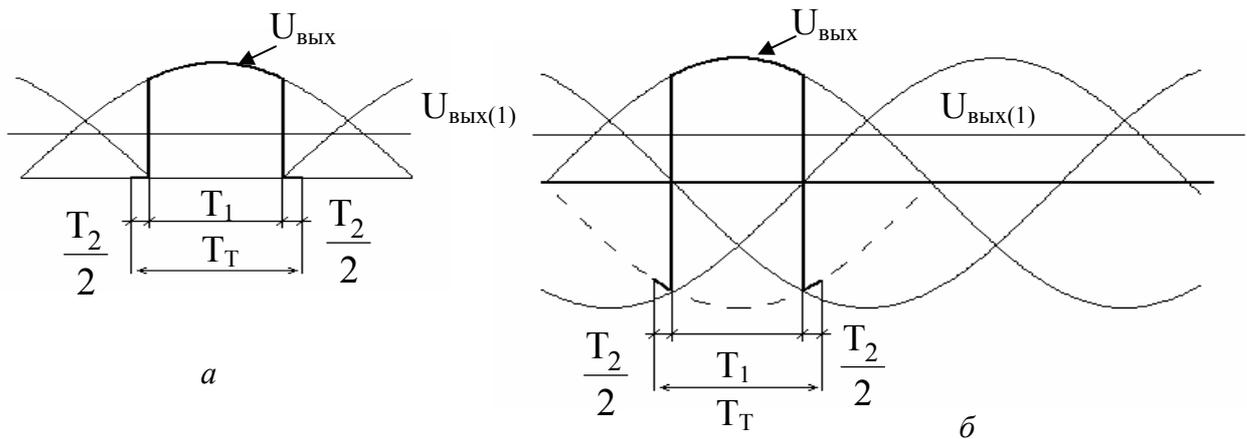


РИС. 4.2.5

Среднее значение напряжения на такте при однополярной модуляции

$$U_{\text{ср.о}} = \frac{2}{T_T} \int_0^{T_1/2} \sqrt{2} U_c \cos \omega_1 t dt = \frac{2\sqrt{2} U_c}{T_T \omega_1} \sin \frac{\omega_1 T_1}{2} \quad (4.2.2)$$

и для двухполярной модуляции

$$U_{\text{ср.д}} = \frac{2}{T_{\text{T}}} \left[ \int_0^{T_1/2} \sqrt{2}U_c \cos \omega_1 t dt - \int_{T_1/2}^{T_{\text{T}}/2} \sqrt{2}U_c \cos \omega_1 t dt \right] = \quad (4.2.3)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}U_c}{T_{\text{T}}\omega_1} \left[ 2 \sin \omega_1 \frac{T_1}{2} - \sin \omega_1 \frac{T_{\text{T}}}{2} \right].$$

При частоте выходного напряжения преобразователя, стремящейся к нулю,  $T_{\text{T}}$  стремится к  $T_1/3$  в трехпульсном преобразователе и к  $T_1/6$  в шестипульсном. Тогда для этого случая относительная величина действующего значения первой гармоники выходного напряжения преобразователя в соответствии с (4.2.2) будет равна для однополярной модуляции

$$U_{\text{вых(1).о}}^* = \frac{U_{\text{ср.о}}}{U_{\text{ср.о.мах}}} = \frac{\sin \frac{\omega_1 T_1}{2}}{\sin \frac{\omega_1 T_{\text{T}}}{2}} = \frac{\sin \frac{\pi}{3} T_1^*}{\sin \frac{\pi}{3}} \quad (4.2.4)$$

и для двухполярной модуляции

$$U_{\text{вых(1).д}}^* = \frac{U_{\text{ср.д}}}{U_{\text{ср.д.мах}}} = 2 \frac{\sin \frac{\pi}{3} T_1^*}{\sin \frac{\pi}{3}} - 1. \quad (4.2.5)$$

В отличие от линейных регулировочных характеристик непосредственного преобразователя частоты на вентилях с неполным управлением и фазовым способом регулирования здесь регулировочные характеристики нелинейны (рис. 4.2.6).

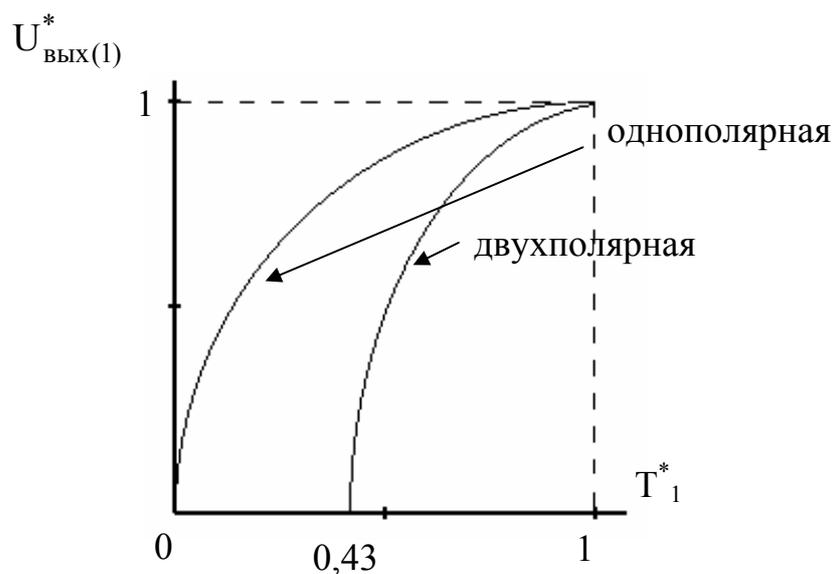


Рис. 4.2.6

Кроме того, они еще заметно зависят от степени близости частоты выходного напряжения преобразователя от частоты напряжения питающей сети.

**Внешние характеристики.** Разрывной характер входного тока рассматриваемого непосредственного преобразователя частоты требует, как уже отмечалось, наличия входного  $LC$ -фильтра, как и в регуляторах переменного напряжения с ШИР (см. раздел 3.4.2). В этом случае при идеальных вентилях преобразователя частоты его внешняя характеристика будет определяться внешней характеристикой входного  $LC$ -фильтра. Ее расчет был сделан и получено уравнение (3.4.8). Входящие в это уравнение параметры  $R_{вх}$ ,  $L_{вх}$  должны быть определены для преобразователя частоты по той же методике.

#### 4.3. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С КОЭФФИЦИЕНТОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ БОЛЬШЕ ЕДИНИЦЫ (ПОВЫШАЮЩИЕ ЦИКЛОКОНВЕРТОРЫ)

Концепция получения управляемого коэффициента преобразования по напряжению больше единицы в циклоконверторах аналогична рассмотренной в разделе 3.3.5 концепции повышения коэффициента преобразования в регуляторах переменного напряжения. Функционально *повышающе-понижающий циклоконвертор* является специфическим объединением непосредственного преобразователя частоты на вентилях с полным управлением с циклическим методом формирования кривой выходного напряжения (см. раздел 4.2) и повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения. Схема такого циклоконвертора трехфазного напряжения в однофазное по нулевой схеме показана на рис. 4.3.1. Ключи  $K_1$ - $K_3$  работают в режиме ключей непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением и широтно-импульсным регулированием. На рис. 4.3.2 показаны импульсы управления этими ключами под временными диаграммами входных напряжений и тока одной из фаз.

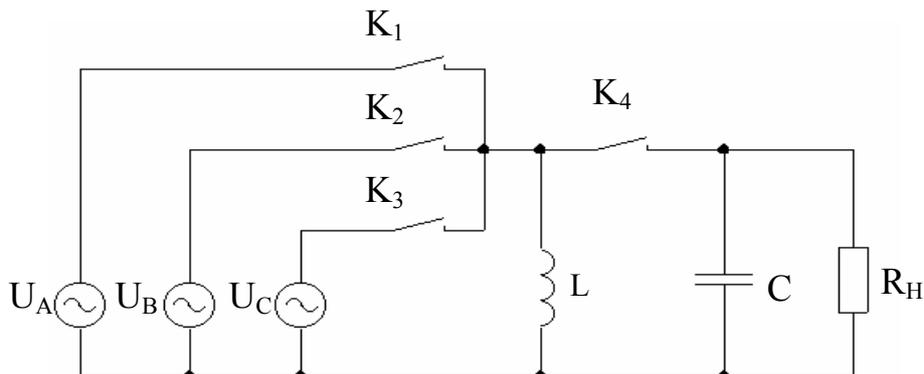


Рис. 4.3.1  
140

Здесь же ниже показаны импульсы управления ключом  $K_4$ , как бы дополняющие по длительности импульсы ключей  $K_1$ - $K_3$  до такта  $T_T$ . На последней диаграмме приведена форма тока накопительного дросселя  $L$  и напряжения на накопительном конденсаторе  $C$ .

Таким образом, энергия тока накопительного дросселя  $L$  циклоконвертора 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 циклоконвертора, 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 циклоконверторе, получаемом при объединении трех трехфазно-однофазных циклоконверторов, изображенных на рис. 4.3.1. Схема такого преобразователя представлена на рис. 4.3.3. Ключи циклоконвертора  $K_1$ - $K_3$  в каждой фазе рис. 4.3.1 выполнены по схеме рис. 3.4.3,в, а ключи  $K_4$  – встречно-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 циклоконвертора включен входной  $LC$ -фильтр.

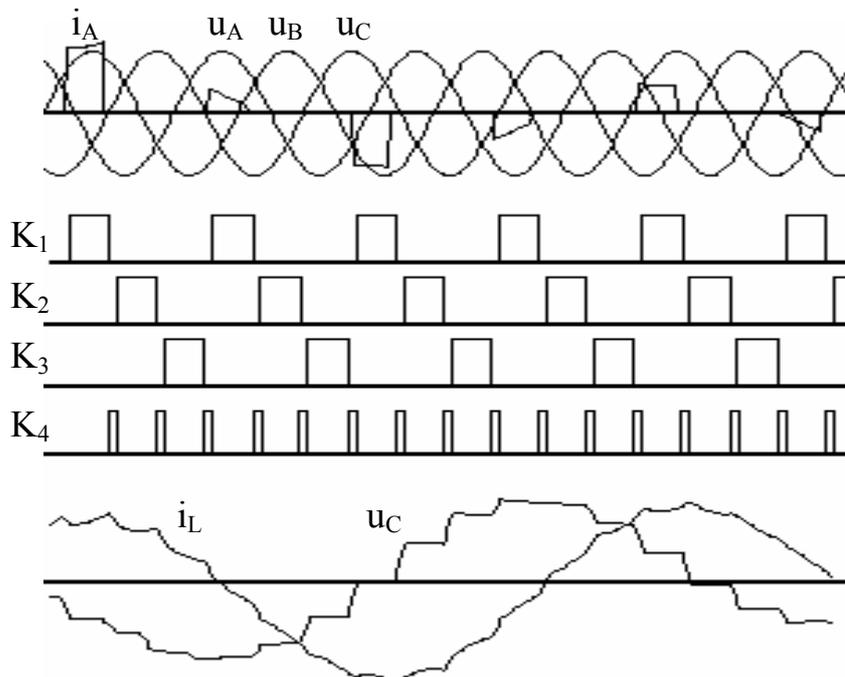


Рис. 4.3.2

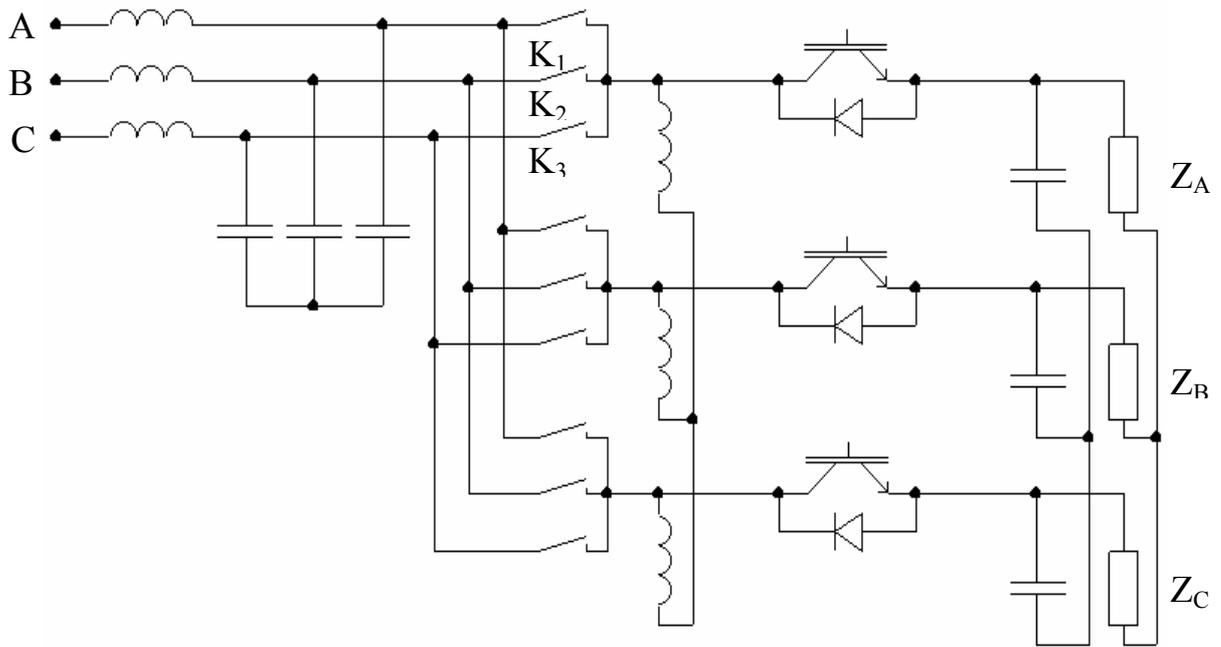


Рис. 4.3.3

Подобным же образом можно получить повышающе-понижающий циклоконвертор на основе объединения циклоконвертора с циклическим управлением и повышающе-понижающего регулятора переменного напряжения на базе схемы Кука (см. рис. 3.5.3). Но если в этом регуляторе переменного напряжения его входной ток непрерывен, то в образуемом на его основе повышающе-понижающем циклоконверторе, показанном на рис. 4.3.4, входной ток станет импульсным, так как непрерывный входной ток регулятора будет «роздан» ключами циклоконвертора 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.

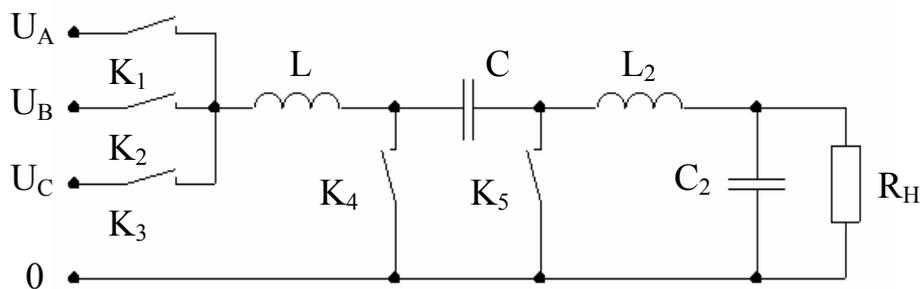


Рис. 4.3.4

Тем не менее можно построить повышающе-понижающий циклоконвертор в интеграции с регулятором на базе схемы Кука, если накопительный дроссель  $L$  в схеме рис. 4.3.4 расщепить на три и вынести в фазы входного напряжения, при этом сам циклоконвертор выполнить не по нулевой, а по

трехфазной мостовой схеме, как показано на рис. 4.3.5, причем ключи циклоконвертора  $K_1$ - $K_6$  реализовать по схеме рис. 3.4.3,в.

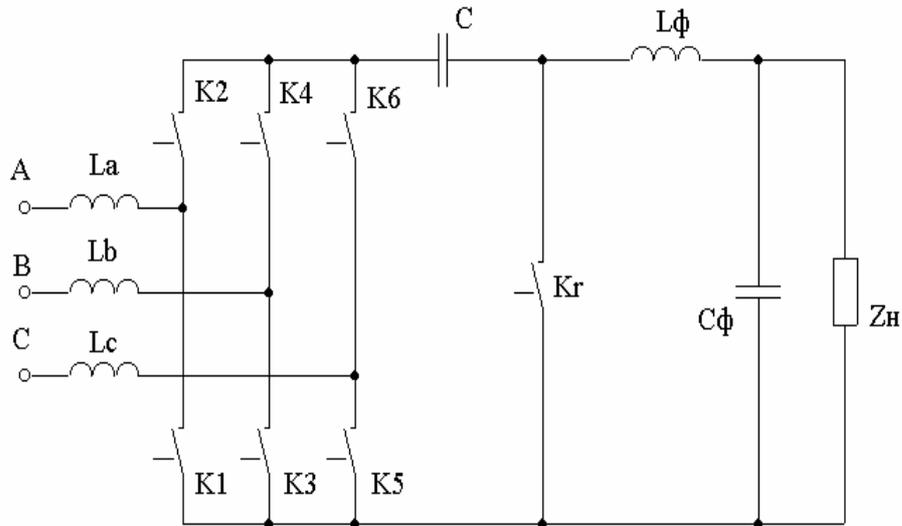


РИС. 4.3.5

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,  $T_1$  и  $T_1'$  в ключе  $K_1$ ) и когда ими управлять. Таким образом, ключи  $K_1$ - $K_6$  как бы делают возможным питание такого преобразователя от трехфазной сети переменного напряжения, а не от постоянного напряжения. При этом на первом интервале такта преобразования, как и прежде (см. раздел 1.2.2), должны происходить запасение энергии 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 дросселей 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 дросселей  $L$  в накопительный конденсатор  $C$  и одновременно питание нагрузки от энергии реактивных элементов выходного  $L_\phi C_\phi$ -фильтра.

Как было установлено в разделе 1.2.2, 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 заданной 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 из рассмотренных.

#### *Вопросы к главе 4*

- 1.1. Какие основные свойства у непосредственных преобразователей частоты (НПЧ)?
- 1.2. Какие известны типы непосредственных преобразователей частоты?
- 1.3. Какое условие согласования углов регулирования вентильными комплектами в НПЧ на тиристорах?
- 1.4. Каково предельное значение частоты выходного напряжения в НПЧ на тиристорах при полной модуляции?
- 1.5. Чем определяется предельное значение частоты выходного напряжения в НПЧ на транзисторах?
- 1.6. От каких параметров повышающе-понижающих НПЧ зависит предельное значение коэффициента преобразования по напряжению?
- 1.7. В каком типе НПЧ возможен практически синусоидальный входной ток, совпадающий по фазе с входным напряжением?
- 2.8. Что определяет коммутационная матрица выходных напряжений НПЧ?
- 2.9. Что определяет коммутационная матрица входных токов НПЧ?
- 2.10. Как связаны коммутационные матрицы выходных напряжений и входных токов НПЧ?
- 2.11. Какая особенность у внешних характеристик НПЧ на тиристорах?
- 2.12. Какие особенности у входных энергетических характеристик НПЧ на тиристорах?

2.13. Чем определяется характер внешней характеристики у НПЧ на транзисторах с циклическим управлением?

2.14. Какие дополнительные устройства требуются на входе НПЧ на транзисторах и циклическом управлении?

2.15. Какие дополнительные устройства требуются на входе повышающе-понижающего НПЧ?

1.16\*. Чем определяется ход внешней характеристики у повышающе-понижающего НПЧ?

1.17\*. Чем определяется ход регулировочной характеристики у повышающе-понижающего НПЧ?

## **5. ВЕНТИЛЬНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ НЕАКТИВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОЛНОЙ МОЩНОСТИ**

Все классические схемы преобразования переменного напряжения, т.е. выпрямители, регуляторы переменного напряжения, непосредственные преобразователи частоты, имеют, как было показано выше, несинусоидальный входной ток, сдвинутый по фазе в сторону отставания от напряжения сети. Это означает, что вентильные преобразователи, потребляя из сети активную мощность, необходимую для нагрузки, загружают питающую сеть реактивной мощностью и мощностью искажений, которые являются здесь паразитными для сети. Колебания реактивной мощности приводят к колебаниям уровня напряжения в сети, а искажения тока вызывают искажения формы напряжения в сети (см. раздел 3.13 части 1), т.е. вентильный преобразователь, вопреки пословице «не кусать руку, которая кормит», портит качество электрической энергии в сети, от которой питается.

Возможны два пути ослабления негативного обратного влияния вентильных преобразователей на питающую сеть. Первый путь связан с построением новых схем преобразования или модернизацией прежних с целью улучшения формы тока, потребляемого преобразователями из сети. Второй связан с нахождением ориентированных на решение этой проблемы специальных преобразовательных устройств, позволяющих управляемо генерировать отдельные или все сразу неактивные составляющие полной мощности, имеющиеся в питающей сети в точке присоединения нелинейной нагрузки, которые надо частично или полностью компенсировать. Такие преобразовательные устройства и получили название вентильных компенсаторов неактивных составляющих полной мощности. Таким образом, силовая электроника сама дала решение той проблемы, которую во многом породила (наряду с другими нелинейными нагрузками).

Ниже рассмотрены:

- *компенсаторы реактивной мощности* как наиболее распространенный вид вентильных компенсаторов;
- *компенсаторы мощности искажений*, получившие название «*активные фильтры*»;
- *компенсаторы всех неактивных составляющих полной мощности*.

### **5.1. КОМПЕНСАТОРЫ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ**

#### **5.1.1. КОНДЕНСАТОРЫ, КОММУТИРУЕМЫЕ ТИРИСТОРАМИ (ККТ)**

В том случае, если компенсатор должен добавить в питающую сеть только емкостной реактивный ток, используют коммутацию групп конденсаторов с помощью встречно-параллельно соединенных тиристоров, как показано на

рис. 5.1.1. В установившемся режиме ток в конденсаторе опережает напряжение на нем на четверть периода. Тогда если включать тиристоры в моменты переходов тока емкости через нуль, т.е. в максимумы положительной и отрицательной полуволн, то не будет никакого искажения тока емкости (рис. 5.1.2). Но для ликвидации броска тока заряда емкости при первом включении в момент максимума напряжения сети необходимо принять превентивные меры. Например, можно держать отключенные емкости заряженными до максимума напряжения вторичной обмотки трансформатора Т, что легко обеспечивается с помощью отдельного маломощного выпрямителя, не показанного на схеме.

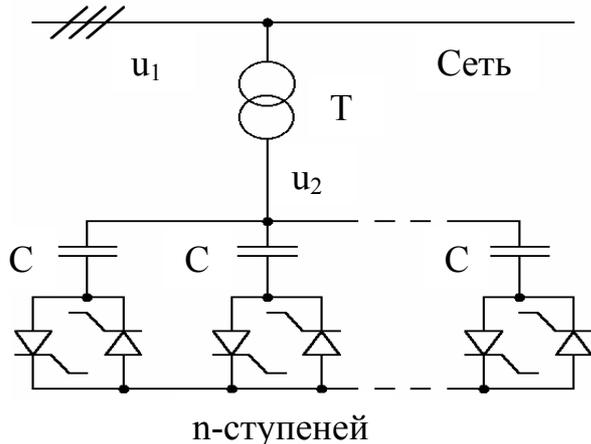


Рис. 5.1.1

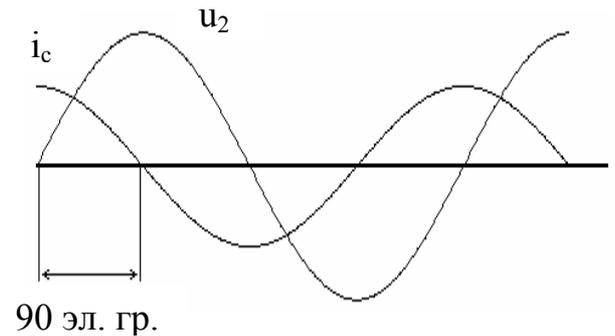


Рис. 5.1.2

Достоинство такого компенсатора – простота, недостатки – дискретность регулирования величины реактивной мощности, выдаваемой в питающую сеть, и определенная задержка подключения очередных ступеней, которое возможно не раньше ближайшего максимума напряжения сети. Если последовательно с конденсаторами включить реакторы для ограничения тока заряда конденсатора при его включении в произвольный момент времени, то указанной динамической задержки не потребуется.

### 5.1.2. РЕАКТОРЫ, УПРАВЛЯЕМЫЕ ТИРИСТОРАМИ (РУТ)

В тех случаях, когда в сетях или линиях электропередачи требуется компенсация их емкостных (зарядных) токов, используют компенсатор индуктивной реактивной мощности в виде реактора, регулируемого встречно-параллельными тиристорами (регулятором переменного напряжения, см. раздел 3). Схема такого компенсатора показана на рис. 5.1.3, а диаграмма его токов для двух значений угла регулирования  $\alpha$  – на рис. 5.1.4. При регулировании угла  $\alpha$  плавно, но нелинейно от  $\alpha$  изменяется величина первой гармоники тока компенсатора, но появляются высшие гармоники тока нечетного порядка 3, 5, 7, 9, 11, 13 ...

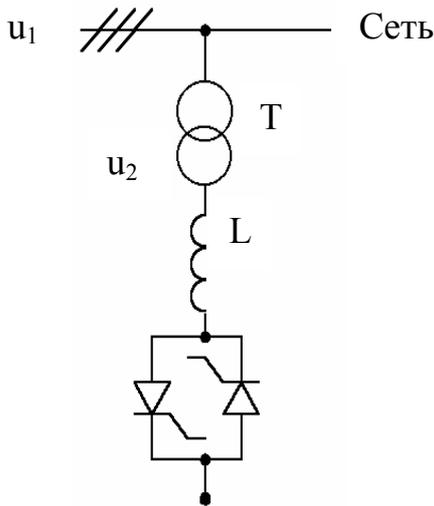


Рис. 5.1.3

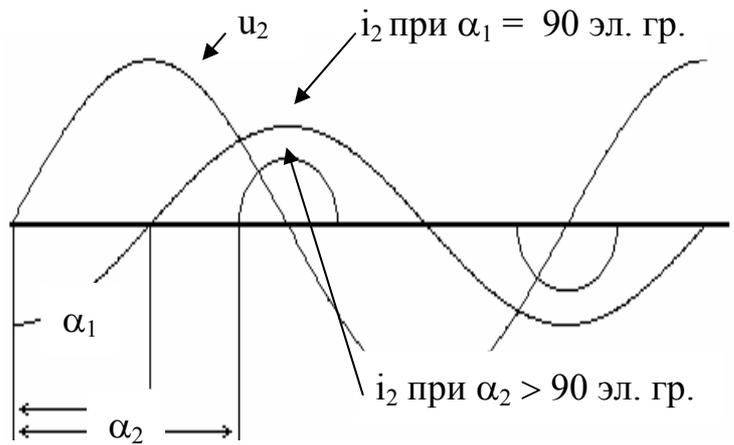


Рис. 5.1.4

Для исключения гармоник в токе, кратных трем в трехфазных сетях, указанные компенсаторы соединяют в звезду без нулевого провода. Тогда форма тока компенсатора становится в каждой полуволне двухимпульсной (рис. 5.1.5). При этом исчезает возможность отдельного регулирования реактивных мощностей по каждой фазе питающей сети, т.е. компенсатор лишается способности компенсировать реактивные мощности несимметрии каждой фазы (по первым гармоникам).

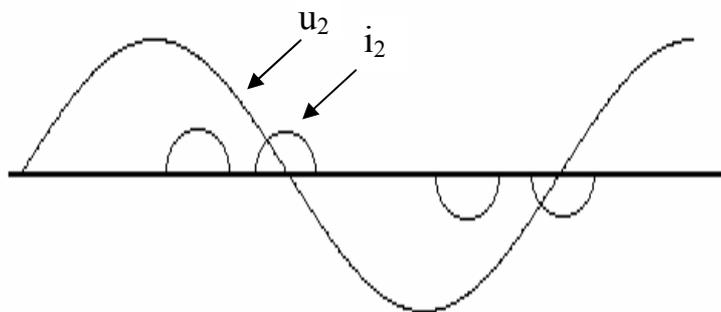


Рис. 5.1.5

Другая возможность управлять напряжением на реакторе, а значит, и его током связана с включением реактора в цепь постоянного тока на выходе выпрямителя, как показано на рис. 5.1.6 для случая трехфазного компенсатора. Один реактор для цепи постоянного тока выполнить дешевле, чем три реактора для цепи переменного тока, но при этом опять исчезает возможность пофазного регулирования реактивных мощностей в трехфазной сети. Входной ток такого компенсатора аналогичен входному току трехфазного мостового выпрямителя, работающего на индуктивную нагрузку. Отсутствие активного сопротивления в нагрузке выпрямителя,

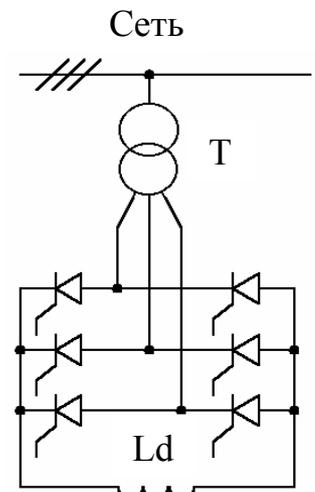


Рис. 5.1.6

кроме малого активного сопротивления обмотки реактора и внутреннего сопротивления выпрямителя (см. раздел 3.1 части 1), при условии непрерывности выпрямленного тока в реакторе требует в соответствии с регулировочной характеристикой выпрямителя (формула (2.9.2) части 1) значений углов регулирования  $\alpha$  выпрямителя около  $90^\circ$  для получения малого выпрямленного напряжения на покрытие потерь в указанных сопротивлениях. При этом фаза входного тока выпрямителя, определяемая углом  $\alpha$ , также практически равна  $90^\circ$ . Выпрямитель здесь потребляет реактивную мощность из сети, величина ее регулируется небольшим изменением угла  $\alpha$  вблизи  $90^\circ$  за счет изменения выпрямленного тока (рис. 5.1.7). Если постоянная времени цепи реактора существенно больше периода пульсаций выпрямленного напряжения, то регулирование величины входного тока выпрямителя (и его первой гармоники) идет практически без искажения его формы, т.е. без дополнительной генерации высших гармоник по отношению к 5, 7, 9, 11, ... высшим гармоникам входного тока трехфазного мостового выпрямителя (см. раздел 3.6 части 1).

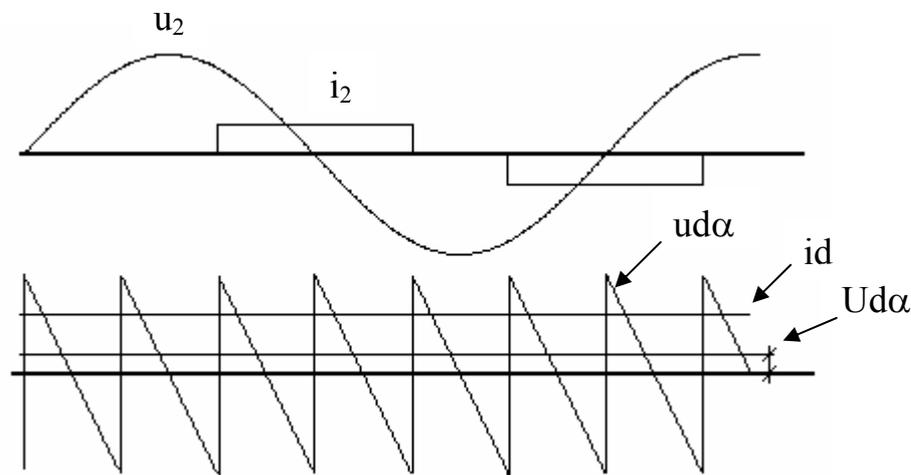


Рис. 5.1.7

### 5.1.3. КОНДЕНСАТОРНО-РЕАКТОРНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ (КРК)

Компенсаторы типа ККТ компенсируют отстающий реактивный ток сети, а типа РУТ – опережающий реактивный ток сети. При необходимости компенсации любого из этих токов в одном устройстве применяют конденсаторно-реакторные компенсаторы (КРК). При этом регулирование величины и вида входной реактивной мощности можно обеспечивать за счет выполнения регулируемых (конденсаторной или реакторной) частей компенсатора на базе рассмотренных выше принципов. Пример такого компенсатора, образованного конденсатором  $C$  и компенсатором типа РУТ, включенными параллельно, показан на рис. 5.1.8. Векторная диаграмма для первых гармоник напряжения и токов компенсатора приведена на рис. 5.1.9. Фаза реактивного тока на входе компенсатора  $+90^\circ$  или  $-90^\circ$  определяется соотношением величин нерегулируемого тока емкости и регулируемого тока реактора.

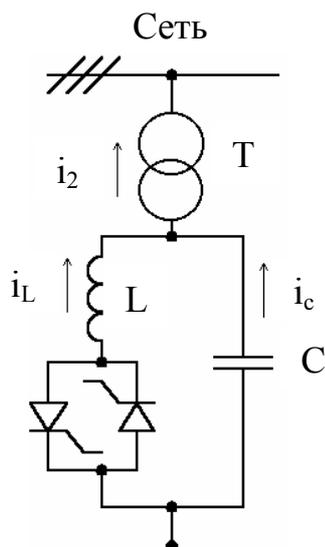


Рис. 5.1.8

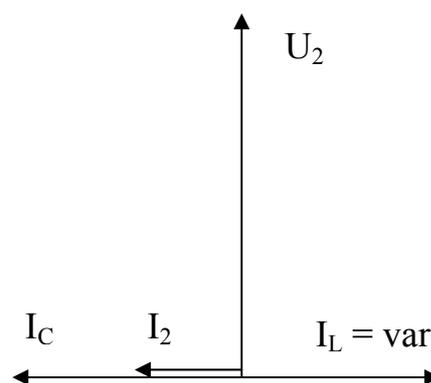


Рис. 5.1.9

Другой применяемый вариант КРК образуется параллельным объединением компенсаторов типов ККТ и РУТ.

Все рассмотренные компенсаторы реактивной мощности регулируют реактивную мощность изменением или параметра реактивного элемента (емкости конденсатора или индуктивности нелинейного реактора), или напряжения на нем тиристорным регулятором. Последний всегда вносит свои искажения в ток.

#### 5.1.4. КОМПЕНСАТОРЫ С ВЕНТИЛЬНЫМ ИСТОЧНИКОМ РЕАКТИВНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Известно использование синхронного компенсатора для генерации реактивной мощности емкостного или индуктивного характера. При этом синхронный компенсатор имеет схему замещения в виде последовательно включенного источника ЭДС и соответствующего реактанса синхронной машины (рис. 5.1.10). В зависимости от величины ЭДС синхронного компенсатора по сравнению с напряжением сети ток компенсатора может иметь отстающий или опережающий характер по отношению к напряжению сети (рис. 5.1.11).

Силовая электроника дает возможность заменить электромашинный синхронный компенсатор статическим автономным инвертором тока или инвертором напряжения, как показано на рис. 5.1.12,а,б соответственно. Трехфазный параллельный инвертор тока выполнен на GTO-тиристорах, а трехфазный инвертор напряжения – на IGBT-транзисторах. Так как оба инвертора работают в режиме с выходными токами, сдвинутыми за  $90^\circ$  относительно своего напряжения, т.е. в режиме источников реактивного напряжения, в звене постоянного напряжения (тока) источник питания не требуется. Потери активной мощности внутри инверторов можно покрыть потреблением небольшой активной мощности из сети за счет сдвига фазы тока относительно напряже-

ния инвертора на угол, немного меньший, чем  $90^\circ$ . Этим задаются требуемые уровни постоянного тока в сглаживающем реакторе  $L_d$  инвертора тока и напряжения на фильтровом конденсаторе  $C_d$  инвертора напряжения, определяющие реактивную мощность компенсаторов. Ситуация с самонакачкой постоянного тока (напряжения) на входах инверторов подобна той, когда известный литературный герой барон Мюнхаузен сам себя поднимал за волосы...

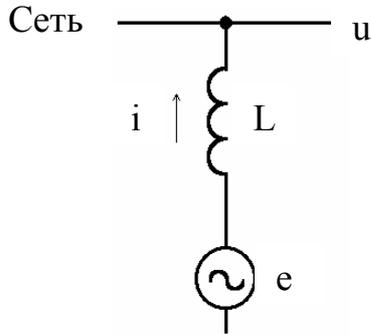


Рис. 5.1.10

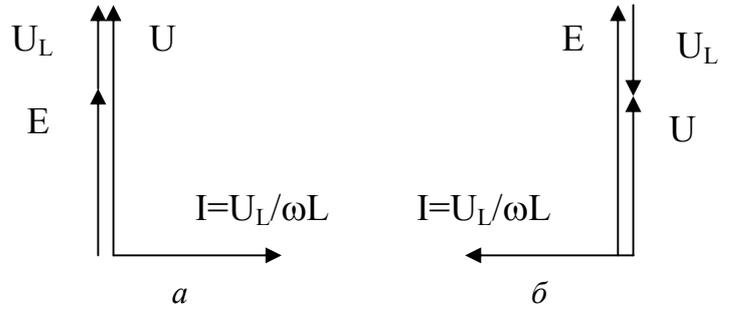


Рис. 5.1.11

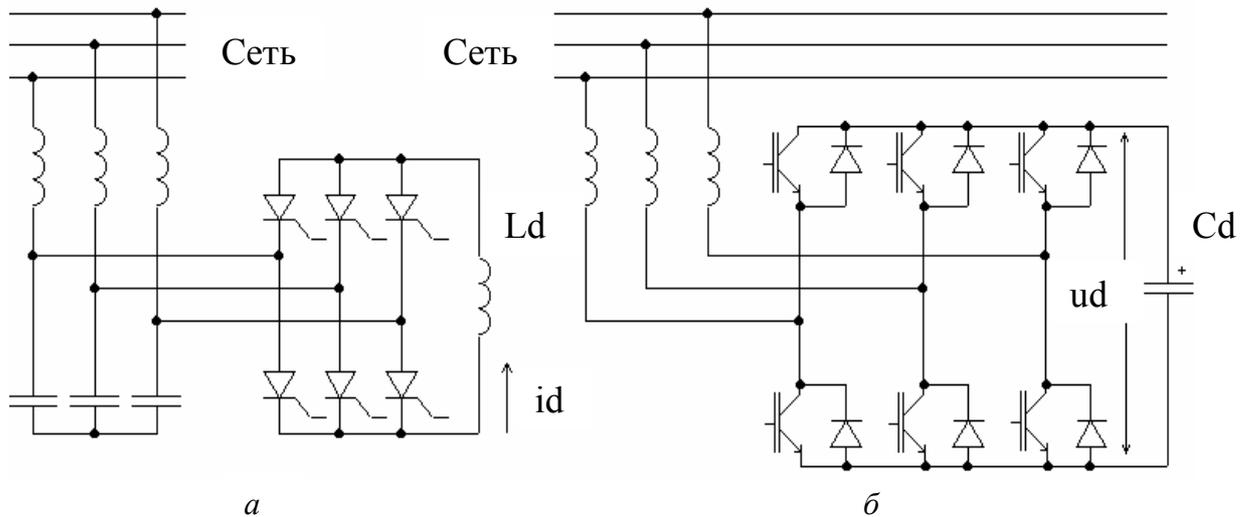


Рис.5.1.12

Реакторы  $L$  не только определяют величину первой гармоники тока компенсатора в соответствии с векторной диаграммой рис. 5.1.11, но и сглаживают высшие гармоники, обусловленные известной несинусоидальностью выходных напряжений инвертора тока и инвертора напряжения компенсатора. Действующее значение высших гармоник тока компенсатора на основании метода АДУ2 (см. раздел 1.5.2.3.2 части 1)

$$I_{\text{вг}} = \frac{\bar{K}_r U_{L(1)}}{\omega L}, \quad (5.1.1)$$

а коэффициент гармоник тока компенсатора

$$K_{г.т} = \frac{I_{вг}}{I_{(1)}} = \frac{\bar{K}_г U_{L(1)}}{\omega L} \frac{\omega L}{U_{L(1)}} = \bar{K}_г. \quad (5.1.2)$$

Таким образом, качество тока такого вентильного компенсатора тождественно качеству напряжения компенсатора, определяемому его интегральным коэффициентом гармоник первого порядка.

Возможно использование в качестве источника реактивного напряжения в компенсаторе реактивной мощности и непосредственного преобразователя частоты [38]. При этом фильтровый реактивный элемент в звене постоянного напряжения автономного инвертора (тяжелый реактор цепи постоянного тока у инвертора тока и дорогой электролитический конденсатор цепи постоянного напряжения у инвертора напряжения) может быть заменен на простой реактор цепи переменного тока.

В случае выполнения рассмотренных схем компенсаторов реактивной мощности для трехфазных сетей по однофазным схемам при самостоятельном управлении каждым из них можно их использовать и для компенсации реактивной мощности несимметрии.

## 5.2. КОМПЕНСАТОРЫ МОЩНОСТИ ИСКАЖЕНИЙ – АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Идея компенсации искажений напряжений и токов в сети, т.е. *активная фильтрация*, основана на введении в сеть последовательно источника напряжения с управляемым искажением или параллельно источника тока с управляемым искажением, причем вносимые искажения находятся в противофазе с имеющимися искажениями и компенсируют их в результирующей кривой напряжения или тока. Эта идея иллюстрируется на рис. 5.2.1,*а* для активного фильтра напряжения и на рис. 5.2.1,*б* – для активного фильтра тока. Источник компенсирующего искажения напряжения сети (или нагрузки) вводится последовательно обычно через трансформатор Т. Если напряжение сети несинусоидально (на рисунке условно трапеция), а напряжение на нагрузке должно быть синусоидальным, то источник компенсирующего напряжения  $u_k$  должен повторять в противофазе разность мгновенной кривой напряжения сети  $u$  и ее первой гармоники  $u_{(1)}$  (рис. 5.2.1,*а*).

Аналогично работает и активный фильтр тока. Если нелинейная нагрузка потребляет несинусоидальный ток (на рис. 5.2.1,*б* входной ток трехфазного мостового выпрямителя в предположении линейного его изменения на интервалах коммутации), то компенсатор генерирует ток, равный в противофазе разности мгновенной кривой тока нелинейной нагрузки  $i_n$  и ее первой гармоники  $i_{н(1)}$ .

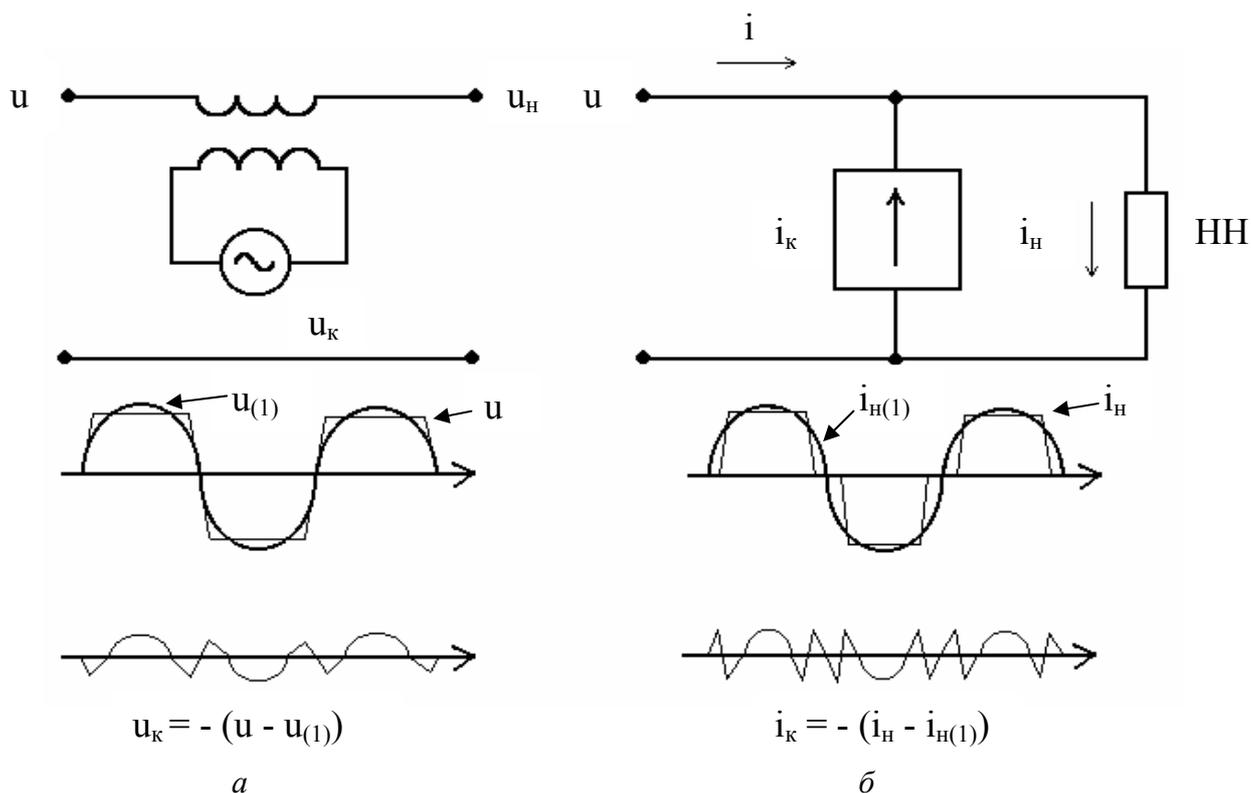


Рис. 5.2.1

Схемы активных фильтров напряжения и тока обычно выполняют на базе инверторов напряжения с ШИМ. Рассматривая инвертор напряжения как реверсивный широтно-импульсный преобразователь (ШИП), работающий в режиме периодического реверса, и учитывая линейность регулировочной характеристики ШИП, можно воспроизвести на выходе инвертора любую кривую задания тока (напряжения)  $i_k$  или  $u_k$  на рис. 5.2.1 путем аппроксимации ее средними значениями по интервалам тактов коммутации при ШИМ. Точность воспроизведения на выходе инвертора тока  $i_k$  или напряжения  $u_k$  зависит от точной передачи спектра этих кривых до частоты их верхней гармоники, определяемой в соответствии с теоремой отсчетов Котельникова половиной частоты коммутации при ШИМ. Так для подавления в результирующем токе сети всех гармоник входного тока трехфазного мостового выпрямителя вплоть, например, до 23-й, относительная величина которой в спектре  $1/23$ , т.е. менее 5 % (см. раздел 3.7 части 1), необходима частота коммутации в интервале не ниже  $2 \cdot 23 \cdot 50 = 2300$  Гц, что вполне допустимо для силовых транзисторов. Техническая реализация такого воспроизведения на выходе инвертора напряжения сигнала задания на его входе легко обеспечивается при использовании управления инвертором по методу слежения (см. раздел 6.6.2).

Более радикальным способом улучшения качества электроснабжения и устранения обратного влияния нелинейного потребителя на питающую сеть является совместное использование активного фильтра напряжения и тока. Возможны два варианта их объединения: параллельно-последовательное и последовательно-параллельное включения (рис. 5.2.2, а, б).

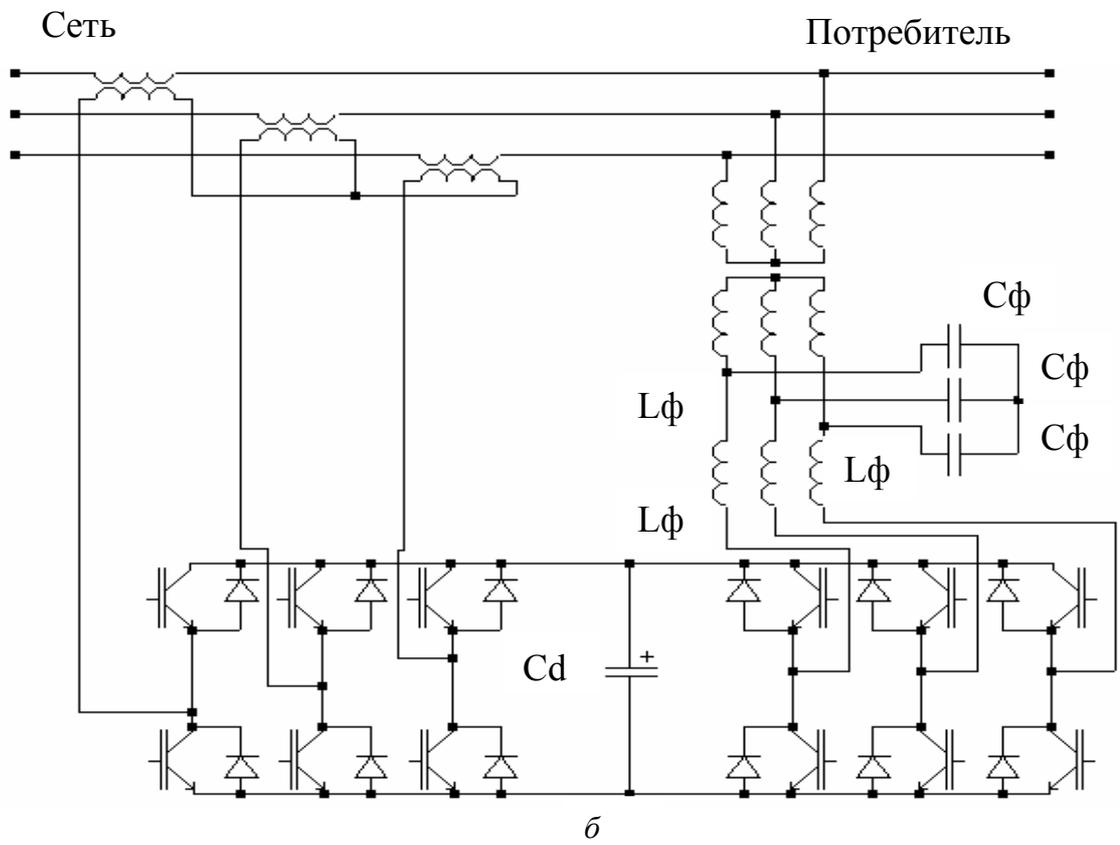
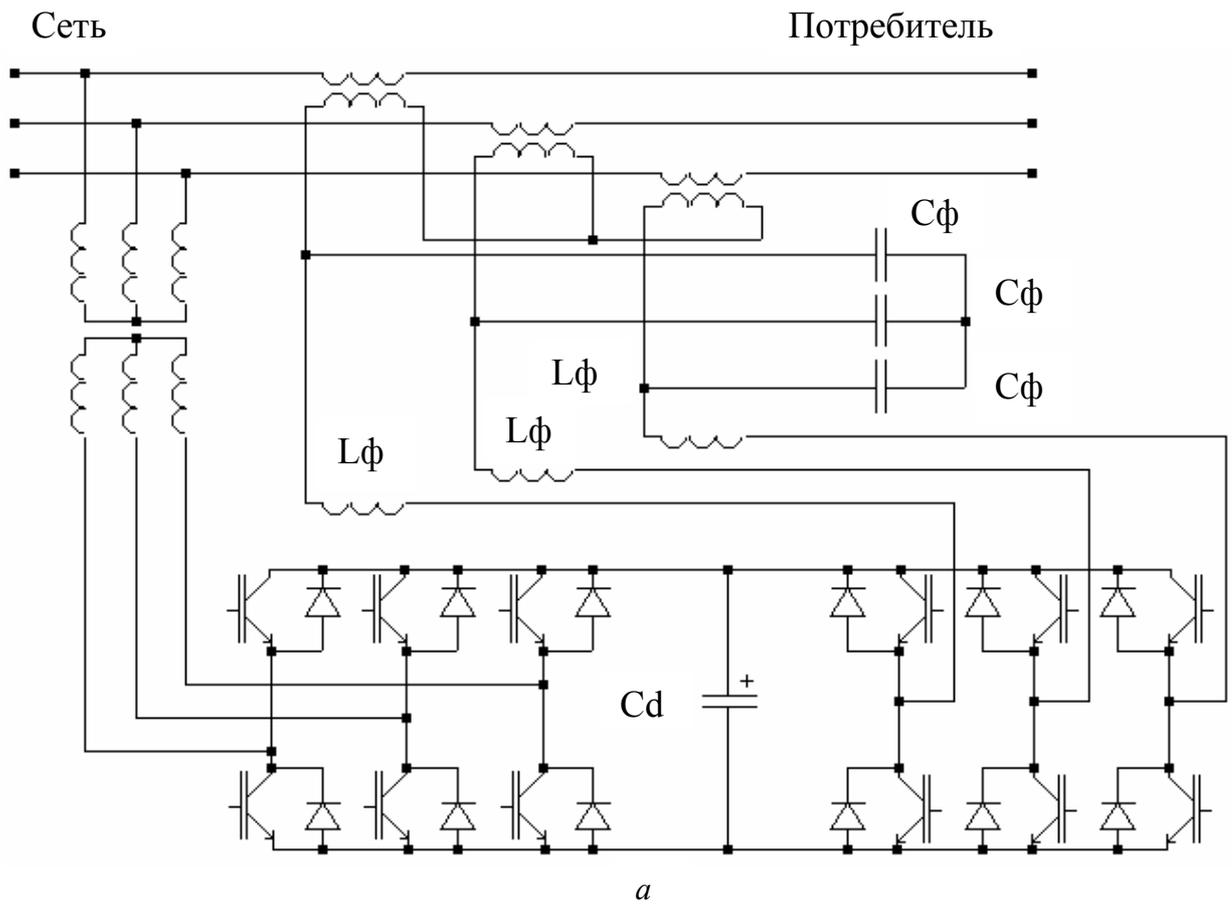


Рис. 5.2.2

При этом появилась возможность за счет использования выходных трансформаторов в активных фильтрах объединить их цепи постоянного напряжения общим конденсатором фильтра  $C_d$ . Если на такую структуру возложить еще и функцию регулирования величины реактивной мощности и ее знака, то можно будет поддерживать синусоидальное напряжение стабильной величины при колебаниях напряжения в сети, вызванных прежде всего колебаниями нагрузки. В этом случае последовательный фильтр напряжения выполняет еще функцию вольтодобавочного регулятора переменного напряжения (см. раздел 3). Такие системы, предназначенные для большой электроэнергетики, получили название *гибких линий электропередачи* (за рубежом FACTS – flexible alternative current transmission system).

Если в графике потребления реактивной мощности имеется не только динамическая, но и статическая составляющая, то ее можно скомпенсировать пассивными реактивными элементами, которые смогут отфильтровать и часть гармоник тока. В этих случаях используют как бы комбинированный фильтр, состоящий из совокупности активного и пассивного фильтров.

## ВОПРОСЫ К ГЛАВЕ 5

1.1. Какие устройства силовой электроники называют компенсаторами неактивных составляющих полной мощности?

1.2. Какие известны типы вентильных устройств компенсации неактивных составляющих полной мощности (КНСМ)?

1.3. Какие известны типы вентильных компенсаторов реактивной мощности?

1.4. Какие известны типы вентильных компенсаторов мощности искажений – активных фильтров?

1.5. Какие компенсаторы образуют гибкую линию электропередачи?

2.6. Чем определяется величина реактивной мощности реактора, управляемого тиристорами?

2.7. Как исключаются броски тока в конденсаторах, коммутируемые тиристорами?

2.8. Как регулируется величина реактивной мощности в компенсаторе с вентильным источником реактивного напряжения?

2.9. От какого параметра источника реактивного напряжения компенсатора реактивной мощности зависит качество компенсирующего тока?

2.10. На какую установленную мощность элементов должен быть рассчитан активный фильтр?

2.11\* В чем различие свойств гибкой линии электропередачи в двух вариантах ее использования?

## 6. МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

### 6.1. 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 диагностика неисправностей.

Все эти функции система управления реализует простым способом – изменением моментов включения и выключения вентилях. Это, в свою очередь, предъявляет к системе управления **три требования**.

1. Управляемость моментов включения (выключения) вентилях в необходимых пределах. Для преобразователей на вентилях с неполным управлением (тиристорах) и естественной коммутацией (выпрямители, зависимые инверторы, непосредственные преобразователи частоты с фазовым способом формирования кривой выходного напряжения) в соответствии с их регулировочными характеристиками для полного диапазона регулирования следует изменить угол регулирования  $\alpha$  в диапазоне  $0 \dots 180^\circ$  (теоретически) и  $0 \dots (180^\circ - \beta_{\min})$  (практически) по частоте питающего напряжения. Для преобразователей на вентилях с полным управлением и широтно-импульсными способами регулирования напряжения (регуляторы постоянного напряжения, автономные инверторы напряжения, непосредственные преобразователи частоты с циклическим управлением, повышающие циклоконверторы) в соответствии с их регулировочными характеристиками для полного диапазона регулирования требуется изменение фазы импульсов управления в пределах такта принудительной коммутации  $0 \dots T_T$  с возможным изменением длительности самого такта.

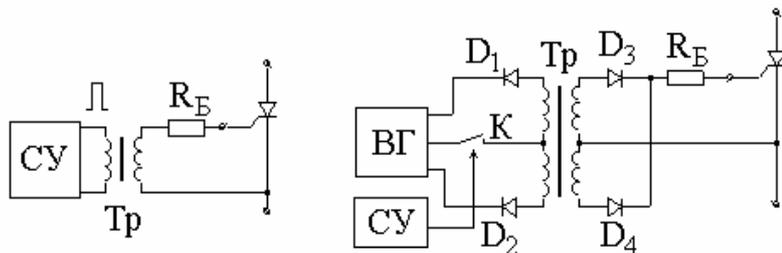
2. Формирование импульса управления прямоугольного вида с крутым передним фронтом и заданной длительностью. Крутой передний фронт (обычно порядка одной микросекунды) необходим для фиксирования момента включения вентилях, имеющих разброс по порогам включения, а также для уменьшения потерь мощности в вентилю при включении из-за его конечной скорости. Требования по длительности импульса управления зависят от типа вентиля и его режима работы в преобразователе. Для тиристоров возможны

два вида длительностей импульсов управления: «узкие» и «широкие» импульсы. 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 ГТО-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, 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 нечастых случаях преобразователей 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  $R_B$ , ограничивающее ток в цепи управления вентиля, например тиристора, как показано на рис. 6.1.1,а. В то же время передача «широкого» импульса управления через трансформатор затруднена из-за практической невозможности выполнить трансформатор с малой нижней граничной частотой (герцы) его 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 конструктивно в трансформаторе несовместимы.

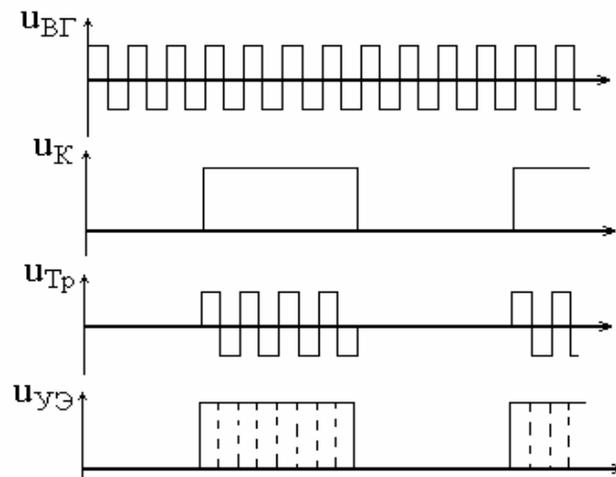


*a*

*б*

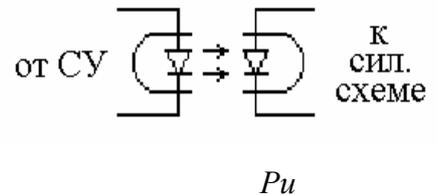
**Рис. 6.1.1**

Практически передача «широкого» импульса через трансформатор заменяется эквивалентной передачей пачки «узких» импульсов с крутыми фронтами и длительностью пачки, равной длительности «широкого» импульса. Одно из возможных решений показано на рис. 6.1.1,б. Здесь высокочастотный генератор ВГ «узких» импульсов, работающий непрерывно, подключается к трансформатору Тр попеременно через диоды  $D_1$  и  $D_2$  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  $D_3, D_4$  на вторичной стороне трансформатора в цепи управления формируется неискаженный «широкий» импульс управления (рис. 6.1.2).



**Рис. 6.1.2**

Оптронная развязка системы управления и силовой схемы преобразователя основана на оптроне, представленном на рис. 6.1.3. 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 тиристорov примерно на порядок хуже предельных параметров обычных тиристорov, что ограничивает область их применения.



Многообразие систем управления вентиляными 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.

- **По числу каналов**, в которых производится регулирование фаз импульсов управления вентилями: *одноканальные и многоканальные системы управления*. В одноканальных системах импульсы управления для всех вентилях вырабатываются в одном общем канале, из 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 энергии преобразователя. Например, для выпрямителя допустим разброс фаз импульсов управления от вентиля к вентилю не более  $1...3^\circ$ .

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

- **По использованию сигнала обратной связи** по выходной переменной преобразователя для целей фазосмещения: *разомкнутые (программные)* и *замкнутые (следающие)* системы управления.

- По характеру изменения фазы импульсов управления вентилями: системы с плавным (непрерывным) изменением фазы (обычно по умолчанию) и системы с квантованным (скачкообразным) изменением фазы (системы релейного регулирования).

- По характеру управления по времени вентиляльными комплектами реверсивных вентиляльных преобразователей (реверсивные выпрямители, реверсивные ШИП, циклоконвертеры): системы совместного управления, когда вентиляльные комплекты управляются все время, и системы раздельного управления, когда вентиляльные комплекты управляются по очереди в соответствии с полярностью полуволны выходного тока преобразователя.

## 6.2. МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИНХРОННАЯ РАЗОМКНУТАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ «ВЕРТИКАЛЬНОГО» ТИПА

### 6.2.1. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ

Функциональная блок-схема одного канала многоканальной системы управления преобразователями с естественной коммутацией (выпрямители, зависимые инверторы, вентиляльный комплект непосредственного преобразователя частоты с фазовым регулированием, с учетом особенности, приведенной ниже, регулятор переменного напряжения с фазовым способом регулирования) показана на рис. 6.2.1. 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:

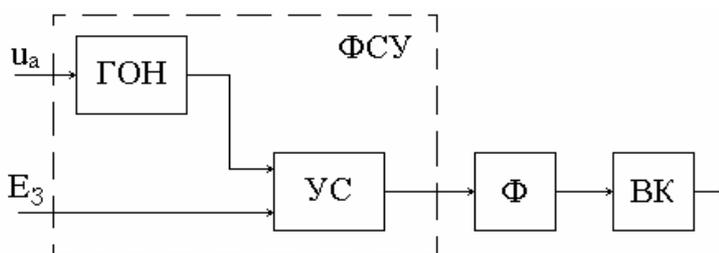


Рис. 6.2.1

$E_3$  – сигнал задания, определяющий угол регулирования  $\alpha$  (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 управле-

ния и вентиля силовой схемы;

ФСУ – фазосмещающая часть схемы управления, в которой реализуется первое требование – регулирование фазы сигнала управления вентиляем.

Рассмотрим работу системы управления сначала для случая косинусоидальной формы опорного напряжения. Диаграммы сигналов канала управления построены на рис. 6.2.2. Если опорное напряжение сдвинуто на  $90^\circ$  от анодного напряжения вентиля, как показано на рисунке, то при отсутствии сигнала задания  $E_3 = 0$ , фаза импульса управления вентилями будет  $\alpha = 90^\circ$ .

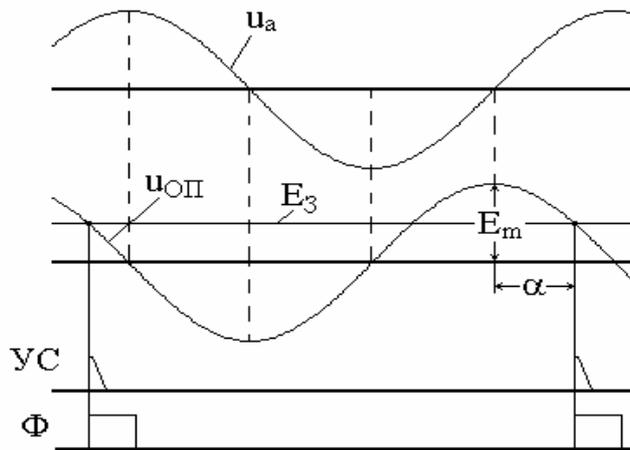


Рис. 6.2.2

При этом среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю в соответствии с уравнением регулировочной характеристики выпрямителя (2.9.2) части 1, 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  $0 \dots 180^\circ$ , что и требуется в соответствии с регулировочной характеристикой вентиляльного преобразователя для работы его в выпрямительном режиме и режиме зависимого инвертирования. С учетом того, что регулиро-

вание фазы импульсов управления достигается здесь изменением по вертикали точки равенства напряжения задания с опорным напряжением, такой способ фазосмещения назван вертикальным.

### 6.2.2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ

Установим зависимость среднего значения выпрямленного напряжения выпрямителя от значения постоянного сигнала задания  $E_3$  для выпрямителя на идеальных элементах. 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 отпираания можно записать

$$E_m \cos \alpha = E_3, \quad \alpha = \arccos \frac{E_3}{E_m}, \quad (6.2.1)$$

т.е. зависимость угла регулирования от напряжения задания носит здесь арккосинусоидальный характер (при постоянстве амплитуды опорного напряжения  $E_m$ ).

Подставив значение  $\alpha$  из (6.2.1) в уравнение регулировочной характеристики (2.9.2) части 1, получим искомую передаточную характеристику

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \cos \alpha = \cos \left( \arccos \frac{E_3}{E_m} \right) = \frac{E_3}{E_m}. \quad (6.2.2)$$

Таким образом, учитывая линейность передаточной характеристики вентильного преобразователя, представленной на рис. 6.2.3 прямой 1, его можно описать в терминах теории авторегулирования как линейное передаточное звено с коэффициентом передачи (усиления)

$$K = \frac{U_{d0}}{E_m}. \quad (6.2.3)$$

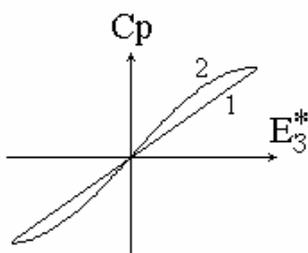


Рис.

Но при косинусоидальном опорном напряжении ухудшается работа устройства сравнения при значениях сигнала задания, близких к  $\pm E_m$ . В этих зонах скорость изменения опорного напряжения мала и любая нестабильность работы реального устройства сравне-

ния даст большую ошибку в определении момента появления импульса управления. Поэтому практически достижимый диапазон регулирования угла  $\alpha$  приходится ограничивать величиной  $150 \dots 160^\circ$ , что приве-

дет к недоиспользованию мощности выпрямителя.

От указанного ограничения системы вертикального управления с косинусоидальным опорным напряжением свободна система управления с пилообразным опорным напряжением. Диаграммы работы такой системы построены на рис. 6.2.4. Нерабочий участок пилы показан пунктиром и может быть сокращен до нуля за счет расширения рабочего участка пилы вплоть до  $360^\circ$ .

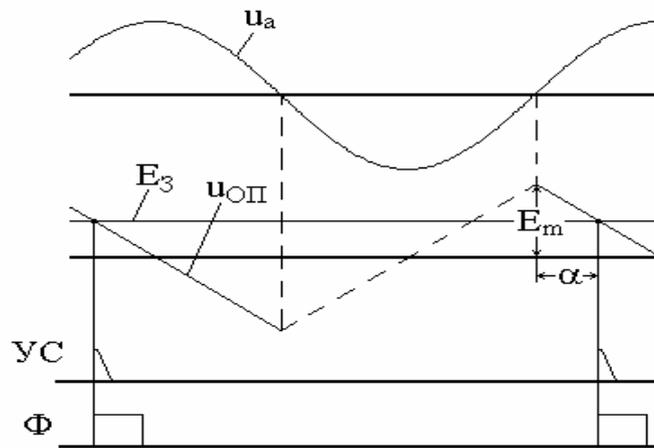


Рис. 6.2.4

Найдем уравнение передаточной характеристики выпрямителя в этом случае. Для момента выработки импульса управления из условия равенства мгновенных значений опорного и задающего напряжений можно записать

$$E_m \left( 1 - 2 \frac{\alpha}{\pi} \right) = E_3, \quad \alpha = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{E_3}{E_m} \right), \quad (6.2.4)$$

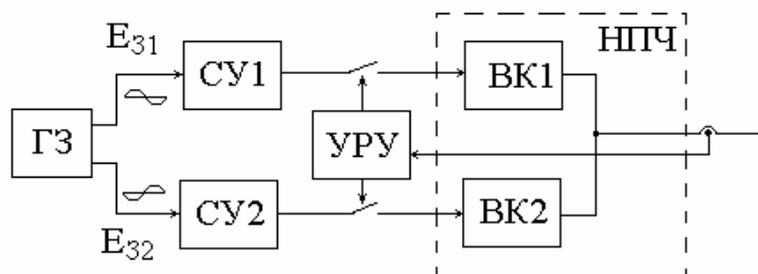
т.е. здесь имеет место линейная зависимость угла регулирования  $\alpha$  от напряжения задания. Подставив  $\alpha$  из (6.2.4) в уравнение регулировочной характеристики (2.9.2) части 1, получим

$$C_p = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} \cos \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{E_3}{E_m} \right) = \sin \left( \frac{\pi}{2} \frac{E_3}{E_m} \right). \quad (6.2.5)$$

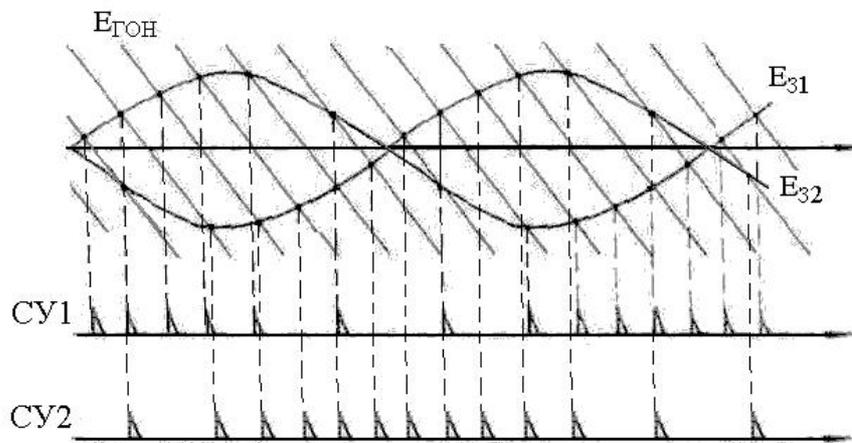
Передаточная характеристика здесь синусоидальна, что показано на рис. 6.2.3 кривой 2. При этом первый ее квадрант соответствует выпрямительному режиму работы, а третий квадрант – режиму зависимого инвертора. В силу ее нелинейности вентильный преобразователь может быть охарактеризован коэффициентом передачи (усиления) только для приращений («в малом»), который зависит от режима звена авторегулирования, т.е. значения  $E_3$ :

$$K = \frac{\Delta U_{d\alpha}}{\Delta E_3} = \frac{dU_{d\alpha}}{dE_3} = \frac{\pi}{2} \frac{U_{d0}}{E_m} \cos \left( \frac{\pi}{2} \frac{E_3}{E_m} \right). \quad (6.2.6)$$

Теперь немного об особенностях управления непосредственным преобразователем частоты с естественной коммутацией и фазовым управлением (см. раздел 4.2). Реверсивный вентильный преобразователь – основа НПЧ – имеет два вентильных комплекта ВК1 и ВК2, которые управляются в противофазе. Поэтому и система управления НПЧ состоит из двух рассмотренных комплектов управления СУ1 и СУ2 выпрямителем, которые имеют противофазные задающие напряжения  $E_{31}$  и  $E_{32}$  от генератора задания ГЗ, определяющего частоту и величину выходного напряжения НПЧ. Укрупненная структура такой системы управления показана на рис. 6.2.5, а диаграммы ее работы – на рис. 6.2.6 для режима раздельного управления. Устройство раздельного управления УРУ подключает выходы СУ1 или СУ2 для управления вентильными комплектами ВК1 и ВК2 в соответствии с полярностью полуволны выходного тока НПЧ. Выходы СУ1 и СУ2 условно представлены общими последовательностями импульсов управления, полученными путем совмещения опорных напряжений вентилях также на общей диаграмме.



**Рис. 6.2.5**



**Рис. 6.2.6**

И в заключение этого раздела рассмотрим специфику в работе вентиляционного преобразователя с естественной коммутацией при скачкообразном изменении напряжения задания (в динамике). На рис. 6.2.7 представлены временные диаграммы работы выпрямителя при скачкообразном изменении угла ре-

гулирования  $\alpha$  в полном диапазоне: от 0 до  $180^\circ$  и обратно от  $180$  до  $0^\circ$ . При скачке  $\alpha$  от 0 до  $180^\circ$  осуществляется переход из выпрямительного режима работы в режим зависимого инвертора. При этом будут проводить вентили, связанные не с наиболее положительными фазами входного напряжения (до момента скачка), а с наиболее отрицательными напряжениями, что характерно для режима зависимого инвертирования с  $\beta = 180 - \alpha = 0$ . Так как напряжение на аноде проводящего вентиля не может изменяться быстрее, чем со скоростью спада напряжения питающей сети, то можно говорить о задержке на время  $t_3$  момента появления на выходе вентильного преобразователя максимального отрицательного напряжения по сравнению с моментом скачка  $\alpha$ .

### Рис. 6.2.7

В то же время коммутация тока с вентиля, связанного с отрицательным напряжением, на вентиль, связанный с положительным напряжением, всегда возможна в силу естественной коммутации. Поэтому скачок в задании угла регулирования  $\alpha$  от  $180$  до  $0^\circ$  может быть отработан силовой схемой немед-

ленно без задержки, если по моменту скачка задания добавить импульс управления, не дожидаясь появления очередного импульса с углом  $\alpha = 0$ . Эту неодинаковость динамических свойств вентильного преобразователя необходимо учитывать в системах управления реверсивным вентильным преобразователем, если возможны скачки задания при совместном управлении, приводящие к броскам динамического уравнительного тока [33].

### 6.3. ОДНОКАНАЛЬНАЯ СИНХРОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ТИПА

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 построена на рис. 6.3.1.

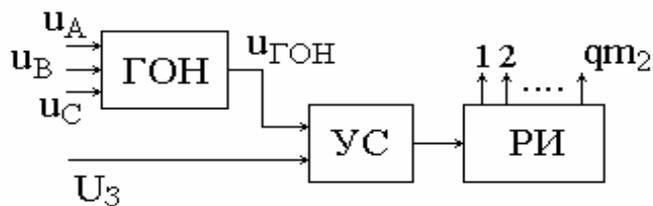
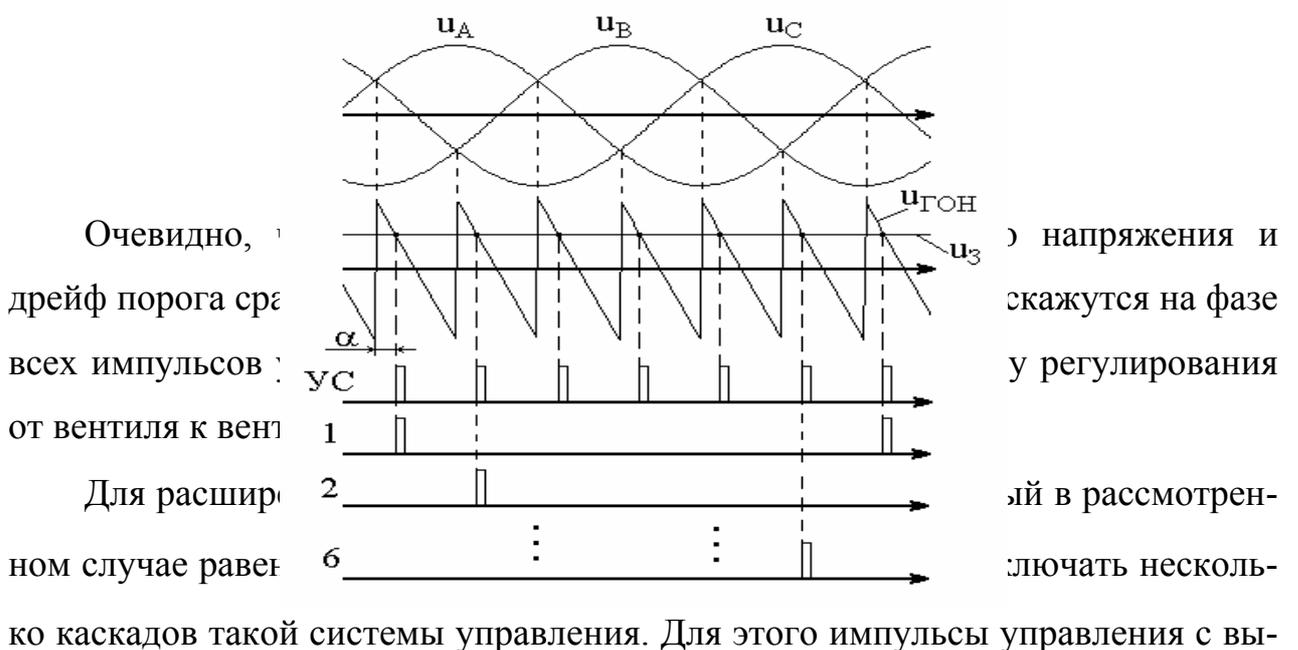


Рис. 6.3.1

Здесь ГОН – генератор опорного напряжения пилообразной формы, запускаемый по точкам естественного зажигания трехфазной системы питающих напряжений, как показано на рис. 6.3.2. Длительность рабочего участка

пилы опорного напряжения получается равной шестой части периода сетевого напряжения. Устройство сравнения УС выработывает на выходе импульсы в моменты сравнения опорного и задающего  $U_3$  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 выходе появляется один импульс за период сетевого напряжения (рис. 6.3.2).



хода 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 и 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  $\alpha$  в  $120^\circ$  достаточен для управления, или подаются в третий каскад системы, если необходимо регулирование  $\alpha$  до  $180^\circ$ .

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.

#### 6.4. ОДНОКАНАЛЬНАЯ АСИНХРОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО СЛЕЖЕНИЯ

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  $\alpha$  по расчетному соотношению регулировочной характеристики (2.9.1) части 1:

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

Но данное уравнение получено при следующих допущениях для идеального выпрямителя:

- 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 (см. разделы 2.2 и 3.2

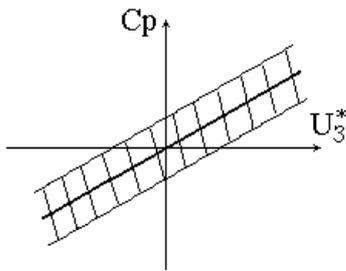


Рис.

части 1). В результате и регулировочная, а вследствие этого и передаточная характеристика размывается в область неопределенности, как показано для последней на рис. 6.4.1 для случая синусоидального опорного напряжения.

Ослабить или устранить 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 с замыканием выпрямителя с системой управления по постоянной составляющей выпрямленного напряжения (тока). Но большая инерционность фильтра в цепи обратной, отделяющего постоянную составляющую от пульсаций выпрямленного напряжения, делает инерционным выпрямитель в целом 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, то есть к управлению по принципу слежения.

Блок-схема одноканальной асинхронной системы управления *непрерывного слежения* построена на рис. 6.4.2. 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  $u_{oc}$ , 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.

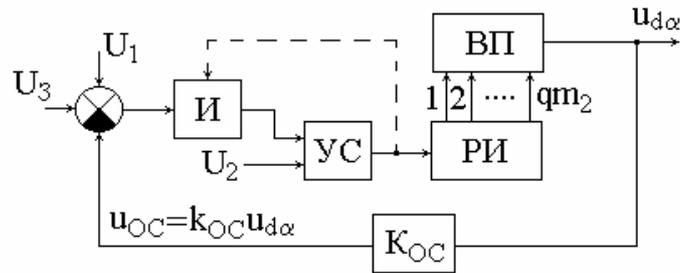


Рис.

**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  $\alpha_n$  и очередной с углом управления  $\alpha_{n+1}$  коммутацией 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  $\alpha_{n+1}$

$$\frac{1}{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} K_{o.c} u_{d\alpha} d\vartheta = \frac{1}{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1} - \alpha_n} \int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} u_3 d\vartheta. \quad (6.4.1)$$

**Объединяя интегралы, получаем**

$$\int_{\alpha_n}^{\frac{2\pi}{qm_2} + \alpha_{n+1}} (K_{o.c} u_{d\alpha} - U_3) d\vartheta = 0. \quad (6.4.2)$$

Из этого выражения вытекает структура 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. 6.4.2, а диаграммы ее работы – на рис. 6.4.3 для случая трехфазного выпрямителя.

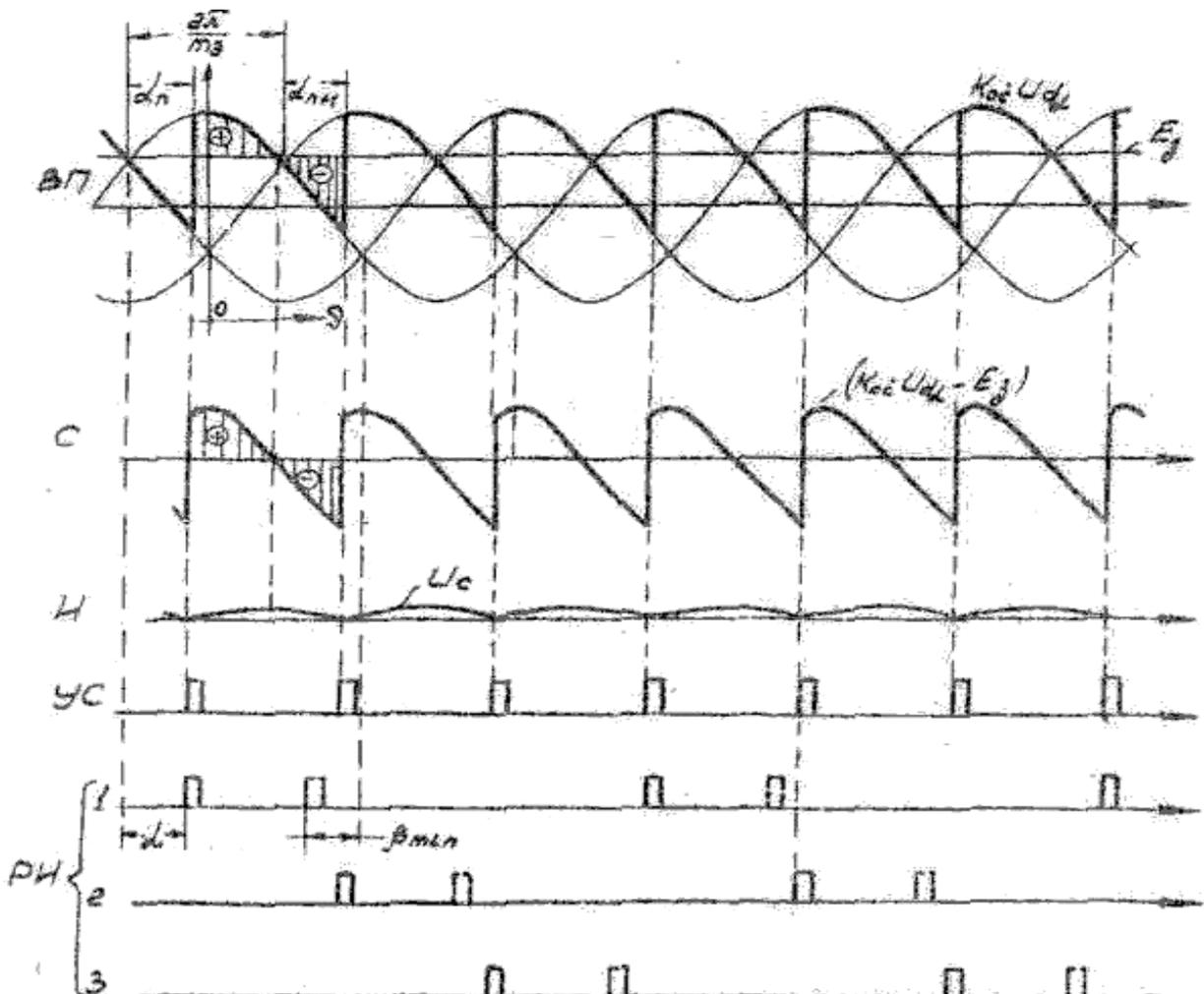
Добавление сигналов постоянного напряжения  $U_1$  и  $U_2$  преобразует выражение (6.4.2), поскольку в установившемся режиме  $\alpha_{n+1} = \alpha_n$ , к такому виду:

$$\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{m_3} + \alpha} m_2 (K_{oc} u_{d\alpha} - U_3 - U_1) d\vartheta = U_2. \quad (6.4.3)$$

Для того чтобы равенство (6.4.2) не нарушалось, соотношение между напряжениями  $U_1$  и  $U_2$ , как это явствует из (6.4.3), должно иметь вид

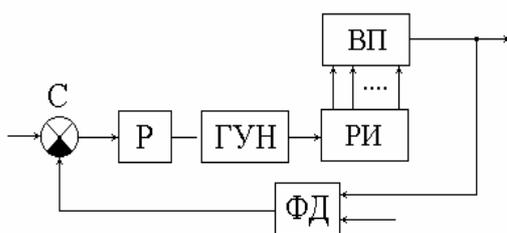
$$\frac{2\pi}{qm_2} U_1 = U_2. \quad (6.4.4)$$

Из соотношений (6.4.2) и (6.4.3) 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 вертикальной системе управления. Этими же импульсами необходимо обеспечить возврат интегратора И в исходное (нулевое) состояние после каждого срабатывания устройства сравнения, как показано пунктиром на рис. 6.4.2. Это позволяет проверять работу системы при выключенной силовой схеме преобразователя, облегчает ее включение и повышает устойчивость ее работы.



**Рис. 6.4.3**

**Асинхронная одноканальная система управления с фазовой автоподстройкой частоты.** Второй вариант асинхронной системы управления, основанной на использовании автоколебательного генератора импульсов, управляемого по частоте (а значит, и фазе) напряжением ГУН, показан на рис. 6.4.4.



*Рис.*

Здесь фазовый детектор ФД формирует сигнал ошибки, определяемый разностью фаз двух сигналов: заданного и на выходе вентильного преобразователя. Такими сигналами с фазовой информацией могут быть

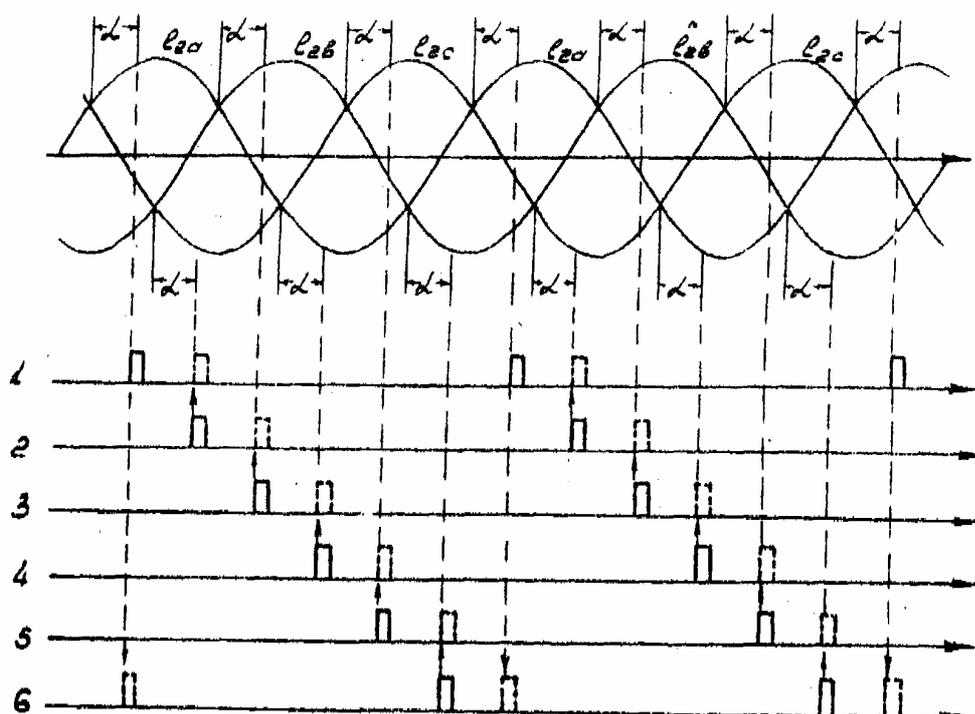
заданное и фактическое время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристорного инвертора, или резонансная и фактическая частоты напряжений резонансного инвертора и т.п.

В простейшем случае на вход сумматора С подается сигнал задания среднего значения выходного напряжения выпрямителя и фактическая величина этого напряжения.

## 6.5. ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ НЕКОТОРЫМИ ВИДАМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ВЕНТИЛЯХ С НЕПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

**Особенность управления «узким» импульсом трехфазной мостовой схемой вентиляльного преобразователя.** Рассматриваемая ниже особенность управления трехфазной мостовой схемой присуща только системам управления, работающим с «узким» отпирающим импульсом (см. раздел 1), и связана с тем, что моменты включения вентилях катодной и анодной групп сдвинуты во времени на одну шестую часть периода питающего напряжения. Так как для протекания тока нагрузки необходима одновременная работа одного вентиля катодной и одного вентиля анодной групп, при узком отпирающем импульсе (длительностью меньше  $60^\circ$ ) невозможно произвести первое включение ВП, а также гарантировать работу в зоне прерывистых токов нагрузки, где ВП каждый раз включается как бы впервые (на нулевой ток нагрузки).

В целях обеспечения указанных режимов работы ВП при управлении «узким» импульсом применяют дублирование отпирающего импульса для очередного вентиля катодной (анодной) группы на предшествующий по очередности работы вентилю анодной (катодной) группы. На диаграммах импульсов отпираания (рис. 6.5.1) основной импульс показан сплошной линией, дублирующий – пунктиром, стрелкой – из какого канала в какой необходимо направить дублирующий импульс. Из рисунка видно, что дублирующие импульсы приходят на вентиля после основных, и если вентиль уже вступил в работу, то появление дублирующего импульса никак не скажется.



### Рис. 6.5.1

В то же время одновременное наличие отпирающих импульсов на вентиле катодной и на вентиле анодной групп гарантирует включение ВП и его работу в области прерывистых токов.

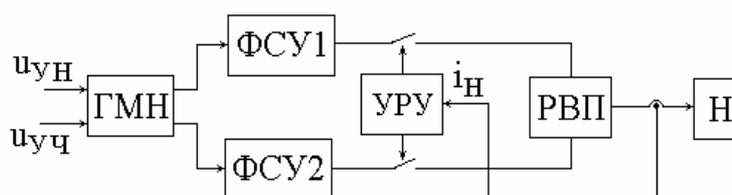
Вместо дублирования импульсов отпирания можно подгрузить катодную и анодную группы моста балластными сопротивлениями  $R_6$ . При этом вентили одной группы получают возможность проводить ток независимо от состояния проводимости вентилях другой, но такая мера приведет к потерям активной мощности, искажению формы регулировочной характеристики вследствие расширения зоны прерывистых токов ВП.

**Особенность управления реверсивным вентильным преобразователем.** Реверсивный вентильный преобразователь образован встречно-параллельным включением по выходу двух нереверсивных вентильных преобразователей по одной из базовых схем выпрямления (см. раздел 3.12 части 1). Поэтому в общем случае система управления таким преобразователем должна содержать два комплекта рассмотренных выше синхронных систем управления вертикального типа. Учитывая условие согласования углов регулирования двух вентильных комплектов (3.12.2) части 1

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$$

и зависимость фазы импульсов управления от сигнала задания  $U_3$  вида (6.2.1) при косинусоидальном опорном напряжении и вида (6.2.4) при пилообразном опорном напряжении, получаем, что сигналы задания на входах устройств сравнения двух комплектов систем управления должны быть в проти-

вофазах. Если реверсивный вентильный преобразователь работает в режиме непосредственного преобразователя частоты с фазовым способом формирования и регулирования кривой выходного напряжения, то задающие сигналы должны быть двумя противофазными синусоидальными напряжениями, как было показано на рис. 6.2.6. При этом частота и относительная амплитуда этих сигналов по сравнению с амплитудой опорного напряжения определяют частоту и величину первой гармоники выходного напряжения. Блок-схема системы управления непосредственным преобразователем частоты с однофазным выходом приведена на рис. 6.5.2. Здесь генератор модулирующего напряжения (ГМН), электрически управляемый по частоте и величине напряжения двумя сигналами управления  $U_{у.ч}$  и  $U_{у.н}$  генерирует два противофазных синусоидальных напряжения, поступающих на входы двух фазосмещающих устройств ФСУ.



**Рис. 6.5.2**

При раздельном управлении вентильными комплектами, применяемом для исключения уравнительного тока между ними, импульсы управления с выходов ФСУ селектируются во времени по полуволнам выходного тока непосредственного преобразователя частоты. Для этого устройство раздельного управления УРУ вырабатывает противофазные селектирующие сигналы, которые

с помощью ключей  $K_1$  и  $K_2$  обеспечивают прохождение импульсов управления только на тот вентиляльный комплект, который в данный момент проводит ток нагрузки. В случае трехфазного выхода непосредственного преобразователя частоты потребуется шестифазный генератор модулирующего напряжения ГМН низкой частоты.

## **6.6. ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ**

### **6.6.1. СИСТЕМЫ С ВЕРТИКАЛЬНЫМ СПОСОБОМ УПРАВЛЕНИЯ**

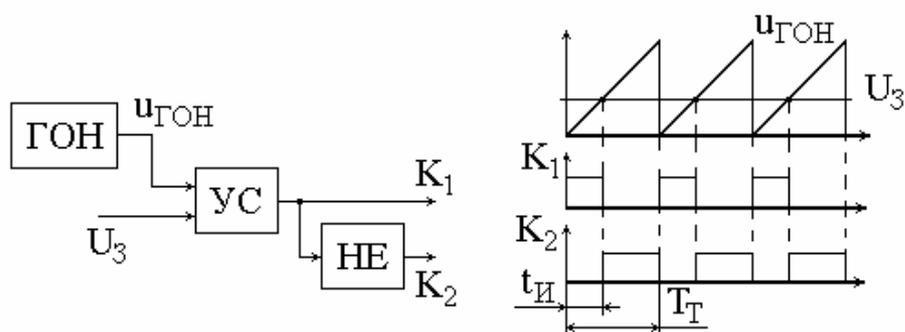
Широтно-импульсное регулирование выходного напряжения (тока) преобразователей на вентилях с полным управлением присуще следующим видам преобразователей:

- постоянного напряжения в постоянное (см. раздел 1.1 и 1.2);
- постоянного напряжения в переменное (автономным инверторам тока и напряжения – см. раздел 2.1 и 2.3);
- регуляторам переменного напряжения в переменное (см. раздел 3);
- непосредственным преобразователям частоты с циклическим управлением или с коэффициентом преобразования по напряжению больше единицы (см. разделы 4.2 и 4.3).

По сути дела, при широтно-импульсном регулировании постоянного или переменного напряжений необходимо изменять соотношения длительностей проводимости двух вентилях, 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 раздела 6.3 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 (ШИП) в соответствии с (1.1.1) и (1.1.2) для однополярной и двуполярной мо-

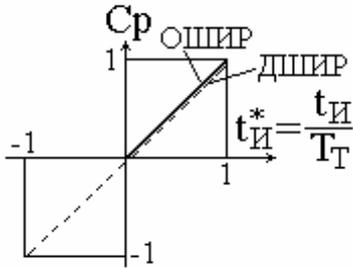
дуляций. С другой стороны, зависимость относительной длительности импульсов управления от сигнала задания при вертикальном методе управления имеет линейный характер при пилообразном опорном напряжении и синусоидальный – при гармонической форме опорного напряжения. Тогда очевидно, что передаточная характеристика ШИП на идеальных элементах будет линейной при пилообразном опорном напряжении и синусоидальной – при гармоническом. **Таким образом**, здесь зависимость передаточной характеристики ШИП от формы опорного напряжения получилась обратной по сравнению с этой зависимостью у управляемого выпрямителя, представленной на рис. 6.2.3. Структура системы управления ШИП очевидна и построена на рис. 6.6.1,а, а диаграммы ее работы – на рис. 6.6.1,б для случая однополярной ШИР, реализуемой в схемах транзисторных ШИП (см. рис. 1.1.2, 1.1.4, 1.1.6). Так как транзистор требует наличия широкого импульса управления (на все время своей проводимости), то 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 импульс напряжения на нагрузке, а импульс  $K_2$  – управление транзистором, формирующим нулевую паузу напряжения на нагрузке (для схемы рис. 1.1.2 импульс  $K_2$  не требуется).



*a*

*б*

**Рис. 6.6.1**



**Ри**

Здесь передаточная характеристика ШИП будет лежать в первом квадранте, как показано на рис. 6.6.2. При отрицательном импульсе однополярной ШИР (ОШИР) на нагрузке передаточная характеристика будет лежать в третьем квадранте. Для получения передаточной характеристики при двухполярной ШИР-ДШИР – (см. рис. 1.1.1,б), проходящей через первый и третий квадранты (пунктир на рис. 6.6.2), опорное напряжение очевидно должно быть двухполярным.

Регулятор переменного напряжения с однополярной ШИР (см. раздел 3.4) будет иметь также линейную передаточную характеристику, поскольку частота коммутации при ШИР обычно более чем на два порядка превышает частоту напряжения питающей сети и отдельные импульсы в кривой напряжения можно практически рассматривать 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 напряжению управления. 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.

Структуры систем управления обоими рассмотренными выше непосредственными преобразователями частоты подобны. Обобщенная структура системы управления ими показана на рис. 6.6.3.

Здесь генератор опорного напряжения ГОН пилообразной формы регулируется по частоте первым сигналом задания  $U_{3.1}$ . Второй сигнал задания  $U_{3.2}$  сравнивается в устройстве сравнения УС с опорным напряжением и формирует импульсы на включение клапанов, через которые напряжение сети прикладывается к нагрузке. Распределяются эти импульсы из общего канала по трем клапанам одной выходной фазы преобразователя с помощью распределителя импульсов РИ. Диаграммы этих импульсов управления для клапанов построены на рис. 6.6.4 для преобразователя по схеме рис. 4.2.1. Последовательность импульсов  $S_2$ , полученную инверсией последовательности  $S_1$ , используют для включения клапанов, связанных в разных выходных фазах преобразователя, с одной и той же фазой питающей сети. Это обеспечивает формирование нулевой паузы в напряжении выхода за счет замыкания между собой всех трех фаз нагрузки. Идеализированная кривая выходного напряжения преобразователя приведена на последней диаграмме

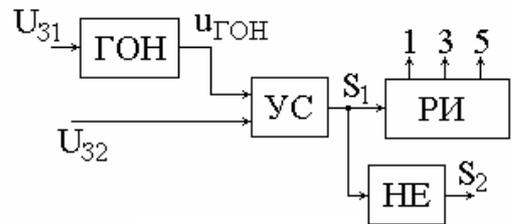


Рис.

(сравните с реальной кривой на второй диаграмме рис. 4.2.2).

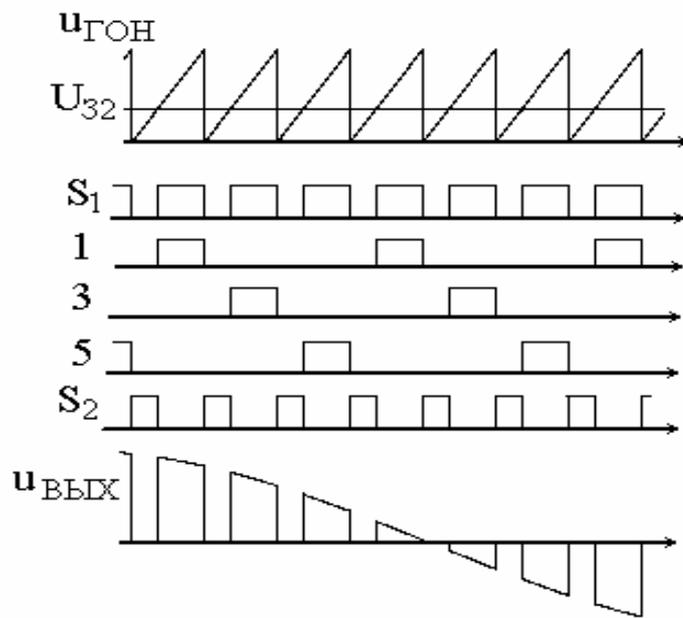


Рис. 6.6.4

### 6.6.2. СИСТЕМЫ СО СЛЕДЯЩИМ СПОСОБОМ УПРАВЛЕНИЯ

В системах управления на принципе слежения, во-первых, имеется цепь обратной связи по той выходной координате

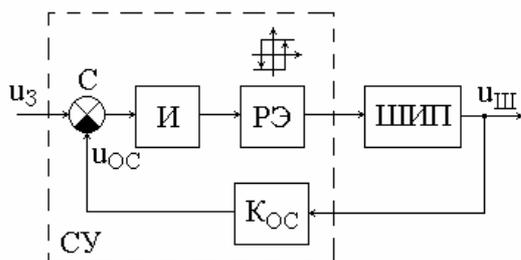


Рис.

нате  
 вентиля-  
 ного  
 преобра-

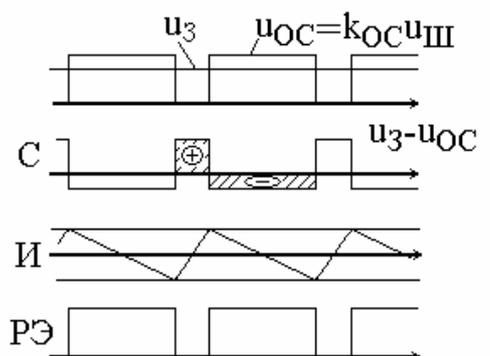


Рис.

зователя, по которой ведется слежение за заданием (напряжение, ток, мощность), и, во-вторых, отсутствует генератор опорного напряжения, синхронизированного каким-то внешним сигналом (сеть, таймер). Удобнее всего первоначально ознакомиться с такими системами сделать применительно к управлению преобразователем постоянного напряжения в постоянное, т.е. ШИП (см. раздел 1.1). Блок-схема системы управления простейшим ШИП (см. рис. 1.1.2) со слежением за выходным напряжением приведена на рис. 6.6.5. Она содержит сумматор  $S$  сигнала задания и сигнала обратной связи  $u_{oc}$ , пропорционального мгновенному значению выходного напряжения ШИП с коэффициентом пропорциональности  $K_{oc}$ , интегратор  $I$ , релейный элемент РЭ, характеристика вход-выход которого изображена над ним. На временных диаграммах работы системы управления показаны сигнал обратной связи и задания на первой (рис. 6.6.6), их разность – на второй, интеграл разности – на третьей, выходной сигнал релейного элемента, управляющий ключом ШИП, – на четвертой.

При изменении сигнала задания  $U_3$  будет изменяться не только скважность импульсов на нагрузке, но и частота следования импульсов. Составив дифференциальные уравнения для сигнала реального интегратора с постоянной времени интегрирования  $\tau$  для двух интегралов и решив их, приспособив решения в точке разрыва, получим следующие соотношения для относительной длительности периода автоколебаний  $T_T^* = T_T / \tau$  при однополярной модуляции:

$$T_T^* = \ln \frac{(1 - C_p + U_{II}^*)(C_p + U_{II}^*)}{(1 - C_p - U_{II}^*)(C_p - U_{II}^*)} \quad (6.6.1)$$

и при двухполярной модуляции:

$$T_T^* = \ln \frac{(1 - C_p + U_{II}^*)(1 + C_p + U_{II}^*)}{(1 - C_p - U_{II}^*)(1 + C_p - U_{II}^*)}, \quad (6.6.2)$$

где  $C_p = \frac{U_3}{K_{oc} U_{вх}}$  – заданная степень регулирования выходного напря-

жения;

$U_{II}^* = \frac{U_{II}}{K_{oc} U_{вх}}$  – относительная величина порога срабатывания релейного

элемента.

Графики этих зависимостей построены на рис. 6.6.7.

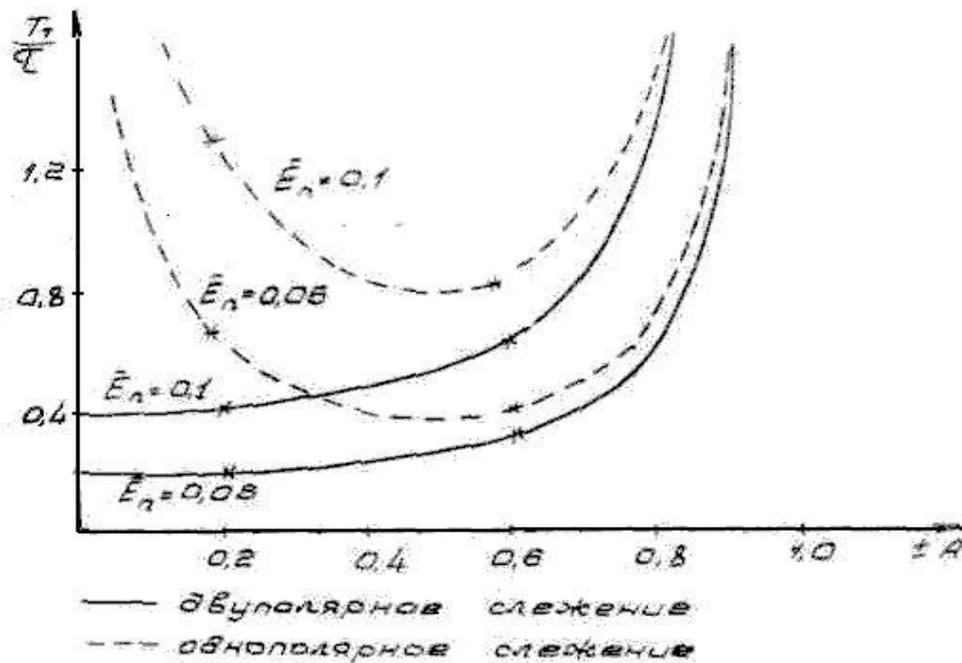


Рис. 6.6.7

Если изменение частоты коммутации при регулировании выходного напряжения по каким-то причинам нежелательно, то можно ее стабилизировать, изменяя соответствующим образом напряжение порога релейного элемента. Эти законы изменения  $U_{II}^*$  можно найти из решения уравнений (6.6.1) или (6.6.2) относительно  $U_{II}^*$ . Другая возможность фиксирования частоты коммутации при использовании следящего управления – это переход от *релейного слежения* к непрерывному (по сути, релейно-импульсному). При этом один из моментов переключения ШИП задается от генератора фиксированной частоты, а второй момент определяется срабатыванием релейного элемента. Оче-

видно, что в этом случае будут отслеживаться или максимальные значения сигнала интегратора, или минимальные, что может потребоваться при слежении за выходным током ШИП.

**Таким образом,** следящий метод управления позволяет воспроизводить сигнал задания на выходе преобразователей на вентилях с полным управлением не только по средним по тактам значениям выходной координаты, но и при слежении за выходным током, формировать его заданные экстремальные значения.

Рассмотренный метод следящего управления можно применить и к другим указанным выше типам преобразователей с ШИР, кроме непосредственного преобразователя частоты с циклическим управлением. Там изменение частоты импульсов при ШИР, вызванное регулированием скважности (величины выходного напряжения) недопустимо, так как это приведет к изменению и частоты выходного напряжения без побуждения к этому по каналу регулирования частоты.

#### **6.7. ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ НА ВЕНТИЛЯХ С ПОЛНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ С СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

Наиболее распространенным типом преобразовательной ячейки, использующей синусоидальную широтно-импульсную модуляцию, является ячейка инвертора напряжения. Ее универсальность подтверждается тем обстоятельством, что помимо использования этой ячейки по своему прямому назначению – преобразователя постоянного напряжения в переменное, она еще работает как:

- преобразователь переменного напряжения в постоянное – обращенный режим работы инвертора напряжения (см. раздел 3.11.3 части 1);
- устройство реактивной вольтодобавки в регуляторах переменного напряжения с вольтодобавкой (см. раздел 3.3);
- однофазный инвертор напряжения с нулевой выходной частотой для получения реверсивного широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения в постоянное;

- повышающе-понижающий непосредственный преобразователь частоты при замене в инверторе напряжения обратных диодов на полностью управляемые вентили (см. раздел 4.3);
- ячейки непосредственного преобразователя частоты трехфазно-трехфазного напряжения (см. раздел 4.4);
- как активный фильтр гармоник напряжения или (и) тока нагрузки (см. раздел 5);
- источник прямоугольного напряжения, питающий резонансные  $LC$  цепи в автономных резонансных инверторах (см. раздел 2.2.2).

Такое разнообразие применения ячейки инвертора напряжения породило множество способов управления им [23, 27, 42], из которых мы рассмотрим структуры систем управления трех наиболее распространенных направлений их построения:

- вертикального управления с формированием фазных напряжений трехфазного инвертора;
- вертикального управления с формированием компонентов обобщенного вектора напряжения;
- следящего управления по фазным переменным.

#### 6.7.1. СИСТЕМЫ ВЕРТИКАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ С ФОРМИРОВАНИЕМ ФАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА

Алгоритм формирования фазных напряжений в трехфазном инверторе был рассмотрен в разделе 2.3.2.1 и представлен на временных диаграммах рис. 2.3.14. Он заключается в управлении одними вентилями фаз инвертора по интервалам превышения опорного напряжения треугольной формы (для получения двусторонней модуляции) над соответствующим фазным синусоидальным модулирующим сигналом и другими вентилями фаз инвертора – по интервалам, заполняющим паузы в указанных интервалах.

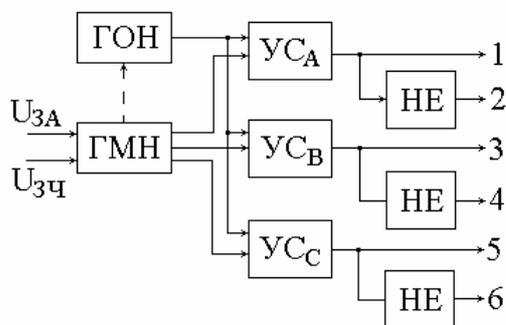


Рис. 6.7.1

Реализация такого алгоритма обеспечивается в базовой структуре вертикальной системы управления (рис. 6.7.1). Здесь трехфазный генератор модулирующего напряжения синусоидальной

формы имеет два задающих входных сигнала. Первый сигнал задания  $U_{3ч}$  определяет частоту модулирующего напряжения, а значит, и частоту выходного напряжения инвертора, второй сигнал задания  $U_{3А}$  – глубину модуляции длительностей импульсов в такте ШИМ и величину первой гармоники выходного напряжения инвертора. Генератор опорного напряжения ГОН симметричной треугольной формы имеет частоту, определяющую частоту коммутации при ШИМ. При малых кратностях коммутации, т.е. при малых значениях (15 и меньше) отношения частоты опорного напряжения к частоте модулирующего напряжения  $K_T$ , используют кратные (трем) отношения указанных частот, синхронизируя опорное и модулирующие напряжения, как подчеркивает это пунктирная связь двух генераторов. Это устраняет субгармоники в кривых фазных напряжениях инвертора (см. раздел 2.3). Устройства сравнения в каждом канале для соответствующих клапанов катодной группы инвертора (рис. 2.3.11) и импульсы управления для клапанов анодной группы инвертора получают на выходах схем инверсии (схемы НЕ). Это обеспечивает как бы режим  $180^\circ$  управления клапанами, что приводит к независимости формы выходного напряжения инвертора от вида и параметров нагрузки, так как исключается режим прерывистого тока.

Отметим, что в силу линейности передаточной характеристики ячеек фаз инвертора напряжения по постоянному напряжению (см. раздел 6.6.1) такая ячейка с вертикальной системой управления способна воспроизводить на выходе любую кривую модулирующего напряжения, что используется, в частности, для управления активными фильтрами, формирующими сложные кривые «противоискажений» токов и напряжений, как показано было в разделе 5.2.

Возможны несколько вариантов модернизации рассмотренного классического алгоритма синусоидальной ШИМ в системе вертикального управления и ее аппаратной реализации с аналоговыми сигналами. Основными блоками такой системы являются интеграторы и компараторы (устройства сравнения), а сама процедура выработки импульса управления по моменту сравнения непрерывно меняющихся аналоговых сигналов получила название естественной выборки (natural sampling).

**Дискретизация и квантование сигналов.** Первая модернизация алгоритма связана с переходом от непрерывных к квантованным по уровню и времени сигналам. Хотя и этот вариант алгоритма может быть реализован аппара-

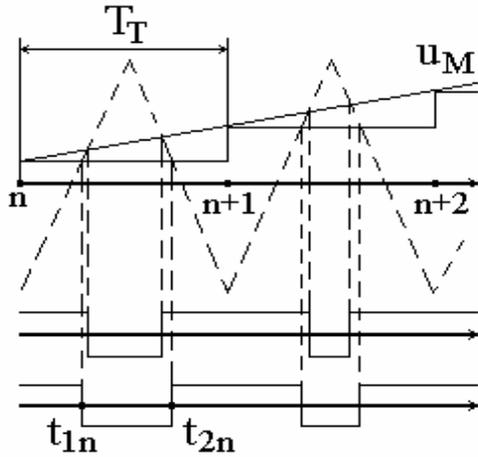


Рис.

тратно поблочно, но обычно его применяют при переходе к цифровой обработке сигналов, реализуемой средствами микропроцессорной техники на программном уровне. Нашли применение два варианта квантования по уровню непрерывного модулирующего сигнала синусоидальной формы. В первом варианте непрерывный модулирующий сигнал представляется ступенчатой функцией с длительностью ступени, равной длительности такта при ШИМ, и с величиной ступени, равной значению модулирующего сигнала в моменты начала такта. Этот вариант получил название симметричной регуляторной выборки (symmetrical regular sampling – SRS). Диаграммы сравниваемых сигналов и вырабатываемых импульсов управления построены на рис. 6.7.2. Здесь обеспечивается симметричная двусторонняя ШИМ, что улучшает гармонический состав напряжения инвертора, но несколько ухудшает динамику управления, так как отработка изменения модулирующего напряжения возможна с задержкой на такт.

Во втором варианте непрерывный модулирующий сигнал представляется ступенчатой функцией с длительностью ступени, равной длительности половины такта при ШИМ, и с величиной ступени, равной значению модулирующего сигнала в моменты начала полутактов (начало такта и начало второй половины такта). Этот вариант получил название асимметричной регулярной выборки (asymmetrical regular sampling – ARS). Диа-

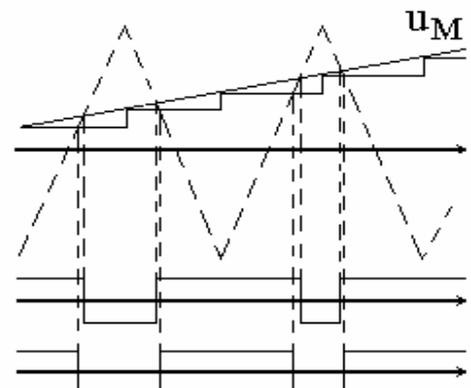


Рис. 6.7.3

граммы сравниваемых сигналов и вырабатываемых импульсов управления при классическом и этом алгоритме управления показаны на рис. 6.7.3. Здесь улучшается динамика по сравнению с алгоритмом SRS, но несколько ухудшается качество выходного напряжения из-за несимметричной двухсторонней ШИМ.

При цифровой обработке сигналов генератор пилообразного опорного напряжения заменяется реверсивным счетчиком, а **Рис.** гнал – схемой выборки-запоминания и аналогового-цифровым преобразователем, если задание – непрерывный сигнал, или программой генерации кодов чисел модулирующего сигнала, если модулирующий сигнал вырабатывается цифровым устройством или микропроцессором. Компаратор реализуется сравнением кодов числа счетчика-таймера и кода модулирующего сигнала  $u_m$ . В случае микропроцессорного управления моменты выработки импульсов управления можно просто вычислять в реальном масштабе времени и для SRS они равны

$$t_{1n} = \frac{T_T}{4} [1 + u_m(nT_T)], \quad (6.7.1)$$

$$t_{1n} = \frac{T_T}{4} [1 - u_m(nT_T)] + \frac{T_T}{2}. \quad (6.7.2)$$

**ШИМ с модуляцией частоты коммутации по случайному закону.** Рассмотренные алгоритмы управления с синусоидальной ШИМ характеризовались неизменной частотой тактов в течение периода выходного напряжения инвертора. Спектр выходного напряжения и тока инвертора в этом случае имеет линейчатый характер, когда энергия искажения процесса сосредоточена на ряде гармоник фиксированной частоты, расположенных вокруг частоты тактов и кратных ей гармоник, как показывает рис. 6.7.4. При питании от инвертора напряжения машин переменного тока эти гармоники создают в машине повышенный акустический шум из-за эффекта магнитострикции и возможного механического резонанса элементов конструкции машины. Чтобы уменьшить энергию отдельных гармоник необходимо «размазать» спектр,

распределив энергию искажения практически непрерывно по частотам. Для этого частоту опорной пилы, вырабатываемой обычно интегрированием постоянного сигнала, модулируют добавлением к указанному постоянному сигналу случайного сигнала с математическим ожиданием, равным нулю. При этом среднее количество коммутаций за период выходного напряжения не изменяется и поэтому нагрузка вентиля сохраняется в среднем, но процесс становится непериодическим или квази-периодическим. В результате спектр напряжения инвертора размывается с уменьшенной удельной энергией дискретных частот, как показывает рис. 6.7.5. Но такой спектр может оказаться неблагоприятным или неприемлемым по индуцируемым (излучаемым) электромагнитным помехам для электронных устройств, работающих с частотой своих процессов, расположенных в излучаемом диапазоне частот инвертора.

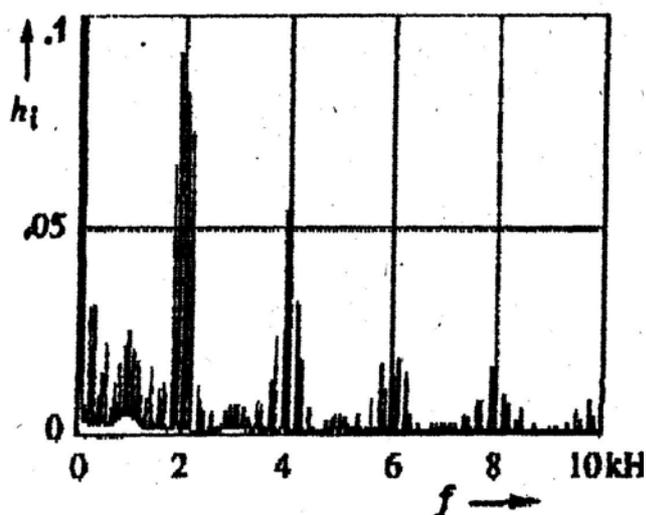


Рис. 6.7.4

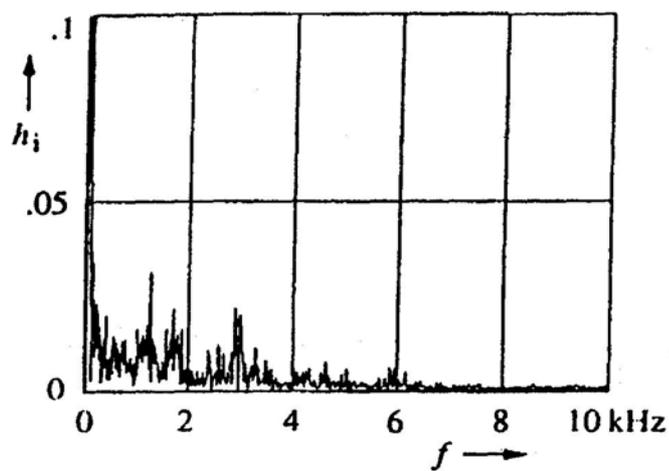


Рис. 6.7.5

Рис. 6.7.4

Рис.

**ШИМ с увеличенным выходом первой гармоники.** Классическая синусоидальная ШИМ при вертикальном алгоритме управления характеризуется

неполным использованием напряжения источника постоянного напряжения, т.е. неоптимальным коэффициентом преобразования по напряжению. Амплитуда первой гармоники фазного напряжения трехфазного инвертора напряжения при полной модуляции очевидно равна половине напряжения входного источника, а амплитуда первой гармоники линейного напряжения при этом в  $\sqrt{3}$  больше, т.е.

$$U_{\text{ВЫХ}(1)m}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)m}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{2}\sqrt{3} = 0,866. \quad (6.7.3)$$

Физически это связано с тем, что максимальная ширина импульсов по отношению к длительности такта в кривой линейного напряжения не может превосходить значения  $\sin\pi/3$ , так как модулирующие напряжения двух соседних плеч моста сдвинуты по фазе не на  $\pi$ , а только на  $2\pi/3$ . Для увеличения предельной разницы между модулирующими сигналами соседних плеч моста, сдвинутыми на треть периода, необходимо их так деформировать, чтобы эта разница между ними достигла значения двойной амплитуды этих сигналов (а не  $\sqrt{3}$ ), а спектр фазного напряжения практически не исказился. Это можно сделать, если к модулирующим синусоидальным сигналам фаз добавить сигнал необходимой формы, одинаково изменяющий результирующие модулирующие напряжения для всех фаз и не вносящий искажения в спектры фазных напряжений. Добавление любого сигнала тройной частоты по отношению к частоте первой гармоники выходного напряжения удовлетворяет указанным требованиям к этому сигналу. Его эффективность в части доли увеличения коэффициента преобразования инвертора по напряжению будет зависеть от формы этого сигнала. На рис. 6.7.6 приведен наиболее простой случай добавочного сигнала: синусоиды тройной частоты, представленный на второй диаграмме.

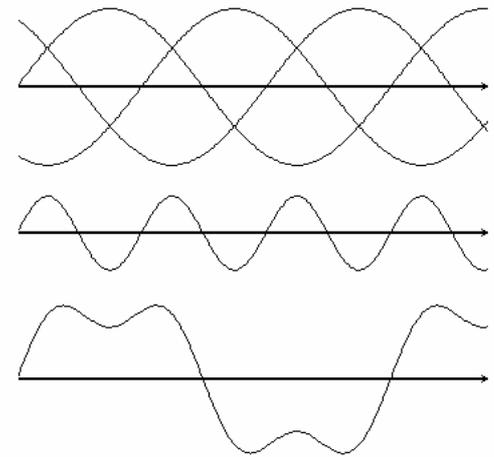


Рис.

На третьей диаграмме показано результирующее модулирующее напряжение одной фазы.

Нетрудно убедиться, что, в случае амплитуды дополнительного сигнала в 25 % от амплитуды основного сигнала,  $U_{\text{ВЫХ}(1).m}^*$  достигает значения  $0,562\sqrt{3}$ .

Для прямоугольного сигнала  $U_{\text{ВЫХ}(1).m}^* = 0,577\sqrt{3}$ , т.е. увеличение первой гармоники на 15,5 % по сравнению с синусоидальным сигналом.

При соединении нагрузки инвертора в звезду без нулевого провода в фазных напряжениях не могут присутствовать гармоники тройной частоты, образующие сигнал нулевой последовательности, каким по сути и является дополнительный сигнал к модулирующему напряжению. Поэтому спектры фазных напряжений инвертора при этом не искажаются.

#### **6.7.2. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ КОМПОНЕНТОВ ОБОБЩЕННОГО ВЕКТОРА НАПРЯЖЕНИЯ (ТОКА)**

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.

Вместе с тем распространены инверторы напряжения в ситуациях, требующих наличия синхронизации выходного напряжения инвертора с источником напряжения, присутствующим в нагрузочной цепи инвертора. Это может быть существующая сеть переменного напряжения, в которую инвертор как элемент какой-то автономной энергоустановки (ветроэнергетической, дизель-генераторной) должен поставлять необходимые значения дополнительной активной и реактивной мощности. Это может быть и статорная цепь машин переменного тока (синхронные, асинхронные), которые запрашиваются напряжением регулируемой частоты для управления скоростью вращения машины, при этом электрическая машина имеет свою собственную так называемую ЭДС вращения. В этих случаях удобнее строить систему с управлением по обобщенному вектору выходного напряжения, что позволяет по отдельным каналам управлять активной и реактивной мощностью 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) системе управления, управление по обобщенному вектору тока требует наличия обратной связи по току.

**Разомкнутая система управления по обобщенному вектору напряжения инвертора.** В разделе 2.3.2 было показано, что положение *обобщенного вектора напряжения инвертора* определяется через относительные значения времен включения соответствующих трех состояний инвертора (из восьми возможных) – двух соседних ненулевых (векторы  $\dot{U}_i, \dot{U}_j$ ) и одного нулевого (000 или 111) в соответствии с уравнением (2.3.22). Наоборот, если задавать требуемые значения обобщенного вектора  $\dot{U}_3$  и частоту тактов  $T_T$  при ШИМ, то из решения уравнения

$$t_i^* \dot{U}_i + t_j^* \dot{U}_j + t_0 \dot{U}_0 = \dot{U}_3 \quad (6.7.4)$$

в микропроцессоре системы управления сразу (без операции сравнения, как в вертикальной системе управления) можно определить абсолютные значения длительностей трех искомых состояний инвертора:

$$t_i = T_T \frac{3}{\pi} \left( \cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha \right) \dot{U}_3(t_{CT}), \quad (6.7.5)$$

$$t_j = T_T \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin \alpha \dot{U}_3(t_{CT}), \quad (6.7.6)$$

$$t_0 = T_T - t_i - t_j. \quad (6.7.7)$$

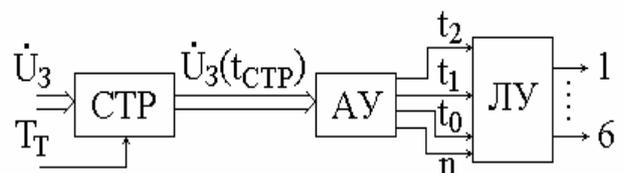
Здесь  $\dot{U}_3(t_{CT})$  – значения обобщенного вектора задания в моменты его стробирования  $t_{CT}$  (выборки и запоминания);  $\alpha$  – фаза обобщенного вектора задания, приведенного к первому сектору с соседними состояниями векторов инвертора  $\dot{U}_1$  и  $\dot{U}_2$ , как показано на рис. 2.3.17.

Приведение осуществляется поворотом вектора задания назад на  $(n-1) \cdot 60^\circ$ ,

где  $n$  – номер сектора, в котором находится текущий вектор задания.

В блок-схеме системы управления, реализующей рассмотренный алгоритм (рис. 6.7.7), блок стробирования

СТР выбирает и запоминает до следующей выборки, задаваемой дли-



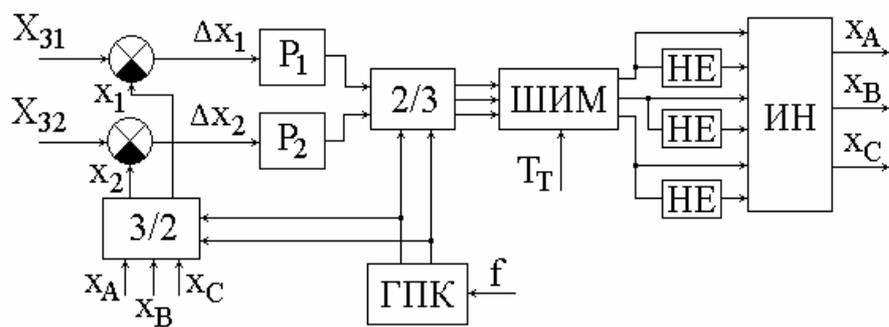
**Рис.**

тельностью такта  $T_T$  или полутакта, значения вектора задания. Арифметическое устройство вычисляет длительности импульсов управления по (6.7.5)...(6.7.7) и номер сектора, векторы напряжения инвертора которого используются для отработки задания. Логическое устройство определяет вентили, управление которыми задают требуемые векторы  $U_i, U_j$  для удовлетворения условиям уравнения (6.7.4).

**Итак**, достоинством такой системы является ее простота, недостатком, как у всякой разомкнутой системы, – возможное неоднозначное соответствие фактического обобщенного вектора напряжения инвертора заданному на входе из-за наличия возмущений, в основном по источнику входного напряжения инвертора, так как возмущения по нагрузке здесь сказываются значительно слабее (кроме нарушения ее симметрии), чем в преобразователях на вентилях с неполным управлением.

**Замкнутая вертикальная система управления по обобщенному вектору напряжения (тока) инвертора.** Обобщенный вектор, как известно (см. раздел 2.3.2), 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. 6.7.8. Здесь  $X_{3,1}, X_{3,2}$  сигналы задания ортогональных составляющих обобщенного вектора напряжения или тока инвертора, по которому организуется управление.



### Рис. 6.7.8

Три фазных выходных переменных  $x_A, x_B, x_C$  (напряжение или ток фаз) с помощью координатного преобразователя 3/2 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

$$x_A + x_B + x_C = 0.$$

Если используется неподвижная система координат  $(\alpha, \beta)$ , то компоненты обобщенного вектора  $x_1$  и  $x_2$  в соответствии с (2.3.19) равны фазному напряжению (току)  $x_A$  и уменьшенному в  $\sqrt{3}$  раз линейному напряжению (току)  $x_{BC}$ . При этом сигналы задания  $X_{3,1}, X_{3,2}$  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 3/2 сначала получает  $\alpha, \beta$  составляющие обобщенного вектора, а затем по соотношению (2.3.23) и искомые составляющие.

Сигналы ошибок  $\Delta x_1$  и  $\Delta x_2$ , 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-интегральными. В случае системы  $\alpha, \beta$  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 обуслов-

ленными 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 (см. раздел 6.7.1) с опорным напряжением симметричной пилообразной формы с частотой тактов  $T_T$ .

В случае использования вращающейся системы координат для работы преобразователей координат  $3/2$  и  $2/3$  требуются два ортогональных гармонических сигнала с частотой, задающей частоту вращения координат. Эти сигналы получаются в блоке генератора преобразователя координат ГПК.

**Итак**, достоинством такой системы являются однозначность передаточной характеристики инвертора и ее линейность как по активной, так и по реактивной составляющим обобщенного вектора напряжения (тока), недостатком – сложность.

### 6.7.3. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРАМИ СО СЛЕЖЕНИЕМ ЗА ТОКАМИ

Использование следящего алгоритма управления инвертором возможно только в замкнутой системе управления. Вариантов таких систем может быть очень много, так как здесь допустимо использовать весь арсенал средств современной теории автоматического регулирования, в том числе адаптацию, предсказание, оптимизацию, искусственный интеллект.

Самую простую систему управления с релейным слежением за фазными токами трехфазного инвертора напряжения получают объединением трех систем управления (см. рис. 6.6.5) реверсивного ШИП, рассматривая инвертор снова как ШИП в режиме периодического реверса. При этом интеграторы  $I$  из системы управления устраняются, а сиг-

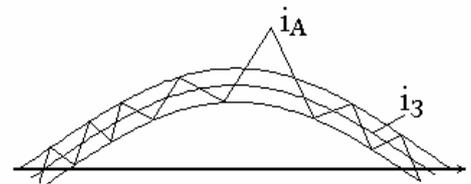


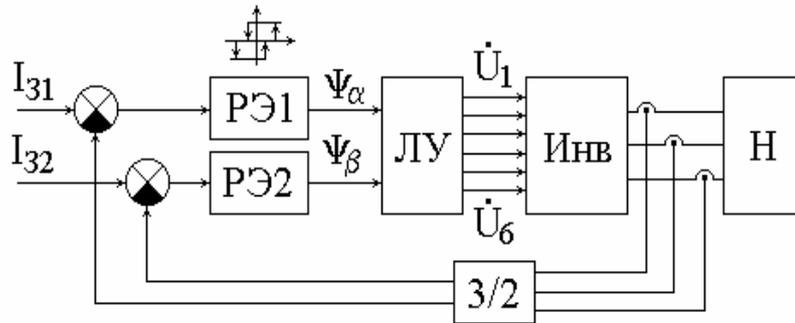
Рис. 6.7.9

налами задания является трехфазная система синусоид с требуемой частотой. Но при соединении нагрузки в звезду без нулевого провода возможен выход мгновенного значения пульсирующий фазного тока за пределы, задаваемые шириной петли гистерезиса релейного элемента, как показано на рис. 6.7.9. Это связано с тем, что независимыми токами в этом случае могут быть только токи двух фаз, а ток третьей фазы определяется их суммой с обратным знаком. Поэтому, несмотря на переключение вентиля в данной фазе, где ток дорос до порога срабатывания релейного элемента, напряжение на этой фазе нагрузки не сменит знак до момента переключения вентиля в другой фазе инвертора, где для этого ток в ней может измениться в пределе на величину порога срабатывания релейного элемента. Таким образом, системе присуща дополнительная ошибка слежения. В результате результирующая ошибка может достигать двойного значения.

Этой простой системе присущ и ряд других **особенностей**. Во-первых, наличие нефиксированной частоты коммутации при ШИМ из-за отсутствия опорного напряжения, во-вторых, разные частоты автоколебаний в разных фазах из-за реальной неидентичности каналов управления по фазам. Это вызывает появление субгармоник в выходных напряжениях и токах инвертора, неблагоприятно сказывающихся на нагрузке, например, машинах переменного тока. В-третьих, повышение частоты коммутации вентиля инвертора, что увеличивает потери в них по сравнению с системами вертикального управления. Все это ограничило применение таких систем управления в маломощных преобразователях с невысокими требованиями к качеству выходной энергии инвертора.

Проблема временной «неуправляемости» фазными токами инвертора, характерная для системы управления за фазными токами, устраняется при переходе к слежению за двумя компонентами *обобщенного вектора тока*, являющимися двумя независимыми переменными. Блок-схема такой системы управления построена на рис. 6.7.10. Здесь преобразователь координат  $3/2$  обеспечи-

дает получение составляющих  $i_\alpha$  ( $i_d$ ) и  $i_\beta$  ( $i_q$ ) обобщенного вектора тока инвертора, которые вычитаются из сигналов задания  $i_{3,1}$  и  $i_{3,2}$  (в  $\alpha$ ,  $\beta$ -или  $d$ ,  $q$ -координатах). Сигналы ошибки поступают на два трехпозиционных релейных элемента РЭ1 и РЭ2 с обозначенной над ними релейной характеристикой.



**Рис. 6.7.10**

Логическое устройство вырабатывает сигналы для формирования шести векторов выходного напряжения инвертора  $\dot{U}_1 - \dot{U}_6$  в зависимости от состояний выходов релейных элементов  $\Psi_1, \Psi_2$  в соответствии с известным алгоритмом, представленным в таблице (для  $\alpha, \beta$  координат). Показано, что такой алгоритм уменьшает и среднюю частоту коммутаций при ШИМ.

<b>PƏ1</b>	1	1	1	1						
------------	---	---	---	---	--	--	--	--	--	--

<b>РЭ2</b>										
	2	1			1			1		
Вы- ходной вектор										
	2	1	6	3	0	6	3	4	5	

Дальнейшее развитие систем управления связано с использованием методов искусственного интеллекта: нечеткой логики, нейроконтроллеров, экспертных систем [42] и требует отдельного рассмотрения.

### Вопросы к главе 6

- 1.1. Какие функции систем управления вентильным преобразователем?
- 1.2. Требования к системе управления вентильным преобразователем.
- 1.3. Каким образом обеспечивается гальваническая развязка системы управления от силовой схемы вентильного преобразователя?
- 1.4. Какие классификационные признаки у систем управления?
- 1.5. По какому признаку различают системы управления с «узким» и «широким» импульсом?
- 1.6. В каком случае передаточная характеристика вентильного преобразователя на тиристорах – линейная функция?
- 1.7. В каком случае передаточная характеристика широтно-импульсного преобразователя – линейная функция?
- 1.8. Каким образом за счет системы управления инвертором напряжения обеспечивается формирование практически синусоидального тока нагрузки?
- 1.9. В чем преимущество систем управления преобразователями по обобщенному вектору?
- 2.10. Из каких блоков состоит синхронная многоканальная вертикальная система управления?

- 2.11. В чем преимущество одноканальной системы управления перед многоканальной?
- 2.12. Каково уравнение передаточной характеристики тиристорного выпрямителя с вертикальной системой управления?
- 2.13. Каково управление передаточной характеристики тиристорного выпрямителя со следящей системой управления?
- 2.14. По какому принципу построена следящая система управления?
- 2.15. В чем особенности управления реверсивным вентильным преобразователем на тиристорах?
- 2.16. В чем особенности управления узким импульсом трехфазным мостовым выпрямителем?
- 2.17. Каково уравнение передаточной характеристики широтно-импульсного преобразователя?
- 2.18\* Каково уравнение передаточной характеристики широтно-импульсного регулятора переменного напряжения?
- 2.19. Какие особенности у следящих систем управления ШИП?
- 2.20\* Какие типы преобразователей могут быть построены на основе инвертора напряжения с ШИМ?
- 2.21. Какие блоки содержит система вертикального управления трехфазным инвертором напряжения с синусоидальной ШИМ?
- 2.22. В чем отличие симметричной регулярной выборки от асимметричной для модулирующего сигнала в вертикальной системе управления инвертором напряжения?
- 2.23. Зачем частота коммутации в инверторе напряжения с ШИМ модулируется по случайному закону?
- 2.24. Как обеспечивается увеличение выхода первой гармоники в инверторе напряжения с ШИМ?
- 2.25. Как определяется обобщенный вектор трехфазной системы?
- 2.26. В чем суть управления по обобщенному вектору напряжения инвертора напряжения?

2.27. В чем особенности управления по обобщенному вектору тока инвертора напряжения?

2.28\* Какие возможны подходы к построению систем управления инвертором напряжения по обобщенному вектору тока?

2.29\* Каковы особенности управления НПЧ по обобщенному вектору?

## Литература

1. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники. Ч. 1. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 199 с.
2. *Гнатенко М.А., Зиновьев Г.С.* Силовая электроника. Ч. 1: Метод. руководство к лабораторным работам. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. – 21 с.
3. *Зиновьев Г.С., Макаревич А.Ю., Попов В.И.* Силовая электроника. Ч. 2: Метод. руководство к лабораторным работам. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 31 с.
4. *Васильковский А., Зиновьев Г.С.* Силовая электроника. Ч. 3: Метод. руководство к лабораторным работам. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – 35 с.
5. *Зиновьев Г.С.* Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники (электроэнергетический аспект). – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. – 90 с.
6. *Бирзникс Л.В.* Импульсные преобразователи постоянного тока. – М.: Энергия, 1974. – 256 с.
7. *Севернс Р., Блум Г.* Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
8. *Четти П.* Проектирование ключевых источников электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
9. *Силовая электроника // ТИИЭР.* – Т. 76. – 1988. – № 4.
10. *Булатов О.Г., Царенко А.И.* Тиристорно-конденсаторные преобразователи. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
11. *Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.* Основы преобразовательной техники. – М.: ВШ, 1980. – 421 с.
12. *Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф.* Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
13. *Васильев А.С., Слухоцкий А.Е.* Ионные и электронные инверторы высокой частоты. – М.: ГЭИ, 1961. – 178 с.
14. *Толстов Ю.Г.* Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 208 с.
15. *Раскин Л.Я.* Стабилизированные автономные инверторы тока на тиристорах. – М.: Энергия, 1970. – 96 с.
16. *Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И.* Автономные тиристорные инверторы. – М.: Энергия, 1967. – 159 с.

17. Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С., Матчак А.Т., Моргун В.В. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.
18. Шапиро С.В., Казанцев В.Г., Карташев В.В., Киямов Р.Н. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 142 с.
19. Донской А.В., Кулик В.Д. Теория и схемы тиристорных инверторов повышенной частоты с широтно-импульсным регулированием. – Л.: Энергия, 1980. – 158 с.
20. Кантер И.И. Преобразовательные устройства в системах автономного электроснабжения. – Саратов: СГУ, 1989. – 260 с.
21. Гончаров Ю.П., Ермуратский В.В., Заика Э.И., Штейнберг А.Ю. Автономные инверторы. – Кишинев: Штиинца, 1974. – 336 с.
22. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением. – М.: Энергия, 1972. – 152 с.
23. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во НГУ, 1990. – 220 с.
24. Артым А.Д. Ключевые генераторы гармонических колебаний. – М.-Л.: Энергия, 1972. – 168 с.
25. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
26. Тонкаль В.Е., Гречко Э.Н., Кулешов Ю.Е. Оптимальный синтез автономных инверторов с амплитудно-импульсной модуляцией. – Киев: Наукова Думка, 1987. – 220 с.
27. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. – М.: Энергия, 1977. – 136 с.
28. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: ВШ, 1987. – 248 с.
29. Современные энергосберегающие технологии / ЛЭТИ. – С.-Пб, 2000. – 548 с.
30. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – Киев: Наукова думка, 1983. – 216 с.
31. Гельман М.В., Лохов С.П. Тиристорные регуляторы переменного напряжения. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.
32. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / Кобзев А.В., Лебедев Ю.М., Михальченко Г.Я. и др. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 152 с.
33. Берштейн И.Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. – М.: Энергия, 1968. – 88 с.
34. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
35. Джюджи Л., Пелли Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
36. Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. – Киев: Наукова Думка, 1988. – 224 с.
37. Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. – Киев: Наукова думка, 1993. – 271 с.
38. Шидловский А.К., Федий В.С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности. – Киев: Наукова думка, 1980. – 304 с.
39. Писарев А.Л., Деткин Л.П. Управление тиристорными преобразователями. – М.: Энергия, 1975. –

40. *Грабовецкий Г.В., Куклин О.Г., Харитонов С.А.* Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем. Ч.1. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1997. – 60 с.

41. *Абрамов А.Н.* Специальные режимы преобразователей. Ч. 2. Вентильные преобразователи в замкнутых системах управления / НЭТИ. – Новосибирск, 1979. – 77 с.

42. Power Electronics // Proc. IEEE., 1994, № 10.

**Алгоритм управления**

асинхронный 164

многоканальный 163

одноканальный 163, 170

по обобщенному вектору 189, 191

программный 164

раздельный 132, 176

следящий 164

совместный 164

с узким импульсом 161

с широким импульсом 162

**Вентили**

обратного тока 56, 60

отсекающие 56, 58

Выпрямитель обратного тока 60

Инверторы автономные 51

напряжения 13,84

- одноуровневый 88
- многоуровневый 88, 106, 107

резонансные 66

- параллельные 66
- последовательно-параллельные 66
- последовательные 66
- с умножением частоты 79
- многоячейковые 81
- класса E 82

тока 52, 56

- с выпрямителем обратного тока 60
- с отсекающими вентилями 58
- с тиристорным регулятором 62

• с широтно-импульсным регулированием	64
Ключи резонансные	
двухполюсные	33
трехполюсные	33
Компенсаторы неактивных мощностей	
искажения («активный фильтр»)	157
комбинированные (FACTS, гибкие линии)	160
реактивной	151
Кратность частоты коммутации	86
Матрица коммутационная	
входного тока	136
выходного напряжения	135
Методы расчета	
временной деформации	89
гладкой составляющей	85
осреднения	43
прямой	124
Модель математическая	
много входов – много выходов (МВМВ)	124
много входов – один выход (МВОВ)	124
один вход – много выходов (ОВМВ)	124
один вход – один выход (ОВОВ)	124
Преобразователи (регуляторы) напряжения	
постоянного в постоянное	9
• квазирезонансные	33
с переключением при нуле напряжения	33
с переключением при нуле тока	33
• обратноходовые	31

- прямоходовые 31
  - повышающие 20
  - повышающе-понижающие 24, 27, 28
  - понижающие 9
  - с дозированной передачей энергии 39
  - переменного в переменное 108
  - с вольтодобавкой 113, 114
  - с фазовым регулированием 109
  - с широтно-импульсным регулированием 115
  - с управляемым энергообменом 121
- Преобразователи частоты с непосредственной связью
- с фазовым управлением 131
  - с широтно-импульсным управлением 142
  - с управляемым энергообменом 146
- Такт коммутации 10, 85, 115, 141
- Трансформатор «электронный»
- постоянного напряжения 26
  - переменного напряжения 120
- Устройство сброса 142
- Фликкер 110
- Характеристика преобразователя
- передаточная 166

частотная