

Министерство образования Российской Федерации

НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

---

Г.С. ЗИНОВЬЕВ

# ОСНОВЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Часть 2

НОВОСИБИРСК  
2000

УДК 621.314.2 (075.8)  
3-635

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.**

3 635 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. Обратноходовой 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. Проскурину 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, *широотно-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.

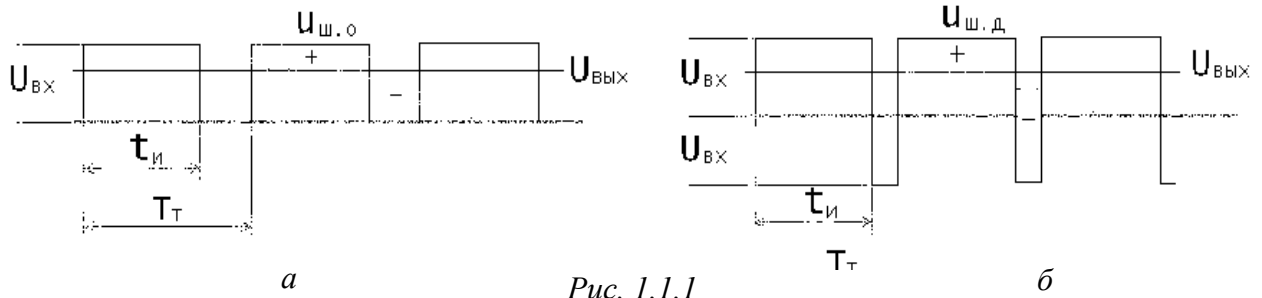


Рис. 1.1.1

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

$$C_{ш.о} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{T_T} \int_0^{t_u} U_{шип.д} dt = \frac{1}{U_{вх} T_T} \int_0^{t_u} U_{вх} dt = \frac{t_u}{T_T} = t_u^* \quad (1.1.1)$$

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

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

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

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.

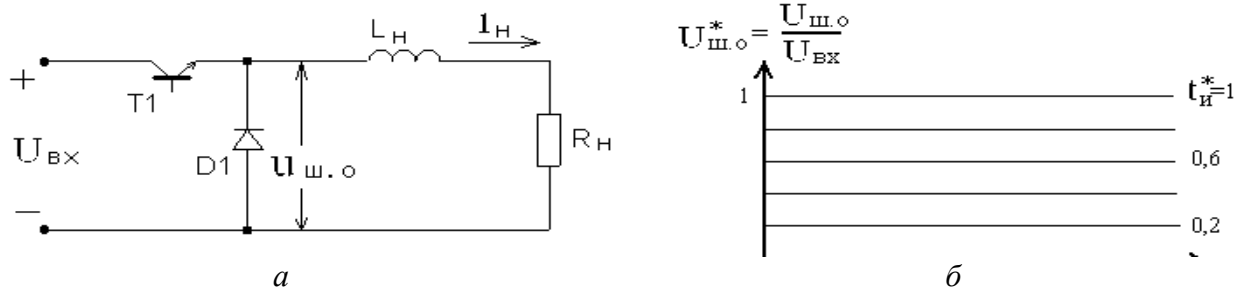


Рис. 1.1.2

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.

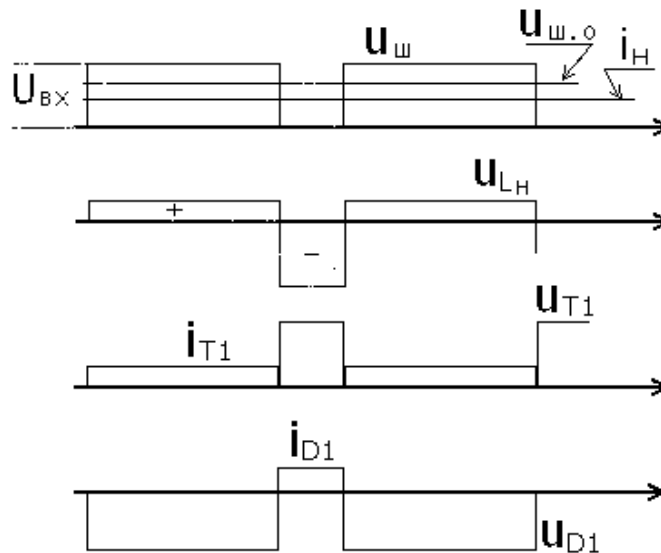


Рис. 1.1.3

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.

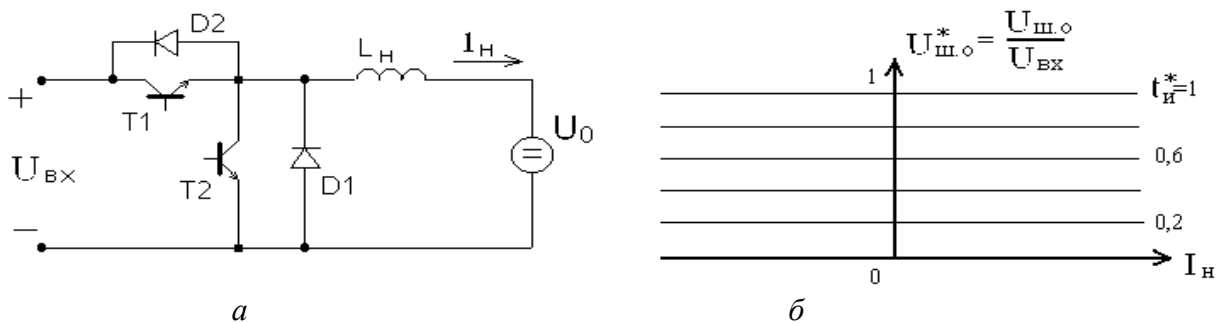


Рис. 1.1.4

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  $T_1$ .

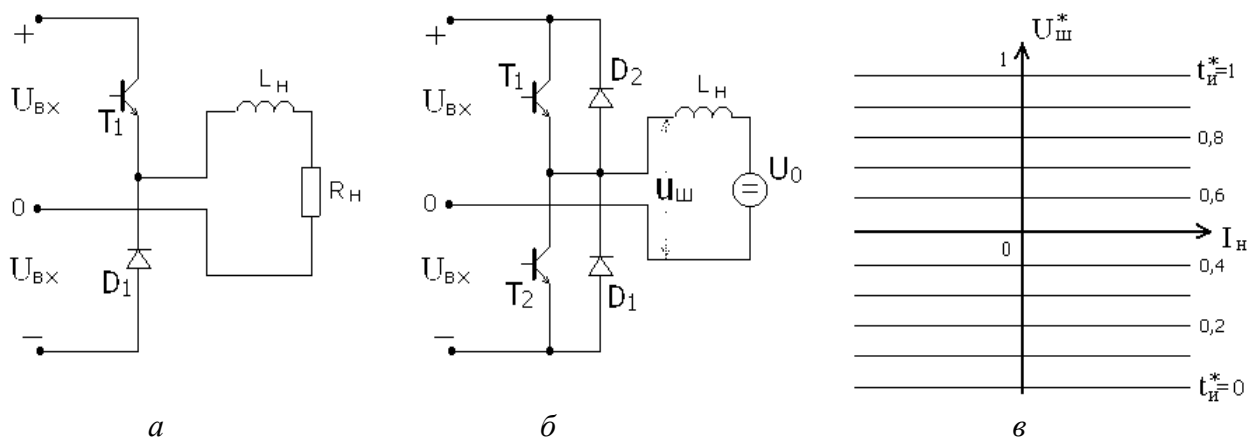


Рис. 1.1.5

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 вентилей при любом направлении тока в нагрузке. Любая полярность импульса напряжения на выходе ШИП по мостовой схеме рис. 1.1.6,б достигается включением вентилей соответствующей диагонали моста ( $T_2, T_3$  или  $T_1, T_4$ ), а нулевая пауза в выходном напряжении – включением вентилей 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 четырехквадрантные 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.

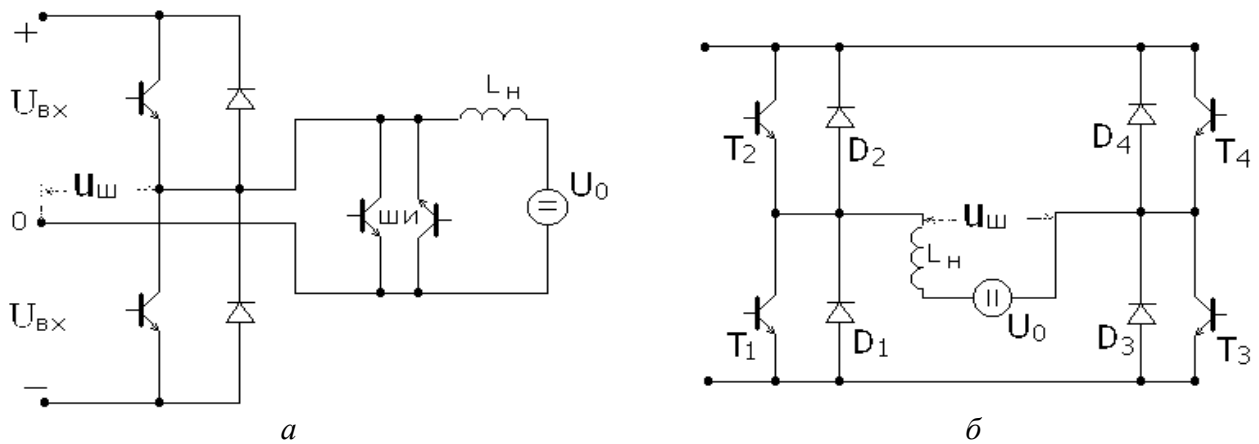


Рис. 1.1.6

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)

$$U_{\sigma \max} = U_{BX}.$$

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  $t_u^* \rightarrow 0$ ) и диода (при  $t_u^* \rightarrow 1$ )

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

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

$$U_{\text{ш.}(k)}^* = \frac{U_{\text{ш.}(k)}}{U_{\text{н}}} = \frac{1}{U_{\text{н}}} \frac{1}{T_{\text{т}}} \frac{4}{\sqrt{2}} \int_0^{t_{\text{и}}^*/2} U_{\text{вх}} \cos k\omega_{\text{т}} t^* dt^* = \frac{1}{t_{\text{и}}^*} \frac{\sin k\omega_{\text{т}} \frac{t_{\text{и}}^*}{2}}{T_{\text{т}} \cdot k\omega_{\text{т}}} \cdot 2\sqrt{2} =$$

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

Такой же относительный состав гармоник будет у входного тока ШИП.

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

$$\bar{K}_F^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{\sin k\omega_{\text{т}} \frac{t_{\text{и}}^*}{2}}{kk^q} \right)^2} \frac{2\sqrt{2}}{\pi t_{\text{и}}^*}.$$
(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  $L_{\text{н}}$ ;
- конечность времени переключения вентиля, заметная при высоких частотах коммуникации;
- 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:

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

После его алгебраизации получим

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

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

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

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.

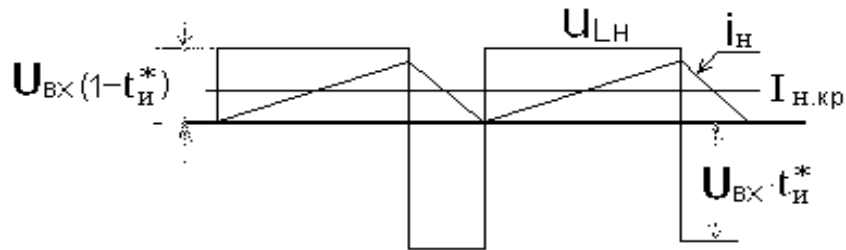


РИС. 1.1.7

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.

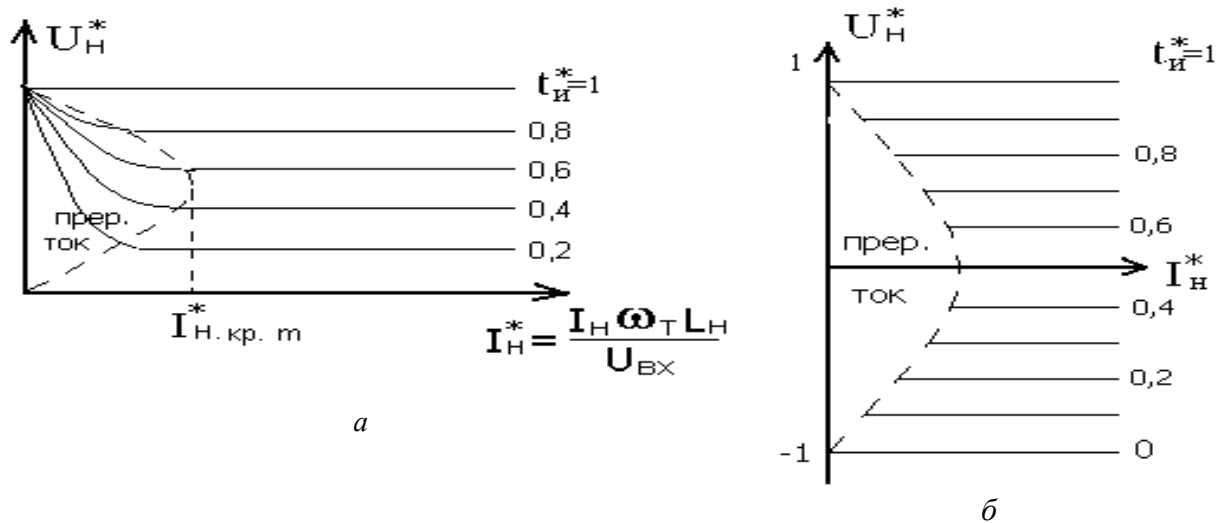


Рис. 1.1.8

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.

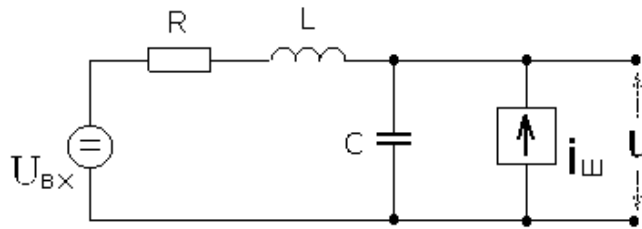


Рис. 1.1.9

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

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

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  $I_{\text{ш.ср}} = I_{\text{н}} t_{\text{и}}^*$  – среднее значение входного тока ШИП;  $\bar{K}_{\text{г.ш}}$ ,  $\bar{K}_{\text{г.ш}}^{(2)}$  – 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 вентилях.** Скачкообразное изменение напряжений и токов вентилях при их коммутации, изображаемое в идеализированных моделях ШИП, в действительности имеет конечные скорости изменения из-за известных динамических процессов внутри вентилях при их открывании и закрывании. Энергия потерь, выделяемая при каждой коммутации в вентиле, определяется следующим интегралом от мгновенных значений напряжений  $u_{\text{в}}$  и тока  $i_{\text{в}}$  вентиля

$$\Delta W = \int_0 u_{\text{в}} i_{\text{в}} dt.$$

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

Для уменьшения коммутационных потерь применяют различные приемы, позволяющие разнести во времени высокие значения напряжения на вентиле  $u_{\text{в}}$  с высоким значением тока вентиля  $i_{\text{в}}$  (*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 вентилях элементов. Диапазон мощностей ШИП простирается от десятков ватт до десятков киловатт и более при необходимости.

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

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

- высокие уровни высокочастотных электромагнитных помех, генерируемых большими скоростями изменения токов и напряжений вентилях;
- 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 вентиля – 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:

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

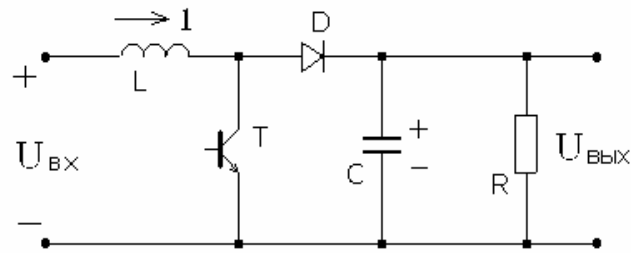
$$u_{\text{ВХ.К.}} = \psi_2 u_{\text{ВЫХ.К.}},$$

(см. (1.4.3) части 1)

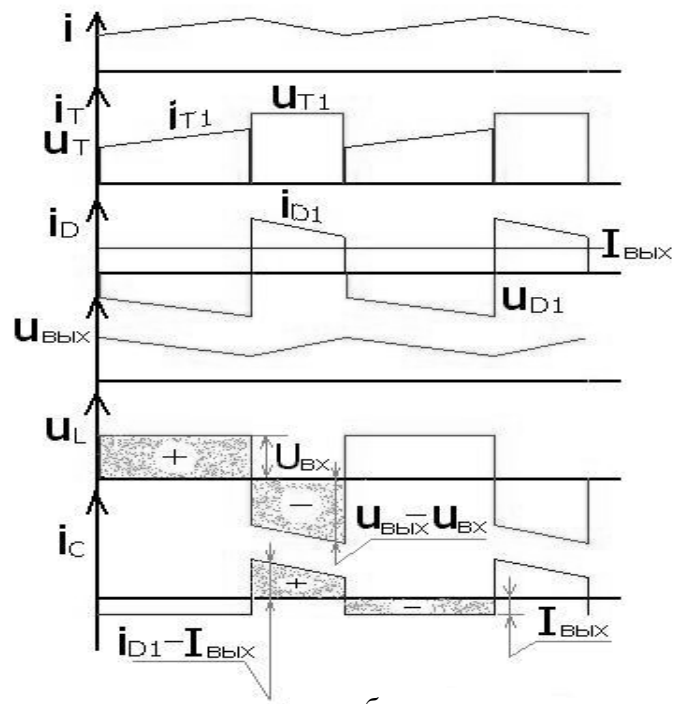
$$L \frac{di_{\text{ВХ}}}{dt} = u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВХ.К.}} = u_{\text{ВХ}} - \psi_2 u_{\text{ВЫХ}},$$

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

(1.2.1)

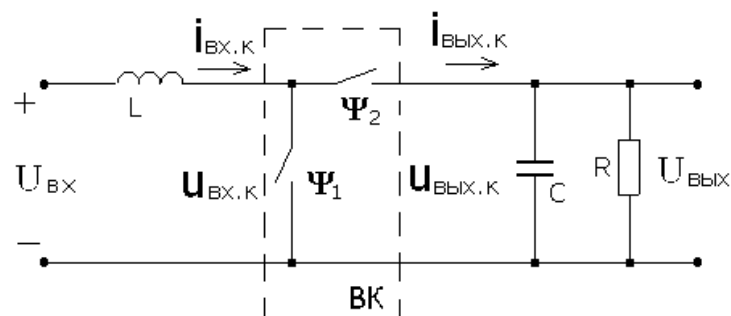


*a*



*б*

Рис. 1.2.1



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

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

откуда коэффициент преобразования по напряжению

$$K_{П.Н} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = \frac{1}{1 - \Psi_1}. \quad (1.2.3)$$

Из второго уравнения (1.2.1) аналогично имеем

$$I_{BX} = \frac{U_{ВЫХ}}{R(1 - \Psi_1)} = \frac{U_{BX}}{R(1 - \Psi_1)^2} = \frac{U_{BX}}{R} K_{П.Н}^2 = \frac{U_{BX}}{R_{BX}}, \quad (1.2.4)$$

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

$$\frac{R_{BX}}{R} = (1 - \Psi_1)^2 = \frac{1}{K_{П.Н}^2}. \quad (1.2.5)$$

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  $U_{ВЫХ} = f(I_{ВЫХ})_{\Psi_1 = \text{const}}$  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:

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

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

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

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

Из решения системы (1.2.7) получаем

$$K_{\text{П.Н}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{BX}}} = U_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{\Psi_2}{\frac{R_L}{R} + \Psi_2^2 \frac{R + R_L}{R}}, \quad (1.2.8)$$

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

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

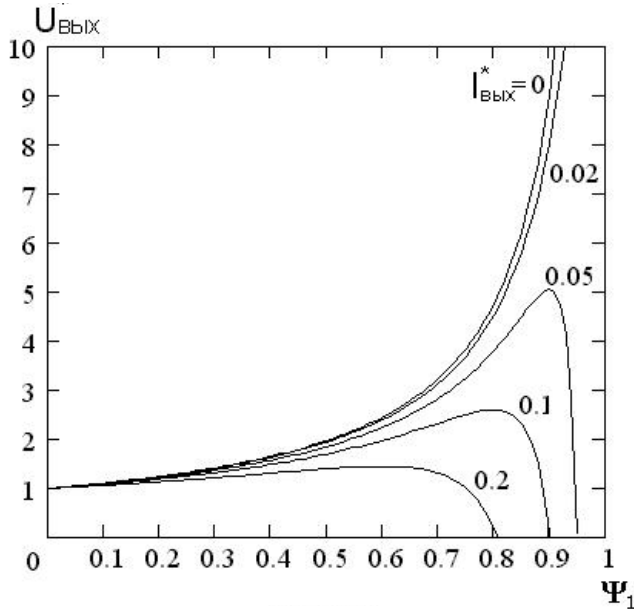


Рис. 1.2.3

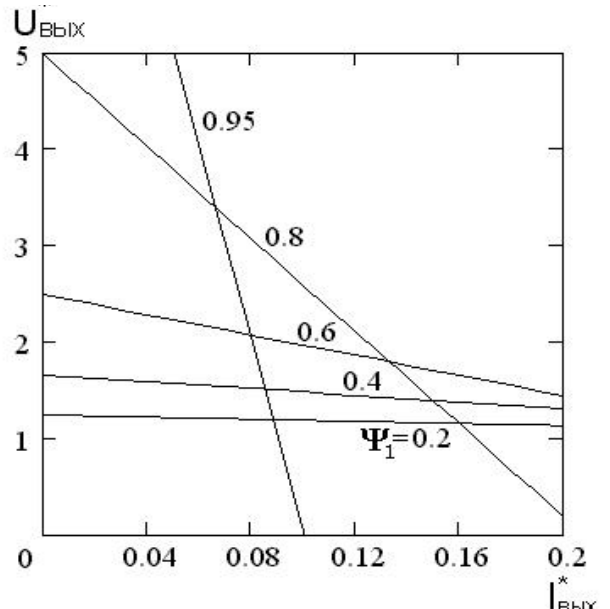


Рис. 1.2.4

## 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.

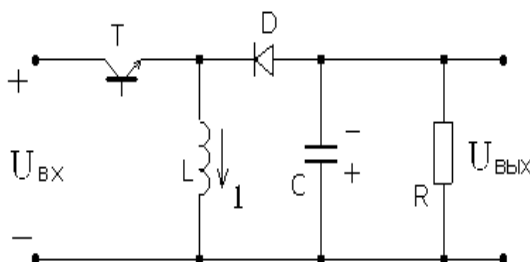


Рис. 1.2.5

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

При включенном транзисторе Т 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.

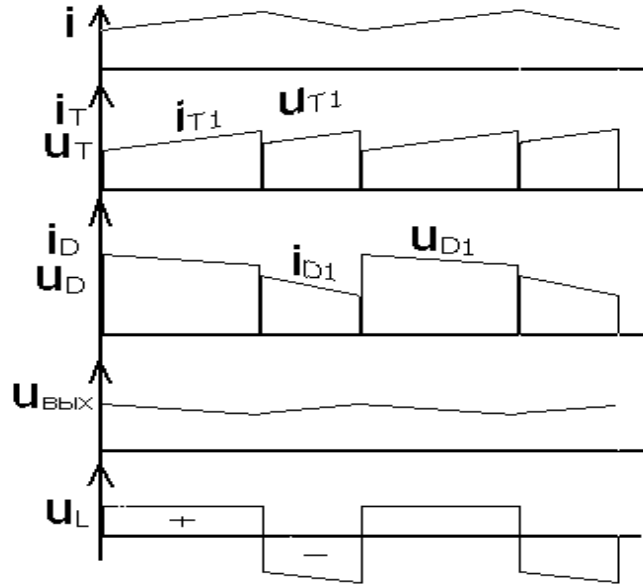


Рис. 1.2.6

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

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

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

$$I_{\text{ВХ}} = \Psi_1 I = \frac{\Psi_1^2}{\Psi_2^2} \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} K_{\text{П.Н}}^2 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}}, \quad (1.2.15)$$

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{R}{K_{\text{П.Н}}^2}.$$

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.

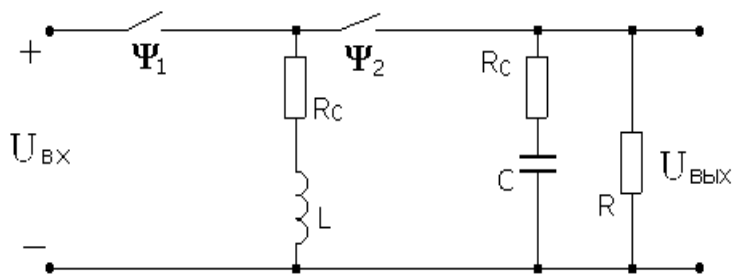


Рис. 1.2.7

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  $U_{\text{ВЫХ}}^* = f(\Psi_1)_{\frac{R_L}{R} = \text{const}}$  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.

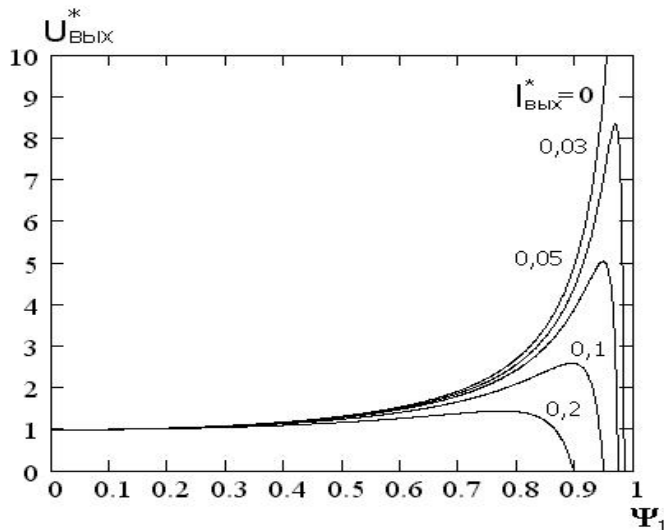


Рис. 1.2.8

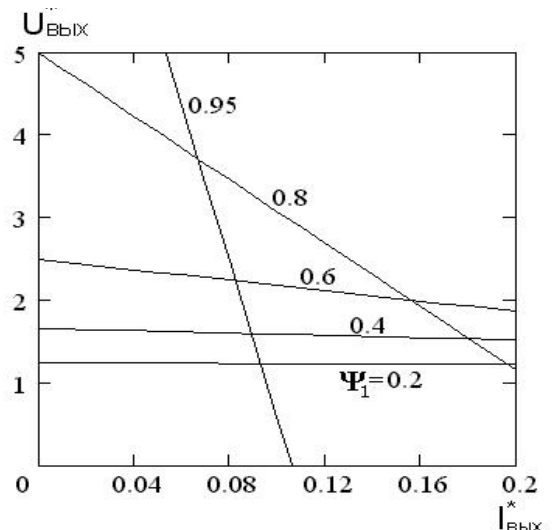


Рис. 1.2.9

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 вентильный 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).

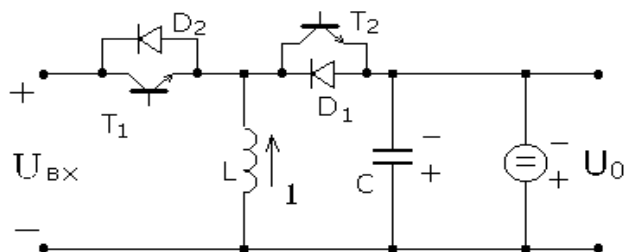


Рис. 1.2.10

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  $U_{BX}$ , 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.

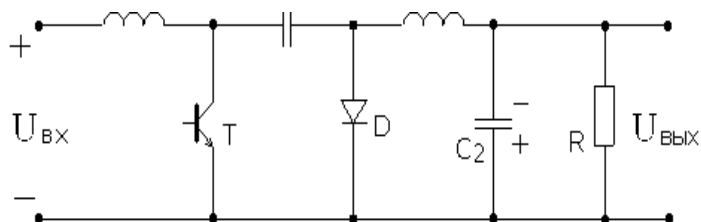
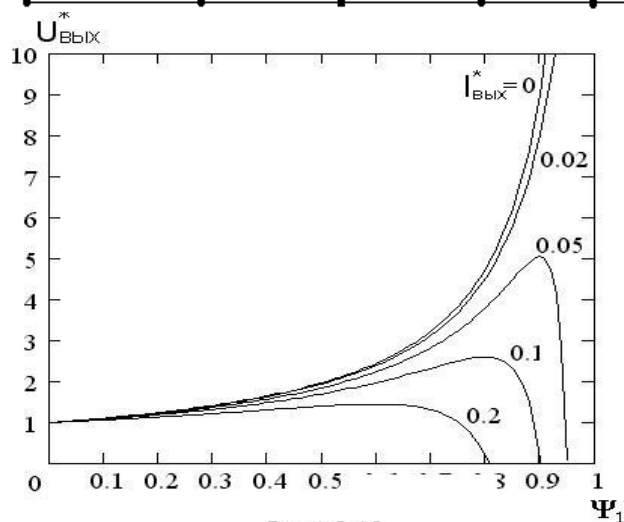


Рис. 1.2.11



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  $L_2$ ;
- возможны 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

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

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.

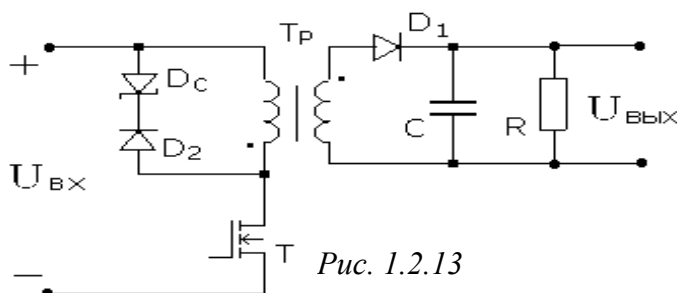


Рис. 1.2.13

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 шунтирована 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 обратноходовом преобразователе (рис. 1.2.13).

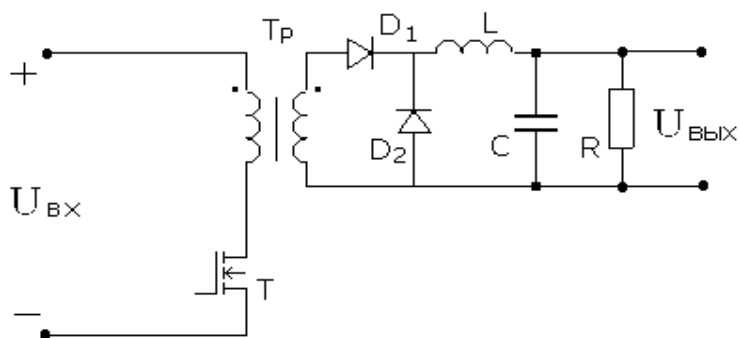


Рис. 1.2.14

Использование трансформатора в этой схеме по своему прямому назначению, а не как накопительного элемента делает прямоходовые преобразователи предпочтительными перед обратноходовыми (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 вентильях и напряжения на них в моменты включения и выключения изменяются скачком. Подобные формы токов и напряжений присущи и вентильям 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 вентильях, при которых на вентильях сохраняются высокие значения напряжения при высоких значениях тока. Это вызывает большие потери активной мощности в процессах включения и выключения вентилей, что диктует необходимость ограничивать верхнюю частоту переключения вентилей 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 вентилей. 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 вентилей будет вызывать увеличение составляющей потерь

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

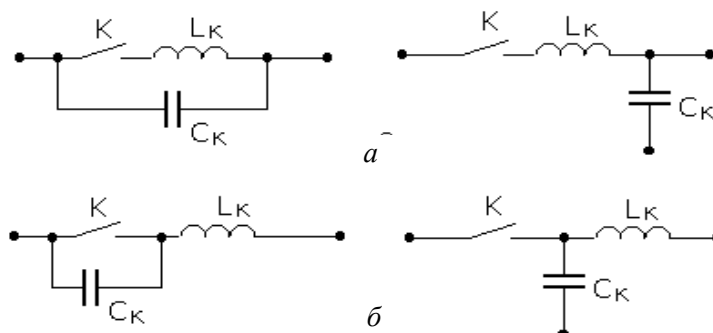


Рис. 1.3.1

Схемы ключей на рис. 1.3.1,*а* обеспечивают включение и выключение вентилей при нулевом токе, а схемы на рис. 1.3.1,*б* – включение и выключение вентилей 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  $D_2$ .

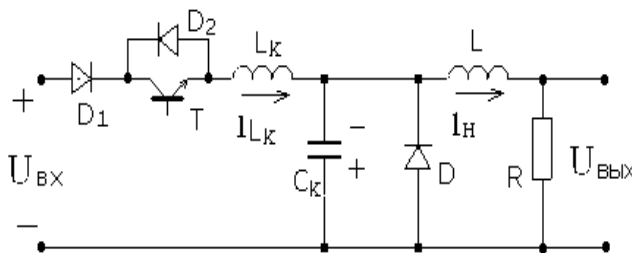


Рис. 1.3.2

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.

- Второй интервал  $t_1 t_2$  характеризуется протеканием колебательной полуволны тока индуктивности  $L_k$  колебательного контура  $L_k C_k$ . К концу интервала ток спадет до нуля и транзистор Т 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  $t_2 t_3$  цепь нагрузки  $LR$  питается от заряженного конденсатора, пытаясь перезарядить его током нагрузки  $I_H$ .

- Четвертый интервал начинается в момент  $t_3$  разряда 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 Т, и процессы повторяются.

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

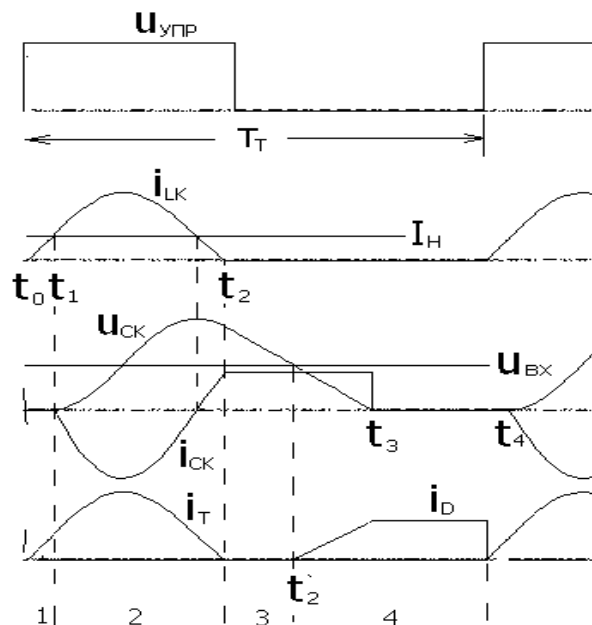


Рис. 1.3.3

Во-первых, импульс управления транзистором должен быть не короче интервала времени  $t_0 t_2$ , а оптимально – равен ему. Во-вторых, на интервале  $t_2 t_3$  на коллекторе транзистора Т появляется прямое напряжение, которое открывает  $p$ - $n$ -переход коллектор-база транзистора Т, что недопустимо. Чтобы исключить появление прямого напряжения на транзисторе Т, 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  $t_2 t_3$  разряд конденсатора колебательного контура  $L_k C_k$  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.

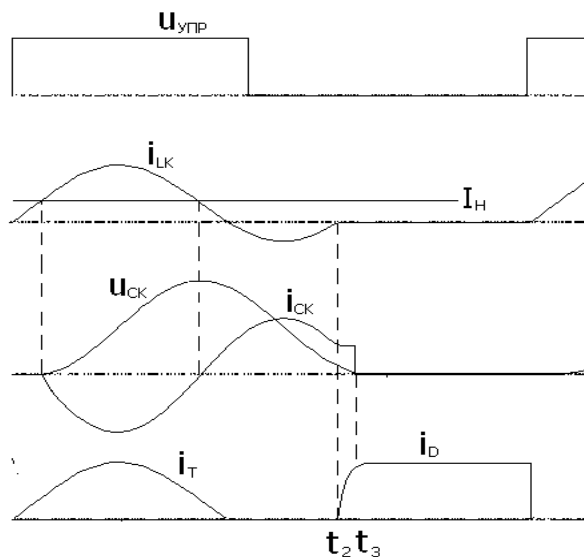


Рис. 1.3.4

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  $L_кC_к$ , 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  $t_{3t4}$  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.

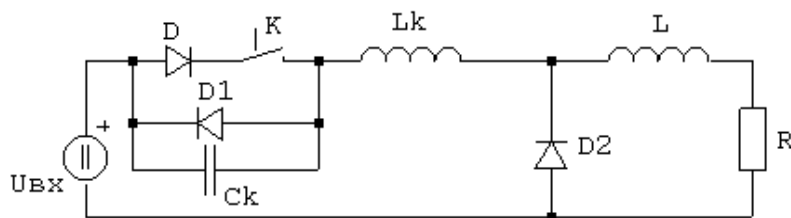


Рис. 1.3.5

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.

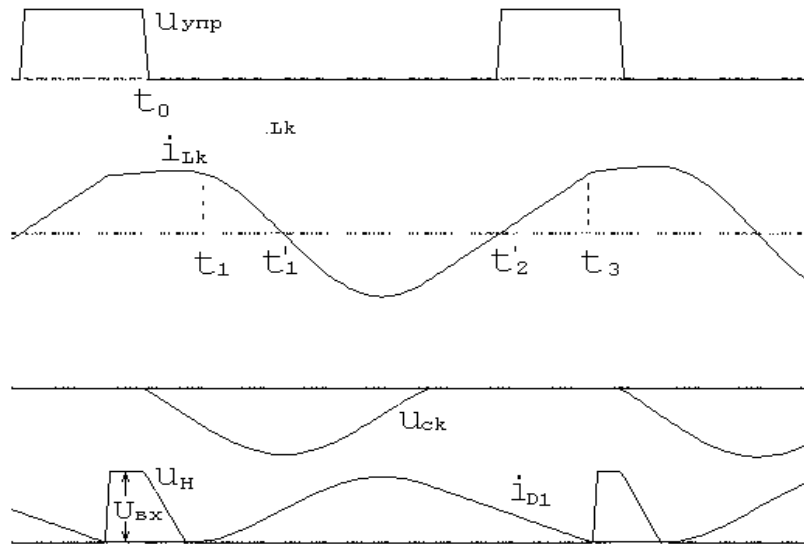


Рис. 1.3.6

- Первый интервал  $t_0t_1$  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  $t_1t_2$  отсчитывается с момента вступления в работу диода  $D$  и начала колебательного процесса в резонансном контуре  $L_kC_k$ . В результате колебательного заряда и разряда конденсатора напряжение на нем в конце второго интервала упадет до нуля. Максимум напряжения на конденсаторе  $C_k$  превосходит  $U_{BX}$  на величину  $\rho_k I_H$ , не меньшую, чем  $U_{BX}$ , для того, чтобы он разряжаясь после максимума напряжения на источник  $U_{BX}$ , 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  $t_2t_3$  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  $t_2t_2'$ ). 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  $t_3t_4$  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 вентилях, 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 Вт/см<sup>3</sup> и выше.

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

Все рассмотренные выше преобразователи постоянного напряжения в постоянное требовали применения вентилей 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 вентилей 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.

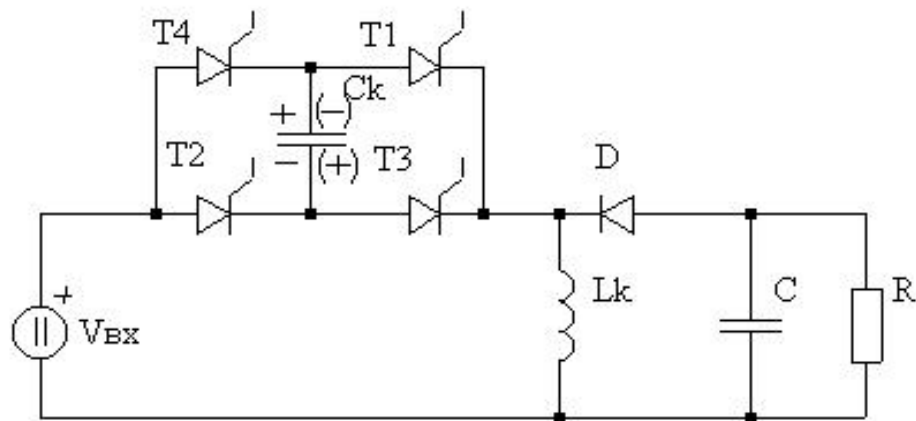


Рис. 1.4.1

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 вентилей 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.

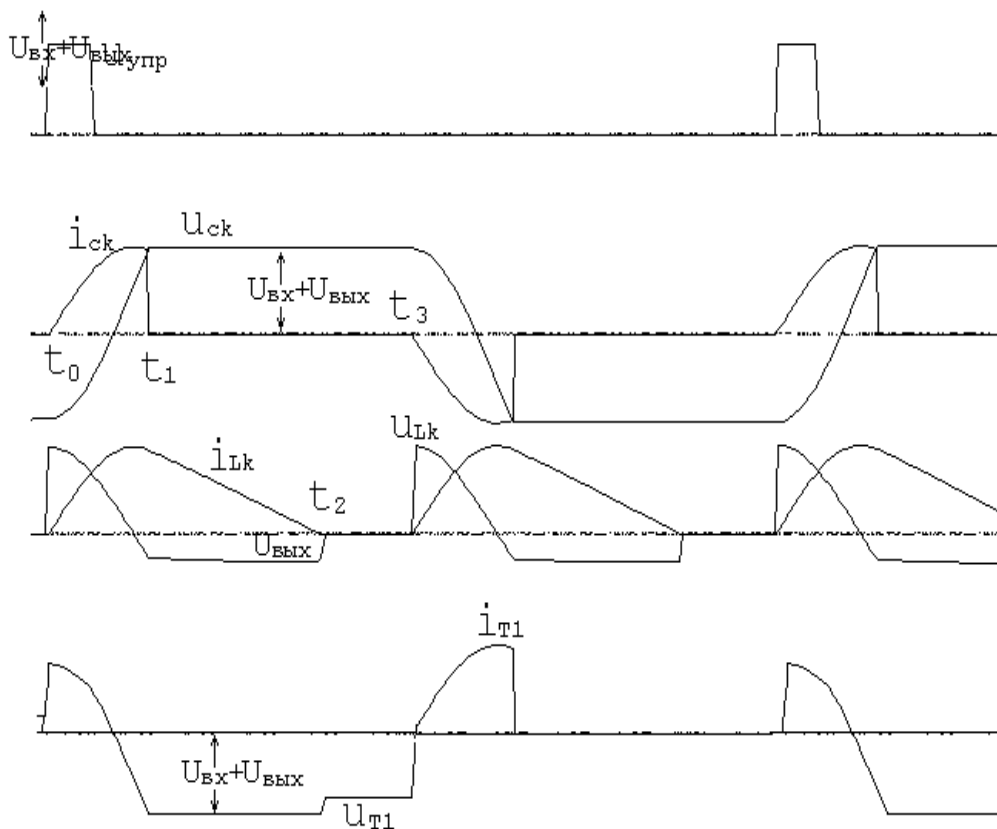


Рис. 1.4.2

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

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{BU}, \\ \mathbf{Y} &= -\mathbf{CA}^{-1}\mathbf{BU}, \end{aligned} \quad (1.5.5)$$

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

$$\begin{aligned} (\mathbf{pI} - \mathbf{A}) \cdot \mathbf{X}_{\Delta}(p) &= \mathbf{BU}_{\Delta}(p), \\ \mathbf{Y}_{\Delta}(p) &= \mathbf{CX}_{\Delta}(p), \end{aligned} \quad (1.5.6)$$

решение которого дает передаточные функции преобразователя в режиме малых отклонений:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_x(p) &= \frac{\mathbf{X}_{\Delta}(p)}{\mathbf{U}_{\Delta}(p)} = (\mathbf{pI} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}, \\ \mathbf{W}_y(p) &= \frac{\mathbf{Y}_{\Delta}(p)}{\mathbf{U}_{\Delta}(p)} = \mathbf{C}(\mathbf{pI} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}, \end{aligned} \quad (1.5.7)$$

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.

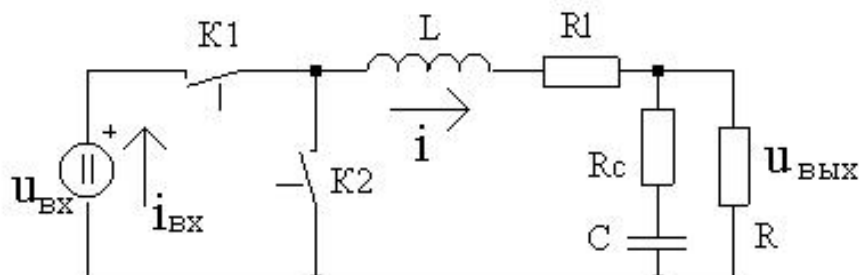


Рис. 1.5.1

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

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

Уравнения переменных вектора выхода  $y$

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

где  $R_0 = \frac{RR_C}{R + R_C}$ .

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

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

а уравнения переменных вектора выхода:

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

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

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

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

$$\begin{vmatrix} -(R_L + R_0) & \frac{R_0}{R_C} \\ \frac{R_0}{R_C} - \frac{1}{R + R_C} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ U \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Psi_1 U_{\text{ВХ}} \\ 0 \end{vmatrix} \quad (1.5.11)$$

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:

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

Введем базовый ток

$$I_6 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_L},$$

тогда с учетом относительного выходного тока  $I_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_6}$  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 НАПЯЖЕНИЯ 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.

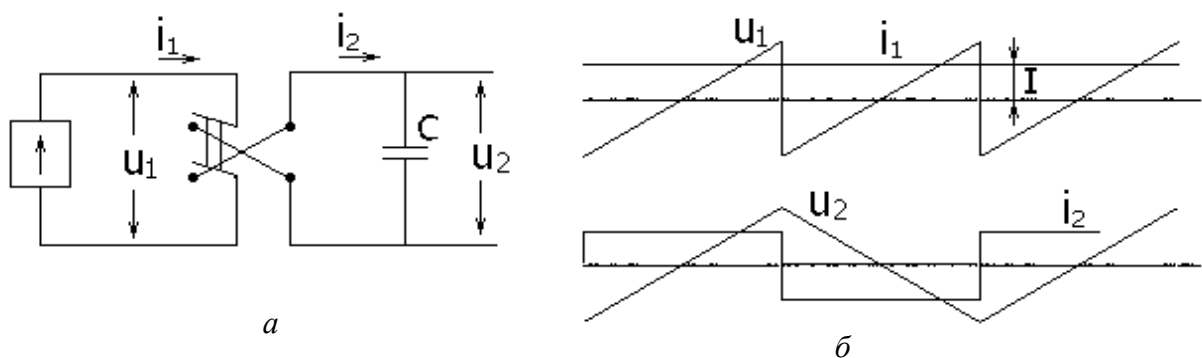


Рис. 2.1.1

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  $R$ .

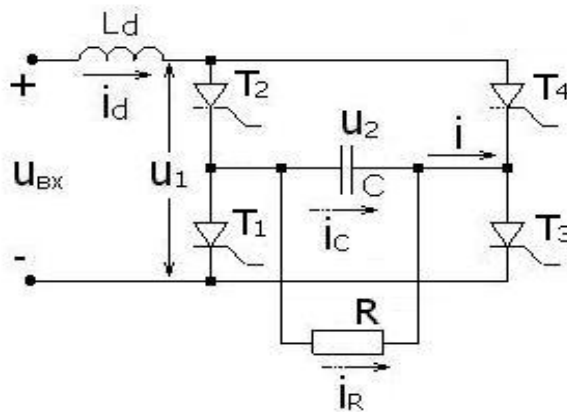


Рис. 2.1.2

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.

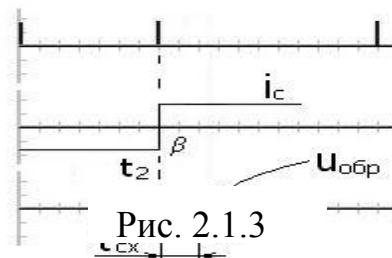


Рис. 2.1.3

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.

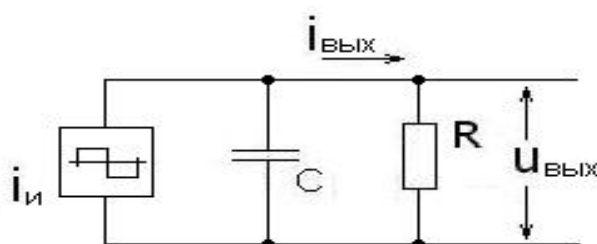


Рис. 2.1.4

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

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

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

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

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.

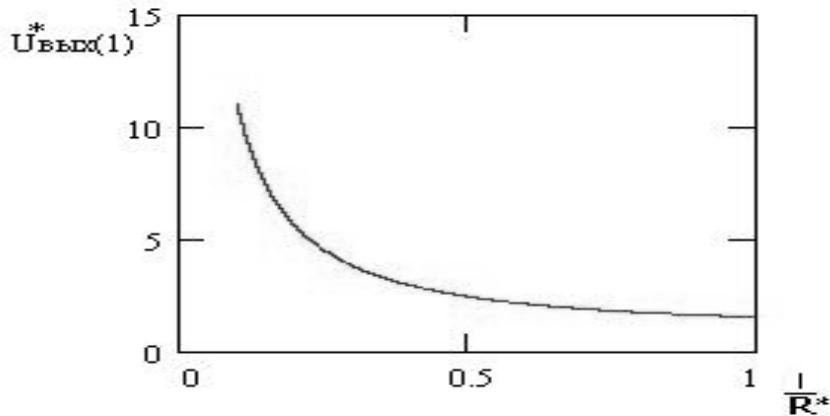


РИС. 2.1.5А

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

$$R^* = \frac{U_{вых}^*}{I_{вых}^*}, \quad (2.1.6a)$$

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.

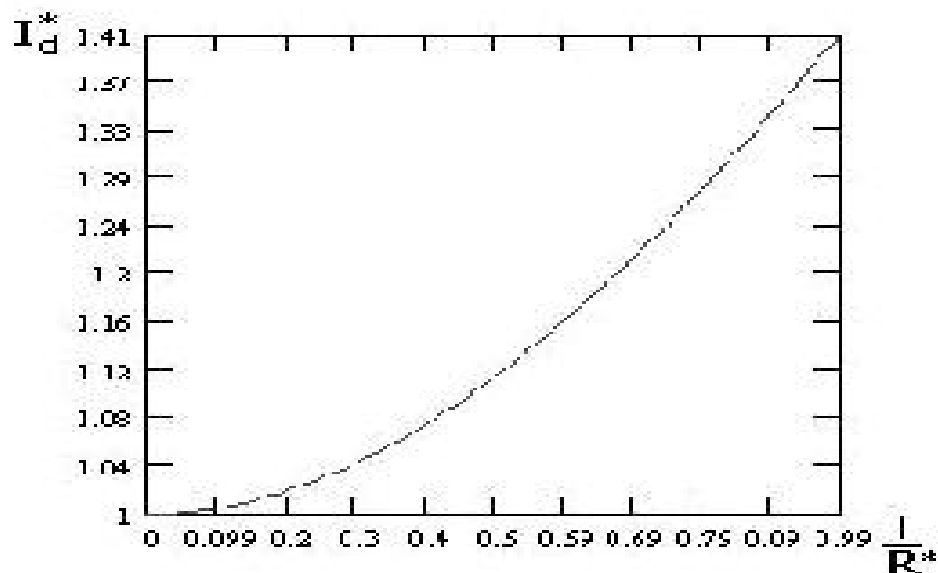


Рис. 2.1.5б



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* *вентилей*;
- 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.

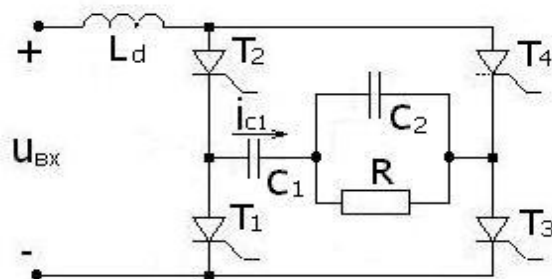


Рис. 2.1.6

### 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  $\phi$  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  $\omega$ .

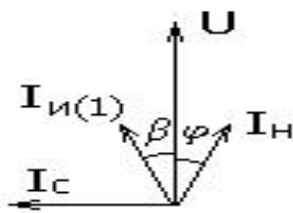


Рис. 2.1.7

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 вентилях  $T_1, T_3, T_5$  и  $C_2, C_4, C_6$  для анодной группы вентилях  $T_2, T_4, T_6$ . Конденсаторы отделены от фаз нагрузки  $Z_A, Z_B, Z_C$  соответствующими отсекающими диодами  $D_1$ -

$D_6$ .

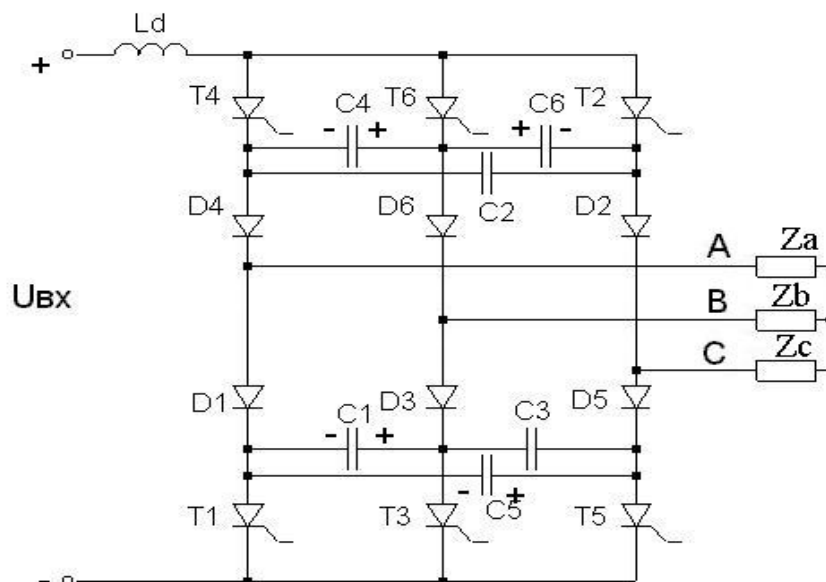


РИС. 2.1.8

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 тиристор  $T_1$  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  $L_{0B}$  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).

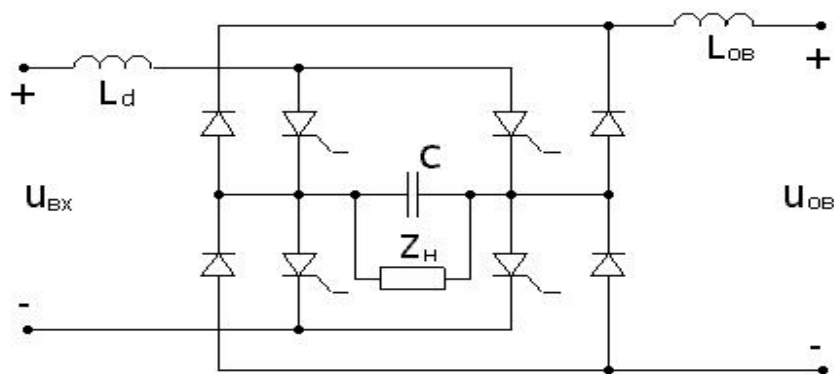


РИС. 2.1.9

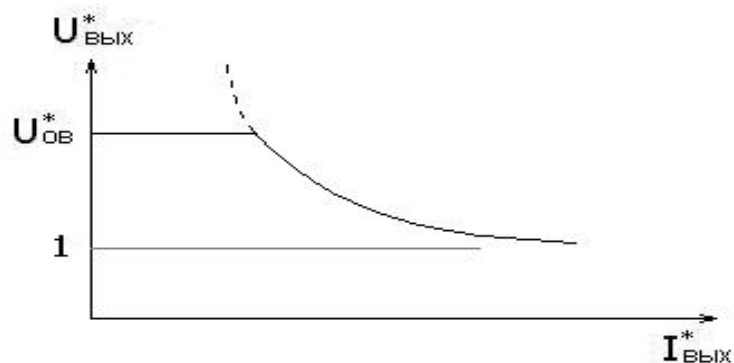


РИС. 2.1.10

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.

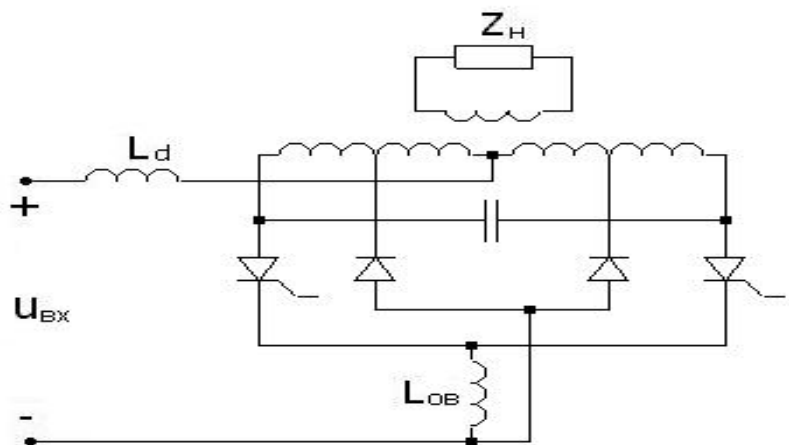


РИС. 2.1.11

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  $\cos \varphi_{\text{н}}$ , 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.

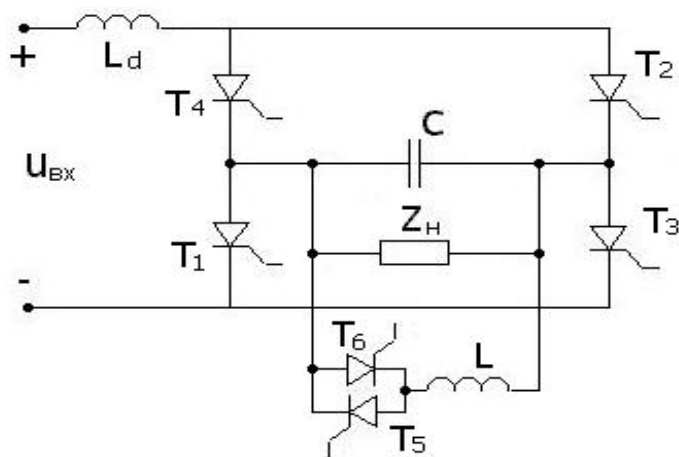


РИС. 2.1.12

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:

$$C = \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R} + \frac{1}{L} \int u_{\text{ВЫХ}} dt = i_{\text{и}} . \quad (2.1.13)$$

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

$$U_{\text{ВЫХ}}^* = K_{\text{п.т}} \sqrt{1 + (R^*)^2 + (\text{ctg } \varphi_{\text{н}})^2 - 2 \text{ctg } \varphi_{\text{н}}} . \quad (2.1.14)$$

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:

$$C u_{\text{ВЫХ.ВГ}} + \frac{u_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{-(2)}}{R} + \frac{u_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{-(3)}}{L} = \bar{i}_{\text{и.ВГ}}^{(2)} . \quad (2.1.17)$$



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

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

Здесь  $\bar{K}_{\text{Г.Т}}$  – интегральный коэффициент гармоник выходного тока вентильного 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 вентильного 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 вентильного комплекта инвертора тока обуславливает близкую к прямоугольной (точнее, трапецеидальной) форме выходного напряжения инвертора на низких частотах, когда время перезаряда коммутационной 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* вентильного 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 широтно-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.

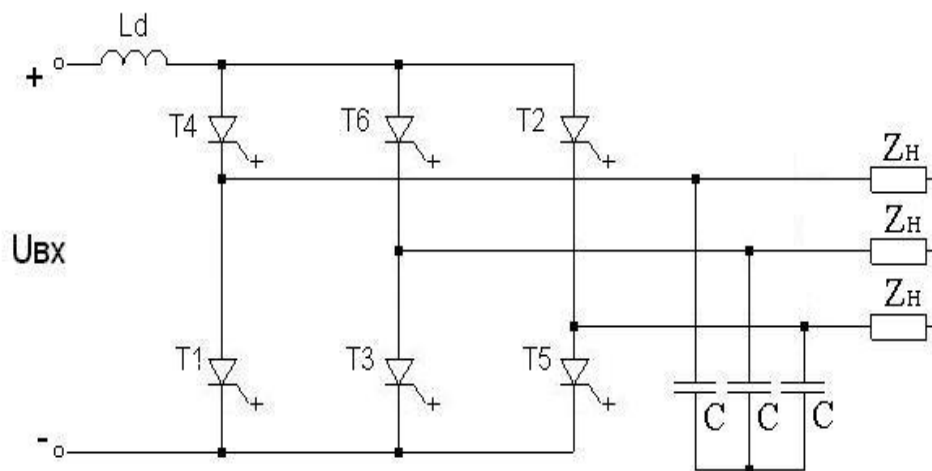


РИС. 2.1.13

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.

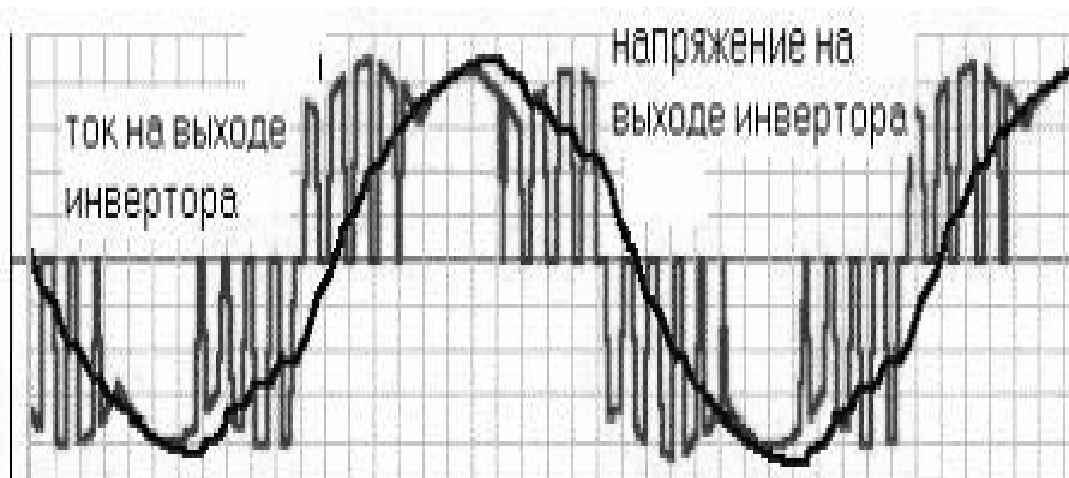


РИС. 2.1.14

### 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 вентилях; 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*.