

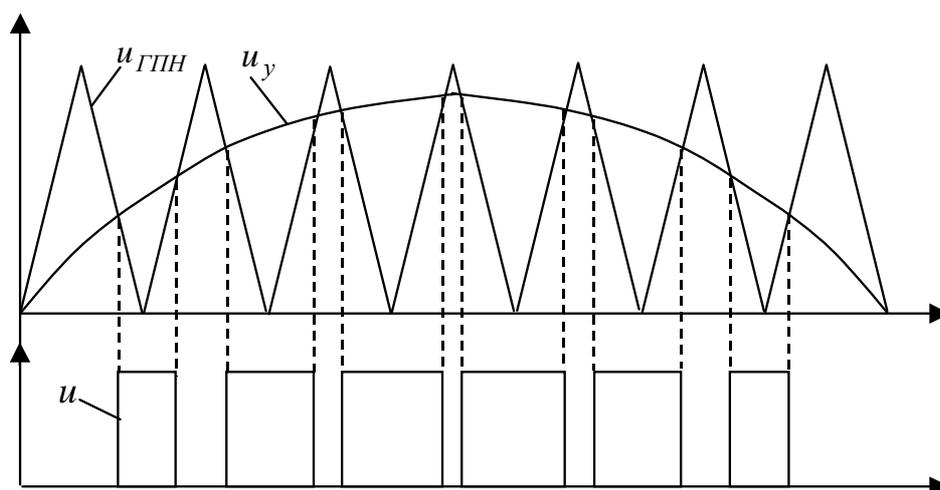


Томский межвузовский центр
дистанционного образования

А.В. Кобзев, Б.И. Коновалов, В.Д. Семенов

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие



ТОМСК
2010

Федеральное агентство по образованию

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра промышленной электроники

А.В. Кобзев, Б.И. Коновалов, В.Д. Семенов

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие

**Рекомендовано Сибирским региональным отделением
учебно-методического объединения по образованию
в области энергетики и электротехники для межвузовского
использования в качестве учебного пособия**

2010

Рецензенты: профессор кафедры «Электропривод и электрооборудование» Томского политехнического университета, д-р техн. наук **Аристов А.В.**;
начальник лаборатории ОАО «НПЦ "Полюс"»,
г. Томск, д-р техн. наук **Казанцев Ю.М.**

Корректор: Осипова Е.А.

Кобзев А.В., Коновалов Б.И., Семенов В.Д.

Энергетическая электроника: Учебное пособие. — Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2010. — 164 с.

Учебное пособие соответствует рабочей программе дисциплины «Энергетическая электроника» для студентов направления 210100 «Электроника и микроэлектроника» и специальности 210106 «Промышленная электроника». Содержит разделы, в которых рассматриваются схемотехника и электромагнитные процессы в устройствах силовой электроники, принцип действия которых основан на использовании полностью управляемых полупроводниковых приборов — транзисторов, работающих в ключевом режиме. Наибольшее внимание уделено таким распространенным в технике устройствам, как непосредственные преобразователи постоянного напряжения и инверторы.

Изложение материала построено таким образом, что вначале подробно рассматривается принцип функционирования схем на идеализированных элементах, а уже затем учитывается влияние реальных параметров основных компонентов.

Предназначено для студентов всех форм обучения с использованием дистанционных образовательных технологий.

© Кобзев А.В., Коновалов Б.И.,
Семенов В.Д., 2010

© Томский межвузовский центр
дистанционного образования, 2010

ОГЛАВЛЕНИЕ

1 Введение	5
2 Непосредственные преобразователи постоянного напряжения.....	13
2.1 Преобразователь понижающего типа	13
2.2 Использование дросселя с отпайкой	22
2.3 Входной фильтр.....	27
2.4 Схема с неполной глубиной модуляции	30
2.5 Многофазный преобразователь	32
2.6 Схемы для управления электродвигателями.....	36
2.7 Преобразователи повышающего и инвертирующего типов	41
2.8 Комбинированные схемы непосредственных преобразователей	50
2.8.1 Параллельное включение основных схем.....	50
2.8.2 Последовательное включение основных схем	52
2.9 Активная коррекция коэффициента мощности	54
2.10 Пример построения автономной системы электроснабжения	58
3 Автономные инверторы	64
3.1 Классификация автономных транзисторных инверторов	64
3.2 Однофазный мостовой инвертор напряжения	68
3.3 Формирование выходного напряжения	80
3.4 Однофазный мостовой инвертор тока	84
3.5 Трехфазные инверторы напряжения	87
4 Транзисторные ключи и переключатели	96
4.1 Силовые транзисторные ключи.....	96
4.2 Транзисторные переключатели.....	109
5 Преобразовательные ячейки со звеном повышенной частоты	114

6 Однотактные преобразователи.....	128
6.1 Особенности перемагничивания импульсных трансформаторов.....	128
6.2 Прямоходовые преобразователи	130
6.3 Обратногоходовые преобразователи	138
7 Квазирезонансные преобразователи	143
Литература	160
Приложение 1. Расчетные соотношения для непосредственных преобразователей постоянного напряжения (НПН).....	161
Приложение 2. Расчетные соотношения для однотактных преобразователей.....	163

1 ВВЕДЕНИЕ

Исторически сложилось так, что все основные достижения микроэлектроники в первую очередь в наибольшей степени способствовали миниатюризации основных функциональных блоков вычислительных и радиотехнических устройств и систем. Однако все эти устройства и системы требуют питания электрической энергией. Кроме того, в любой законченной технической системе процессы передачи сигналов и обработки информации должны завершаться совершением работы. В большинстве случаев работу совершает электрический двигатель, управление которым производится путем изменения параметров подводимой электроэнергии.

Для питания электронных блоков и управления электродвигателями служат устройства преобразовательной техники, или просто преобразователи. Принципы построения этих преобразователей формировались на протяжении многих десятков лет на основании свойств, возможностей и особенностей устройств, пригодных для выполнения соответствующих функций. Основной отличительной чертой таких преобразователей является наличие трансформатора, работающего на стандартной низкой частоте питающей сети переменного тока.

К середине 80-х годов прошлого века сложилось такое положение, что на фоне достижений микроэлектроники преобразователи, построенные на основе общеизвестных, ставших традиционными, принципов с использованием низкочастотных трансформаторов, перестали удовлетворять непрерывно возрастающим требованиям по массе, объему, потерям энергии, металлоемкости, ресурсу, надежности. Объясняется это тем, что традиционные устройства преобразовательной техники достигли потолка, натолкнулись на физические ограничения (например, для уменьшения массы трансформатора при неизменных мощности нагрузки и частоте следовало бы увеличить рабочую индукцию, а она и так уже доведена до индукции насыщения).

Приближение к пределу возможностей преобразователей в их традиционном исполнении можно считать совершенно естественным явлением, свойственным всем направлениям развития техники. В истории техники было много аналогичных примеров: паровая машина в наземном и водном транспорте; поршневой

двигатель в авиации; электронная лампа в радиотехнике и автоматике; механические вычислительные устройства и т.д.

Во всех этих случаях на смену устройству, исчерпавшему свои возможности, приходило новое. Такую ситуацию обычно называют сменой поколения технических систем.

Понятие поколения в технике используют для характеристики технико-экономического уровня определенного класса устройств. Как очень характерный можно привести пример с ЭВМ, для которых наиболее важной характеристикой является быстродействие: первое поколение — на электронных лампах — десятки тысяч операций в секунду; второе — на транзисторах — сотни тысяч операций в секунду; третье — на интегральных схемах — миллионы операций в секунду; четвертое — на больших интегральных схемах — десятки и сотни миллионов операций в секунду.

Возможности коренного улучшения характеристик преобразователей электрической энергии связаны с появлением мощных транзисторов, предназначенных для работы в режиме переключения. Однако транзистор и устройства на его основе должны были не приспособливаться к условиям и догмам, сложившимся за десятилетия, а нужно было искать пути создания устройств и систем, наилучшим образом и наиболее полно использующие свойства транзистора.

Отрасль знаний, связанных с разработкой, изготовлением и практическим применением преобразователей электрической энергии на основе мощных транзисторов, работающих в режиме переключения, получила название энергетической электроники.

С учетом параметров силовых транзисторов энергетическая электроника охватывает диапазон мощностей от десятков ватт до десятков и сотен киловатт.

Миниатюризация устройств и систем энергетической электроники требует совместного решения, по крайней мере, пяти взаимосвязанных проблем: энергетических, структурных, конструктивно-технологических, системных и организационных [4].

Энергетические проблемы миниатюризации заключаются в необходимости получения в преобразователе энергии достаточно высокого КПД, чтобы рассеиваемая мощность не требовала поверхности охлаждения, превышающей ту, которая соответствует

объему, необходимому для плотного размещения деталей. Но решение здесь может быть найдено в результате определения некоторого оптимума. Проиллюстрируем это на простейшем примере.

Пусть имеется некоторый транзисторный блок, с целью миниатюризации выполненный на бескорпусных транзисторах (они имеют размер в единицы процентов от обычных корпусных транзисторов). Нагрузим транзисторы. В силу малого объема блок начнет перегреваться. Если добавим радиатор, пропадет эффект изъятия корпусов. Таким образом, миниатюризации не получается. Очевидно, нужно повысить КПД блока. Известно, что этого можно достигнуть, разгружая транзисторы, так как у них при этом повышается коэффициент усиления, уменьшается падение напряжения, уменьшаются динамические потери. Для этого надо соединять транзисторы параллельно. До определенных пределов увеличение включенных параллельно транзисторов будет приводить к уменьшению поверхности, но с определенного момента кристаллы бескорпусных транзисторов некуда будет размещать, появится избыточная поверхность. Наличие оптимума КПД и его поиск раскрывают существо энергетических проблем.

Структурные проблемы миниатюризации заключаются в необходимости исключения или уменьшения количества и установленной мощности реактивных элементов, т.е. трансформаторов, дросселей и конденсаторов большой емкости.

Конструктивно-технологические проблемы миниатюризации устройств заключаются в необходимости получения такого минимального суммарного объема элементов, чтобы соответствующая этому объему поверхность корпуса не превышала необходимой для охлаждения при заданных условиях теплообмена.

Эти проблемы решаются применением бескорпусных полупроводниковых приборов, специализированных микросхем управления, микросхем «интеллектуальных» ключей (микросхем транзисторных ключей с встроенными схемами управления, защиты и т.д.), а также использованием специальных методов конструирования, обеспечивающих плотную пространственную «упаковку» элементов, минимальное количество соединительных проводников, многофункциональное использование конструктивных элементов.

Системные проблемы миниатюризации имеют два уровня. Первый уровень — это увязка взаимосвязанных и противоречивых трех указанных групп проблем. Второй уровень — это проектирование источника электропитания и потребителя электроэнергии одновременно с учетом взаимного влияния этих объектов друг на друга.

Организационные проблемы миниатюризации заключаются в необходимости определенной перестройки производственных связей для наиболее полного использования возможностей современной электронной техники. Эта перестройка должна обеспечивать два процесса:

- переход от недостаточно эффективного бессистемного применения новых устройств в старых условиях к построению систем, состоящих из комплекса новых устройств с целью максимального уменьшения массы, объема, потерь электроэнергии;
- обеспечение интеграции разработок полупроводниковых приборов и изделий из этих приборов, так как невозможно создать эффективные изделия энергетической электроники на полупроводниковых приборах общего применения.

Решение комплекса энергетических и структурных проблем миниатюризации устройств энергетической электроники состоит во введении промежуточного звена повышенной частоты и создании на этой основе многозвенных структур преобразователей. Принципиальная основа такого пути заключается в том, что электромагнитные элементы улучшают свои удельно-экономические показатели с ростом частоты: масса и объем уменьшаются, КПД растет, индуктивности рассеяния уменьшаются. Физически это основано на следующем.

Пусть трансформатор работает на прямоугольном напряжении. Запишем для этого случая формулу закона электромагнитной индукции:

$$U = WS \frac{dB}{dt}, \quad (1.1)$$

где W , S — количество витков обмотки и сечение магнитопровода;

U — мгновенное (а одновременно и амплитудное, среднее и эффективное) значение напряжения.

Запишем (1.1) в следующем виде:

$$U \cdot dt = WS \cdot dB. \quad (1.2)$$

На интервале времени от нуля до $T/2$ индукция будет изменяться от $-B_m$ до $+B_m$, как показано на рис. 1.1.

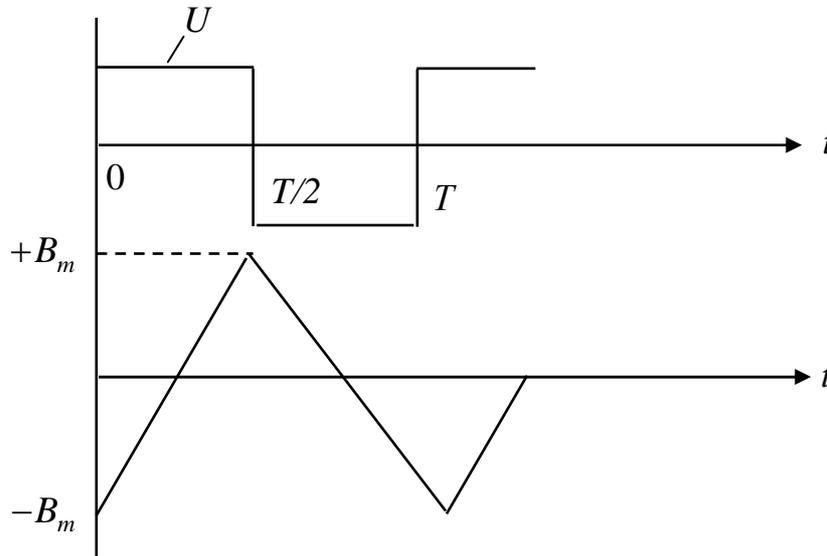


Рис. 1.1

Проинтегрируем в указанных пределах выражение (1.2):

$$\int_0^{T/2} U dt = \int_{-B_m}^{+B_m} WS dB,$$

$$U \frac{T}{2} = WS [B_m - (-B_m)] = 2WSB_m.$$

Подставив вместо периода T частоту переменного напряжения $f = 1/T$, окончательно получим:

$$U = 4WSB_m f. \quad (1.3)$$

Из (1.3) следует, что при неизменных напряжении и амплитуде индукции с увеличением частоты можно уменьшать произведение WS , т.е. уменьшать число витков (массу меди обмоток) и сечение магнитопровода (размера, а следовательно, и массу магнитопровода).

На рис. 1.2 приведены качественные зависимости экономического показателя \mathcal{E} (удельная масса, объем или стоимость), индукции B и КПД (η) от частоты.

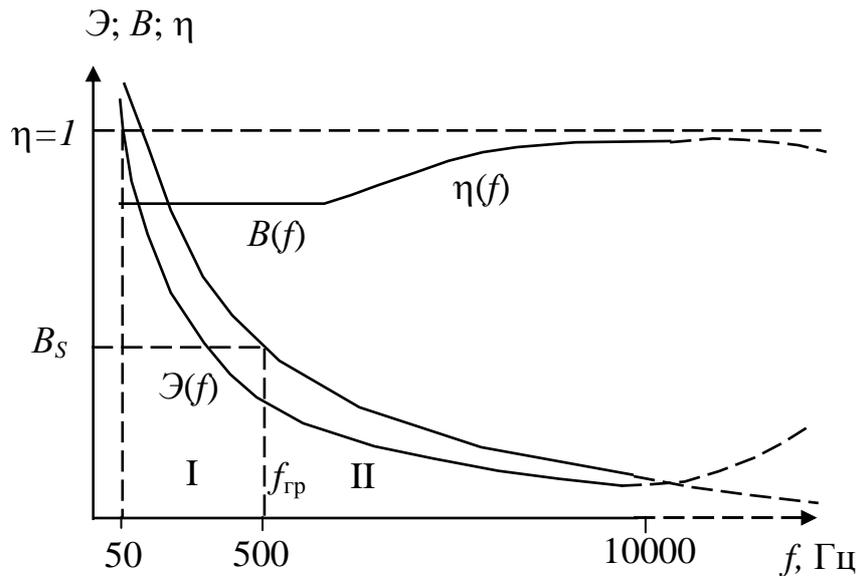


Рис. 1.2

На графиках можно выделить две зоны — I и II. Первая зона ограничивается изменением частоты в пределах $50 \div (400—1000)$ Гц (на графике для определенности показано 500 Гц) в зависимости от магнитного материала сердечника. В этой зоне расчетная индукция при проектировании на заданный перегрев оказывается больше физически реализуемой величины индукции насыщения B_S . Ясно, что трансформаторы в этом случае проектируются на $B = B_S$ и принципиально недогружены в тепловом отношении. Этой недогрузки им «хватает» до граничной частоты $f_{гр}$, после чего расчетная индукция начинает уменьшаться. В силу вступают тепловые ограничения. Экономический показатель в первой зоне уменьшается практически обратно пропорционально частоте, и на частоте 500 Гц для холоднокатанных электротехнических сталей удастся уменьшить, например, массу по сравнению с частотой 50 Гц в 6—8 раз. Дальнейшее уменьшение Э становится гораздо более медленным, может даже начаться его рост. В пределах же зоны уменьшения Э на частоте 3000—5000 Гц удастся уменьшить массу трансформатора в 10—15 раз, что указывает на явную целесообразность введения звена повышенной частоты с позиций уменьшения массы.

Другой очень важный и несколько неожиданный эффект состоит в повышении КПД трансформаторов с ростом частоты. Объясняется это тем, что при заданном перегреве через единицу

поверхности трансформатора может быть выделено вполне определенное количество тепла, а следовательно, могут быть допущены вполне определенные внутренние потери. В первой зоне поверхность трансформатора недогружена по тепловому потоку, и, хотя она уменьшается с ростом частоты, корректировки внутренних потерь не требуется, а КПД практически не изменяется. Во второй зоне поверхность нагружена по тепловому потоку на предельном уровне, и ее уменьшение неизбежно требует уменьшения внутренних потерь, что и приводит к росту КПД.

Не случайно поэтому в последнее время все большее практическое применение получают преобразователи с бестрансформаторным входом, в которых введено промежуточное звено повышенной частоты и исключены сетевые трансформаторы. В качестве примера на рис. 1.3 приведена типовая структура наиболее распространенного представителя такого класса устройств — источника вторичного электропитания электронной аппаратуры.

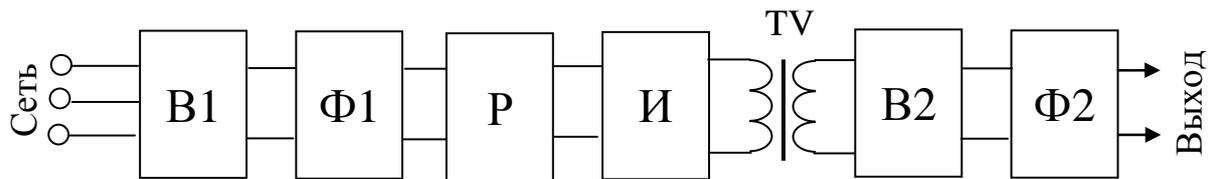


Рис. 1.3

Промежуточное повышение частоты осуществляется транзисторным инвертором И. Транзисторный регулятор ключевого типа Р может и отсутствовать, а его функции возложены на инвертор. Кроме того, регулятор в виде магнитного усилителя может быть включен в первичную или вторичную цепь высокочастотного трансформатора *TV*. Элементы В1, В2 и Ф1, Ф2 на рис. 1.3 — соответственно входные и выходные выпрямители и фильтры.

Показатели серийно выпускаемых преобразователей со звеном повышенной частоты (ПЧ) в сравнении с показателями преобразователей других типов представлены в табл. 1.1.

Первые три типа преобразователей имеют в своей структуре низкочастотные электромагнитные элементы, что и определяет их сравнительно низкие технико-экономические показатели. Они относятся к преобразователям первого поколения.

Таблица 1.1

Тип преобразователя	Частота преобразования	Основные показатели			
		Удельная масса, кг/кВт	Удельная мощность, Вт/дм ³	КПД, %	Ресурсы работы, ч
1. Электромашинные	50 Гц	30÷100	20÷50	50÷60	500
2. Трансформаторно-магнитные	50 Гц	20÷50	20÷50	60÷90	5000÷10000
3. Трансформаторно-тиристорные	50 Гц	15÷25	30÷60	70÷95	5000÷10000
4. Транзисторные со звеном ПЧ	20÷30 кГц	3÷4	250÷300	80÷95	5000÷10000
5. Транзисторные квазирезонансные	до 1 МГц	0,2÷0,3	3000÷4000	80÷95	5000÷80000

Транзисторные преобразователи со звеном ПЧ по совокупности своих показателей образовали второе поколение преобразовательных систем.

Преобразователи пятого типа только начинают разрабатываться и производиться. Это техника ближайшего будущего — преобразователи третьего поколения.

Целью дисциплины «Энергетическая электроника» является изучение схмотехники и принципа действия основных схем транзисторных преобразователей, особенностей протекания электромагнитных процессов с учетом параметров реальной элементной базы, возможностей построения систем с промежуточным звеном повышенной частоты.

2 НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

2.1 Преобразователь понижающего типа

Наиболее простым методом преобразования (или регулирования) постоянного напряжения является непрерывный, который реализуется за счет включения в последовательную цепь с нагрузкой балластного сопротивления. Такой метод применяется в непрерывных стабилизаторах, например в интегральных стабилизаторах серии ЕН. Недостаток метода заключается в принципиально низком значении КПД. В результате непрерывные стабилизаторы обычно используются лишь при мощностях порядка единиц ватт. Кроме того, непрерывный метод позволяет только уменьшить выходное напряжение относительно входного. Для получения высоких значений КПД разработаны импульсные методы преобразования, реализуемые за счет периодического подключения нагрузки к источнику питания. Причем применение в схемах импульсных преобразователей реактивных элементов — дросселей и конденсаторов — позволяет регулировать выходное напряжение как ниже, так и выше входного. Импульсные преобразователи, регулирующие выходное напряжение лишь за счет такого периодического переключения, получили название непосредственных, или однократных. В таких преобразователях нагрузка и источник гальванически связаны между собой.

Получившая самое широкое распространение схема непосредственного преобразователя понижающего типа представлена на рис. 2.1, а.

Регулирование выходного напряжения в этой схеме осуществляется изменением соотношений времени включенного $t_{вкл}$ и выключенного $t_{выкл}$ состояний транзистора, что иллюстрируется диаграммой на рис. 2.1, б. Такое регулирование принято называть широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Полагая, что все элементы в схеме не имеют потерь, а выходные напряжение и ток идеально сглажены, для среднего значения выходного напряжения можно записать:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{вкл}}} U_{\text{вх}} dt = U_{\text{вх}} \frac{t_{\text{вкл}}}{T} = U_{\text{вх}} \cdot \gamma, \quad (2.1)$$

где T — период переключения транзистора;

$\gamma = t_{\text{вкл}}/T$ — относительная длительность включенного состояния транзистора.

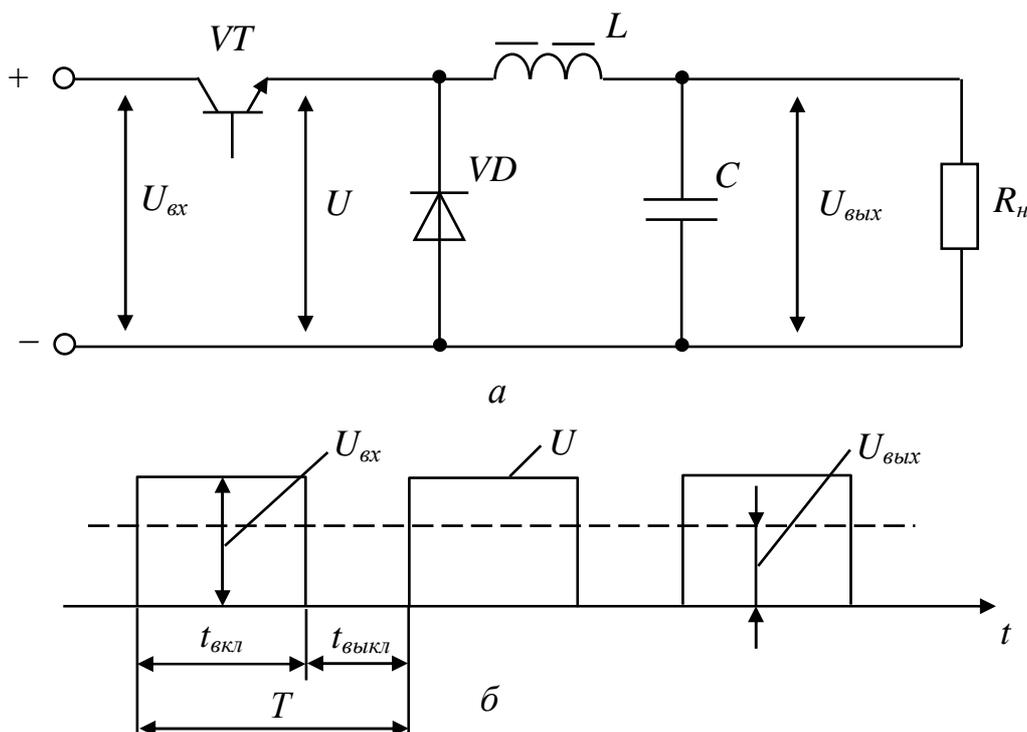


Рис. 2.1

Для вывода основных расчетных соотношений предположим, что процессы в схеме установились и транзистор перешел в открытое состояние в момент $t = 0$, как показано на рис. 2.2. Под воздействием разности входного напряжения и напряжения на конденсаторе (но это же и напряжение на нагрузке $U_{\text{вых}}$) начинает нарастать ток дросселя i_L . Пренебрегая пульсацией напряжения на конденсаторе, которая в реальных схемах достаточно мала, получаем уравнение:

$$L \frac{di_L}{dt} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}.$$

Из последнего следует, что ток i_L будет нарастать по линейному закону:

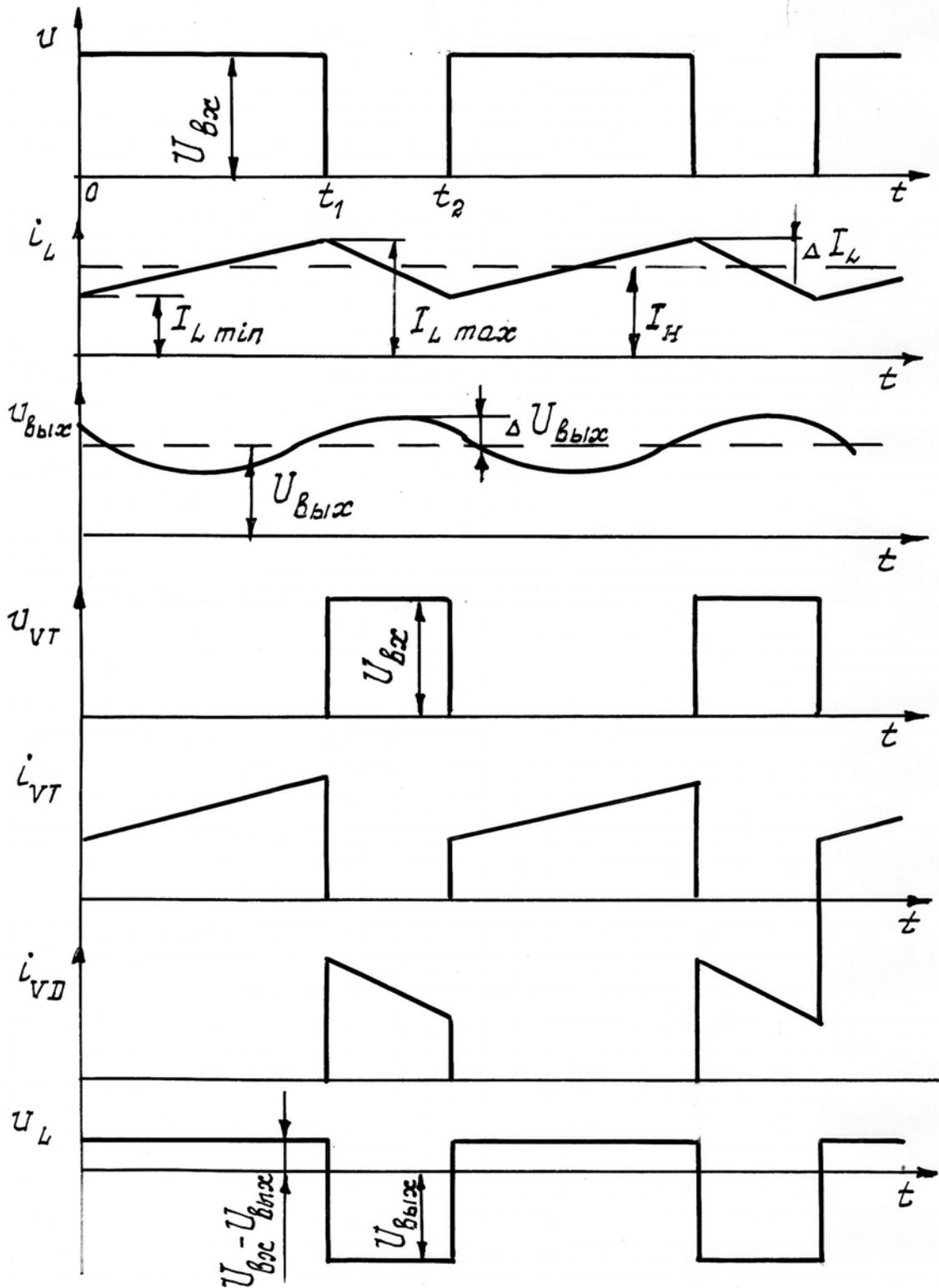


Рис. 2.2 — Процессы в понижающем преобразователе в режиме непрерывного тока дросселя

$$i_L = I_{L_{\min}} + \frac{U_{\text{ex}} - U_{\text{вых}}}{L} \cdot t,$$

где $I_{L_{\min}}$ — ток, протекающий через дроссель в момент включения транзистора.

В момент времени $t = t_1$ транзистор выключается и включается диод, через который начинает протекать ток i_L . К дросселю прикладывается только напряжение $U_{\text{вых}}$ в направлении, уменьшающем ток i_L , что можно выразить уравнением:

$$L \frac{di_L}{dt} = -U_{\text{вых}}.$$

Следовательно, ток в дросселе начнет убывать по линейному закону:

$$i_L = I_{L_{\max}} - \frac{U_{\text{вых}}}{L} \cdot t,$$

где $I_{L_{\max}}$ — ток в момент выключения транзистора.

Затем в момент $t = t_2$ снова включается транзистор, и процессы начнут повторяться.

Если к концу разомкнутого состояния транзистора ток i_L не успевает снизиться до нуля, то такой режим работы называют режимом непрерывного тока. Этот режим обычно используется в практических схемах. Пульсация тока в дросселе в этом режиме:

$$\Delta I_L = \frac{U_{\text{ex}} - U_{\text{вых}}}{L} \cdot t_{\text{вкл}} = \frac{U_{\text{ex}} (1 - \gamma) \gamma}{Lf}. \quad (2.2)$$

Максимальное значение тока транзистора:

$$I_{VT_{\max}} = I_{L_{\max}} = I_H + \frac{\Delta I_L}{2}, \quad (2.3)$$

где $I_H = U_{\text{вых}} / R_H$ — среднее значение тока нагрузки.

Пульсацию выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ можно определить исходя из следующих соображений. В установившемся режиме работы схемы с нагрузкой R_H среднее значение токов в дросселе и нагрузке равны между собой. Следовательно, среднее значение тока, протекающего через конденсатор, равно нулю и изменение напряжения на нем, то есть пульсация, определяется

только пульсацией тока i_L . Когда ток i_L больше среднего значения I_n , напряжение на конденсаторе увеличивается, а когда меньше — уменьшается. Учитывая сказанное, можно записать уравнение баланса электрических зарядов в цепи дросселя и конденсатора в следующем виде:

$$\frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T}{2} = 2\Delta U_{\text{вых}} C, \quad (2.4)$$

где $\Delta I_L/2$ — среднее значение тока, поступающего в конденсатор за время, равное $T/2$, когда напряжение на конденсаторе изменяется на $2\Delta U_{\text{вых}}$.

Подставив в (2.4) значения ΔI_L из (2.2) и $U_{\text{вх}}$ из (2.1), получим:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8C} = \frac{(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) t_{\text{вкл}} \cdot T}{16LC} = \frac{U_{\text{вх}} (1 - \gamma) T^2}{16LC}.$$

Из последнего соотношения запишем основную расчетную формулу для определения параметров элементов сглаживающего фильтра по заданной величине пульсации выходного напряжения:

$$LC = \frac{U_{\text{вх}} (1 - \gamma)}{\Delta U_{\text{вых}} \cdot 16 \cdot f^2}. \quad (2.5)$$

Можно определять параметры фильтра и по методике, принятой для проектирования выпрямителей, то есть рассчитывать коэффициент пульсаций на входе фильтра, затем коэффициент сглаживания и далее — произведение LC . Результаты будут отличаться, так как при определении коэффициента пульсаций используется не амплитуда самой пульсации напряжения, как это было сделано выше, а амплитуда первой гармоники разложения в ряд Фурье. Но отличие составит лишь несколько процентов.

Определим амплитуду первой (то есть основной) гармоники выходного напряжения ΔU_1 . При этом начало координат для удобства вычислений примем, как показано на рис. 2.3. При такого рода симметрии периодической функции в разложении в ряд Фурье присутствуют, помимо постоянной составляющей, только косинусные члены, вычисляемые по выражению:

$$b_m = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cdot \cos(mx) dx.$$

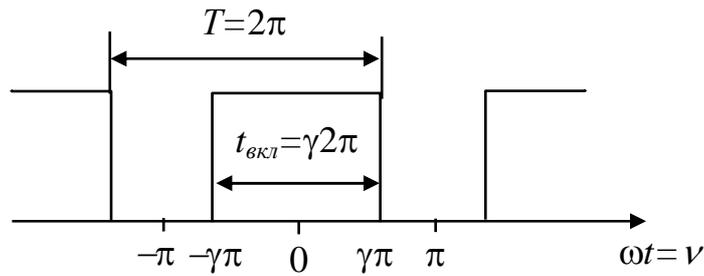


Рис. 2.3

Итак, амплитуда основной гармоники:

$$\Delta U_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\gamma\pi}^{\gamma\pi} U_{вх} \cdot \cos \nu d\nu = \frac{2U_{вх}}{\pi} \sin \gamma\pi. \quad (2.6)$$

Коэффициент пульсаций с учетом (2.1):

$$k_n = \frac{\Delta U_1}{U_{вх}} = \frac{2 \sin \nu\pi}{\gamma\pi}. \quad (2.7)$$

График зависимости коэффициента пульсаций напряжения на входе фильтра приведен на рис. 2.4.

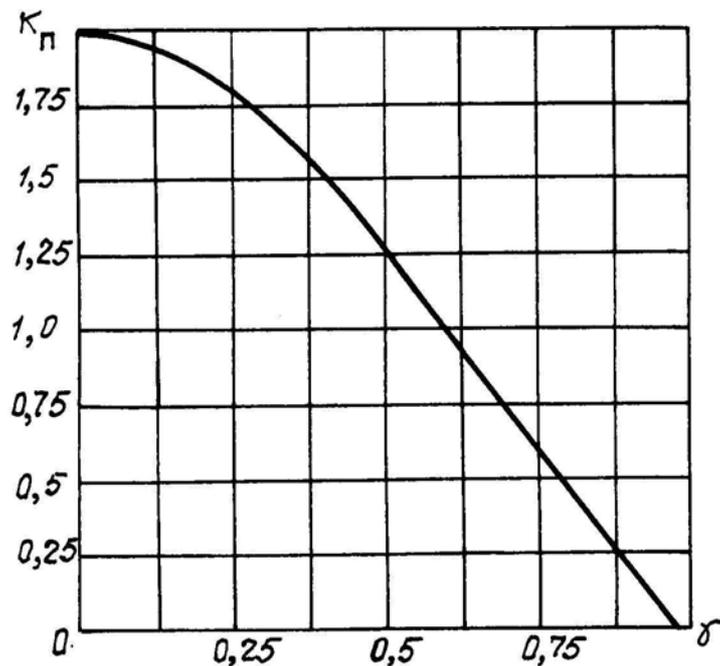


Рис. 2.4

После определения требуемого значения LC , по какой бы методике оно ни рассчитывалось, находится критическое (минимальное) значение индуктивности L_{\min} и выбирается $L > L_{\min}$

(для обеспечения непрерывности тока), а затем — и значение C . Кроме того, следует учитывать два противоречивых фактора. С одной стороны, для получения малых всплесков и провалов выходного напряжения при скачкообразных изменениях нагрузки необходимо индуктивность дросселя выбирать по возможности малую, а емкость конденсатора — большую. С другой стороны, для уменьшения амплитуды тока транзистора величину индуктивности, как это видно из (2.3), следует принимать как можно большей.

При относительно малом значении L схема будет работать в режиме прерывистых токов. В этом режиме на интервале выключенного состояния транзистора ток в дросселе спадает до нуля, диод выключается и на транзисторе напряжение становится равным разности входного и выходного напряжений, что и отражено ступенчатообразной формой кривой напряжения на транзисторе (см. рис. 2.5). Кроме того, в режиме прерывистых токов зависимость (2.1) не выполняется и регулировочная характеристика становится нелинейной.

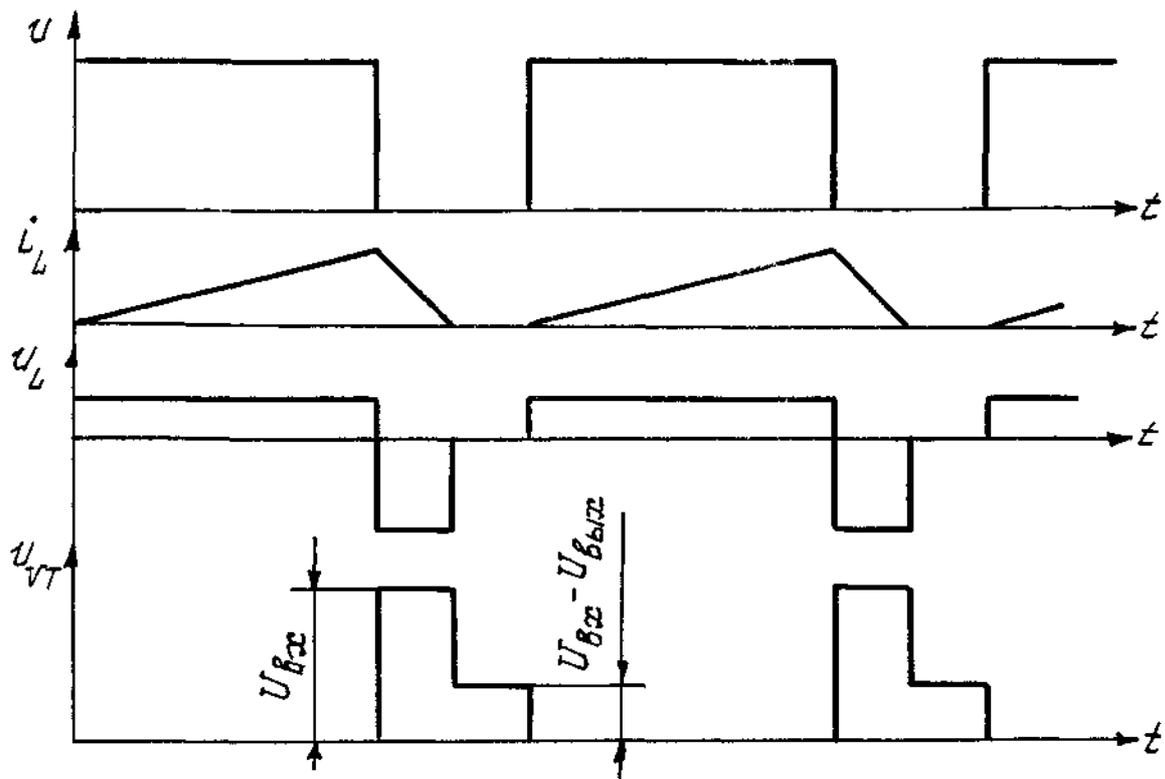


Рис. 2.5 — Процессы в понижающем преобразователе в режиме прерывистого тока дросселя

В режиме непрерывного тока дросселя пульсация тока в дросселе ΔI_L должна быть меньше среднего значения тока нагрузки I_H . Исходя из этого условия, используя (2.2), получим выражение для расчета индуктивности дросселя, обеспечивающей режим непрерывного тока:

$$L > L_{\min} = \frac{U_{ex} \cdot \gamma_{\min} (1 - \gamma_{\min})}{2I_{H_{\max}} \cdot f}. \quad (2.8)$$

Для выбора конденсатора необходимо также знать величину действующего тока I_C . Считая, что переменная составляющая тока дросселя протекает только через конденсатор, на основании (2.2) запишем:

$$\Delta I_L = \Delta I_C = \frac{U_{ex} \gamma (1 - \gamma)}{2Lf},$$

где ΔI_C — амплитуда тока конденсатора, имеющего треугольную форму (см. диаграмму i_L на рис. 2.2).

Максимум произведения $\gamma(1-\gamma)$ соответствует значению $\gamma = 0,5$. Следовательно, максимальное значение амплитуды тока конденсатора будет:

$$\Delta I_{C_{\max}} = \frac{U_{ex}}{8Lf}.$$

Эффективное значение тока треугольной формы в $\sqrt{3}$ раз меньше его амплитудного значения. С учетом этого получим:

$$I_{C_{\max}} = \frac{U_{ex}}{8\sqrt{3} \cdot Lf}. \quad (2.9)$$

Рассмотрим особенность процессов в схеме при учете инерционности полупроводниковых элементов. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов, приведены на рис. 2.6.

Пусть в исходный момент $t = 0$ под действием сигнала управления u_y транзистор включился и через него начал протекать ток i_{VT} . Открывание VT происходит в режиме короткого замыкания его нагрузки диодом VD . Так как за относительно малое время коммутации ток в дросселе не изменяется, ток через диод:

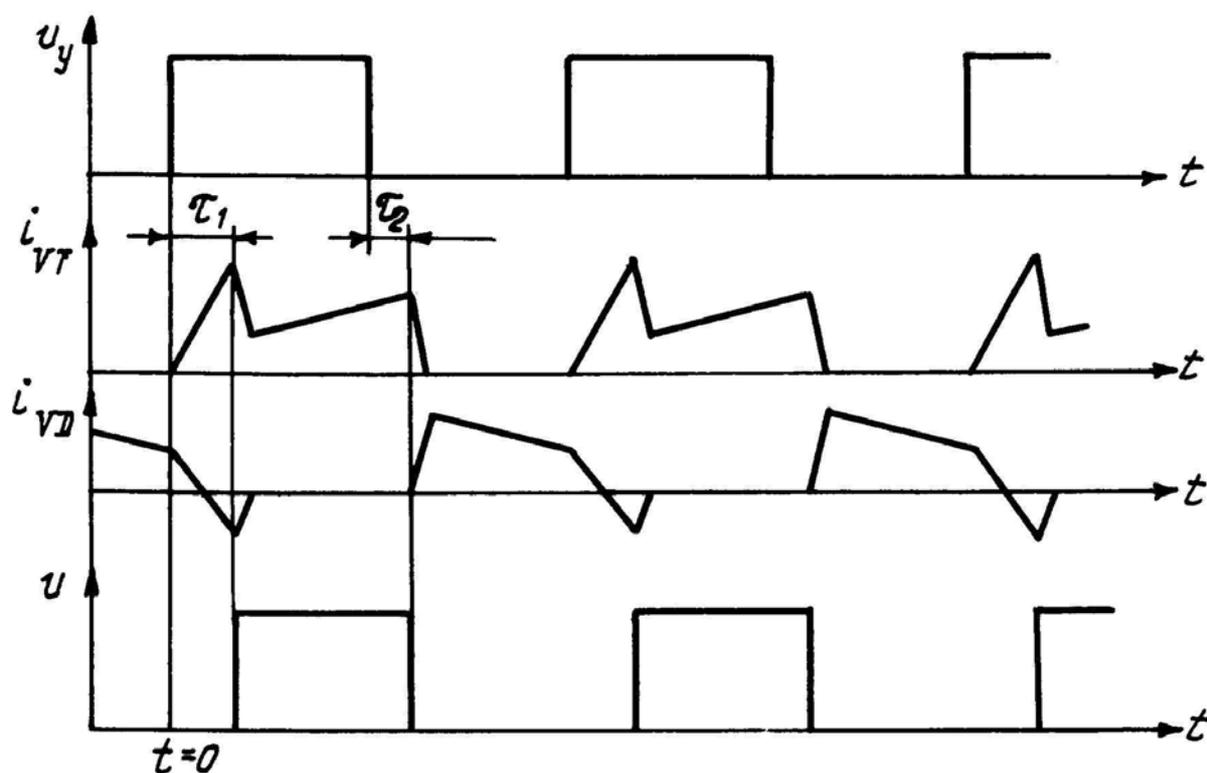


Рис. 2.6

$$i_{VD} = I_{L_{\min}} - i_{VT}.$$

Уменьшение и последующая смена направления протекания тока i_{VD} приводят к рассасыванию избыточных носителей в базе VD . По истечении времени τ_1 процесс рассасывания заканчивается, и диод переходит в режим восстановления его обратного сопротивления. Токи VT и VD резко уменьшаются, диод закрывается и на входе сглаживающего фильтра появляется напряжение u . Интервал τ_1 является интервалом протекания тока короткого замыкания источника питания через полупроводниковые приборы, который называется еще сквозным током. После окончания импульса u_y происходит рассасывание избыточных носителей в транзисторе, по окончании которого (интервал τ_2) начинаются уменьшение тока через транзистор и соответствующее ему увеличение тока через вновь открывающийся диод.

Для уменьшения коммутационных перегрузок полупроводниковых приборов инерционность применяемого диода должна быть значительно меньше, чем инерционность транзистора.

Кроме того, для этих же целей последовательно с диодом может включаться дроссель. Индуктивность его должна быть минимальной, так как наличие этого дросселя приведет к появлению выбросов напряжения на транзисторе при выключении. То есть необходимо находить компромисс между величинами сквозного тока и выброса напряжения.

2.2 Использование дросселя с отпайкой

Уменьшить коммутационные перегрузки полупроводниковых приборов можно также при использовании дросселей с отпайками, как показано на рис. 2.7. Здесь дополнительные секции обмоток дросселей сглаживающих фильтров выполняют те же функции, что и дополнительный дроссель. Кроме того, разделение обмотки дросселя на две части и включение его как автотрансформатора позволяет уменьшить напряжение на транзисторе при $k_{mp} = W_2/W_1 > 1$ (см. рис. 2.7, а) или увеличить при $k_{mp} < 1$ (см. рис. 2.7, б) по сравнению с исходной схемой (см. рис. 2.1, а). Необходимость уменьшения напряжения на транзисторе возникает при питании от источника с повышенным напряжением, а необходимость повышения — при низковольтном питании с целью уменьшения тока, проходящего через регулирующий транзистор.

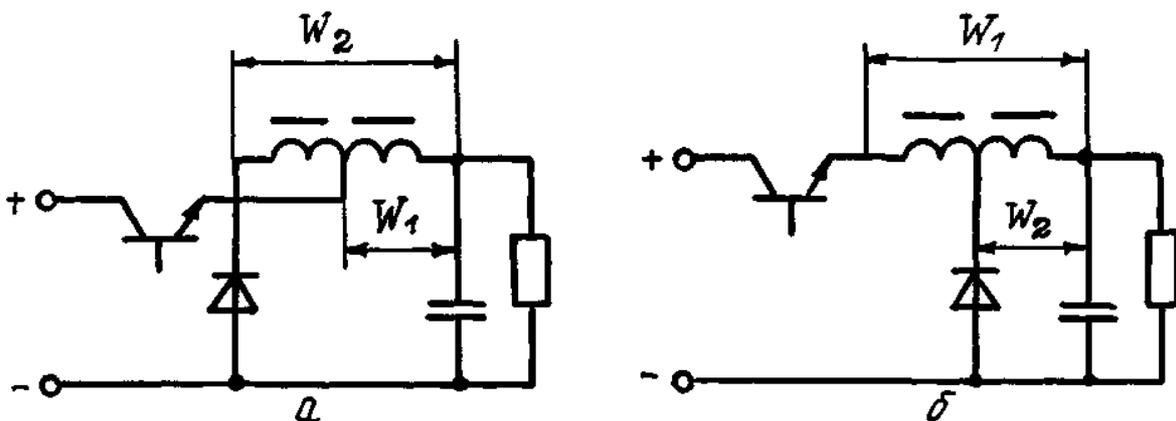


Рис. 2.7

Выведем выражение регулировочной характеристики схем на рис. 2.7 для идеализированных элементов, исходя из условия

равенства нулю среднего значения напряжения на любой из обмоток дросселя, например на обмотке W_2 .

При замкнутом состоянии транзисторов к обмотке дросселя W_1 прикладывается разность напряжений U_{ex} и $U_{вых}$, а к обмотке W_2 , следовательно, напряжение

$$U_{W_2} = (U_{ex} - U_{вых}) k_{mp}.$$

При разомкнутом состоянии транзистора к обмотке W_2 прикладывается всё выходное напряжение, т.е. $U_{W_2} = U_{вых}$.

С учетом сказанного можно составить равенство

$$\gamma(U_{ex} - U_{вых}) k_{mp} = (1 - \gamma) U_{вых},$$

из которого получается

$$U_{вых} = \frac{\gamma \cdot U_{ex} \cdot k_{mp}}{1 + \gamma(k_{mp} - 1)}. \quad (2.10)$$

На рис. 2.8 представлены рассчитанные по выражению (2.10) регулировочные характеристики для $k_{mp} = 2$ и $k_{mp} = 0,5$, а также для сравнения — регулировочная характеристика для схемы преобразователя с дросселем без отпайки (см. рис. 2.1, а), т.е. для $k_{mp} = 1$.

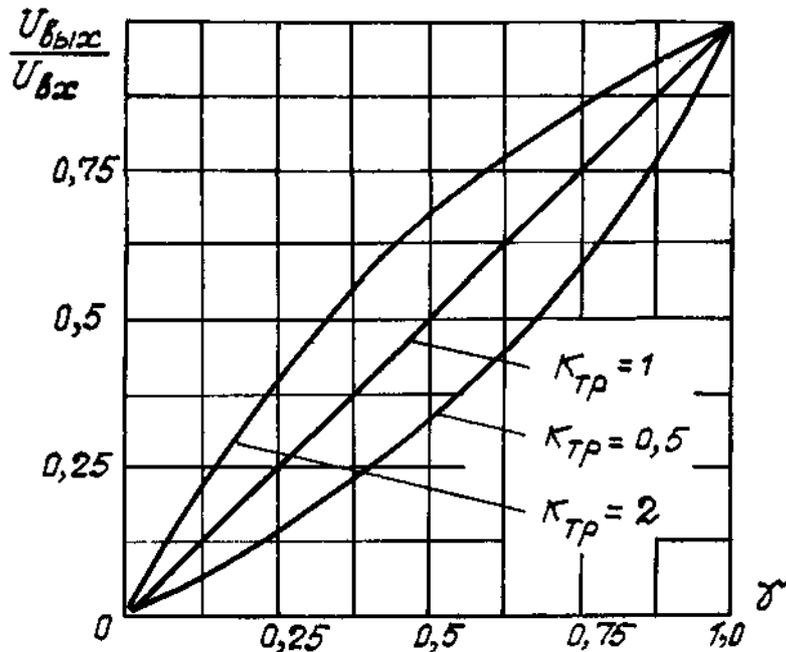


Рис. 2.8

Из полученных графиков можно сделать следующие выводы:
 а) включение дросселя с отпайкой по автотрансформаторной схеме не приводит к изменению максимального уровня выходного напряжения, т.е. всегда $U_{вых} < U_{вх}$;

б) регулировочные характеристики при использовании дросселя с отпайкой ухудшаются, становятся нелинейными.

Определим теперь величину напряжения, прикладываемого к закрытому транзистору, в преобразователе по схеме на рис. 2.7, а.

На интервале закрытого состояния транзистора открыт обратный диод, и всё напряжение нагрузки прикладывается к обмотке дросселя с числом витков W_2 . Для такого состояния схемы справедлива схема замещения, представленная на рис. 2.9.

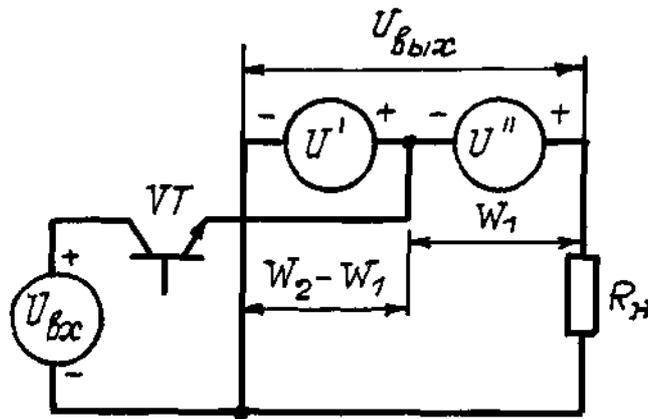


Рис. 2.9

На схеме замещения напряжения на обмотках дросселя U' и U'' пропорциональны количеству витков $(W_2 - W_1)$ и W_1 соответственно.

С учетом полярности напряжений в схеме к закрытому транзистору будет приложено напряжение

$$U_{VT} = U_{вх} - U' = U_{вх} - U_{вых} \frac{W_2 - W_1}{W_2} = U_{вх} - U_{вых} \frac{k_{mp} - 1}{k_{mp}}. \quad (2.11)$$

Подставив в (2.11) значение $U_{вых}$ из (2.10), получим

$$\frac{U_{VT}}{U_{вх}} = \frac{1}{1 + \gamma k_{mp} (k_{mp} - 1)}. \quad (2.12)$$

Соотношения (2.11) и (2.12) справедливы и для схемы с повышенным по отношению к напряжению питания напряжением на транзисторе (см. рис. 2.7, б).

Рассчитанные по формуле (2.12) графики для нескольких значений $k_{mp} > 1$ (для схемы, см. рис. 2.7, а) приведены на рис. 2.10.

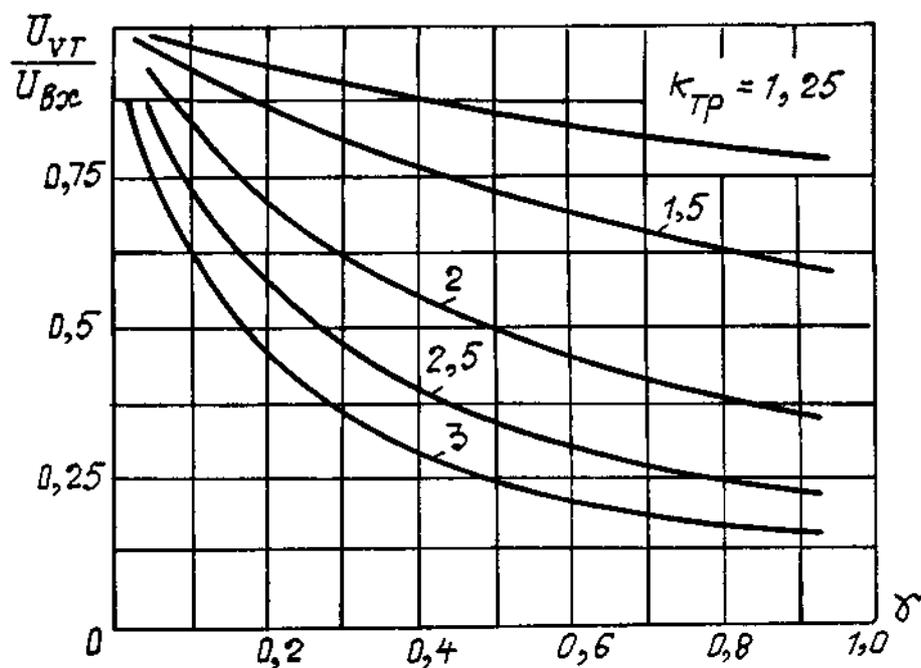


Рис. 2.10

Из представленных зависимостей видно, что эффект снижения напряжения на транзисторе уменьшается с уменьшением величины γ . В схемах стабилизации малые значения γ соответствуют режиму работы, приближающемуся к холостому ходу. Поэтому при большом диапазоне изменения нагрузки (вследствие большого диапазона изменения γ) реального выигрыша в снижении напряжения на транзисторе получить не удастся, так как расчет следует вести на наихудший случай, соответствующий минимальному значению γ , когда отношение $U_{VT}/U_{вх}$ стремится к 1 при любом значении k_{mp} .

Особенностью схем на рис. 2.7 является то, что в момент каждой очередной коммутации транзистора скачком изменяется количество витков дросселя, по которым протекает ток. Но так как в момент коммутации магнитный поток в магнитопроводе

дросселя постоянен, то скачком изменяется и ток дросселя. Указанный эффект иллюстрируется диаграммами изменения токов на рис. 2.11 (для схемы на рис. 2.7, а).

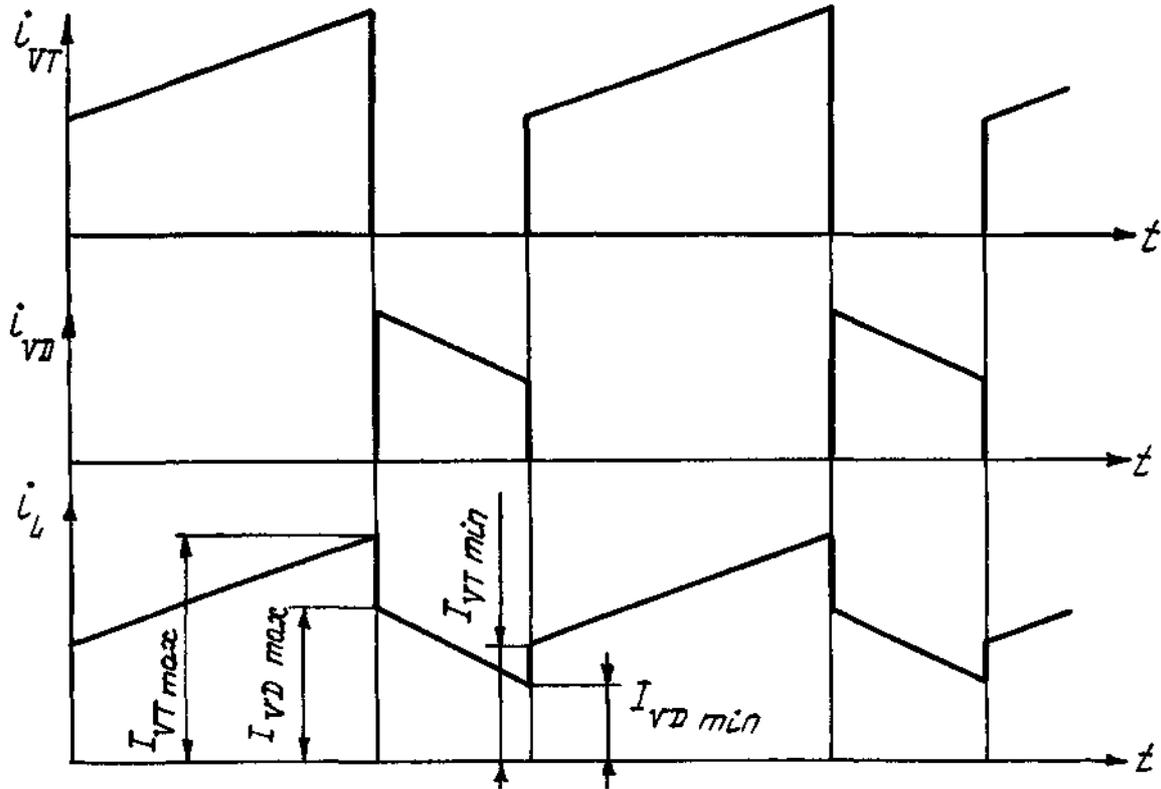


Рис. 2.11

В момент коммутации транзистора выполняются соотношения

$$I_{VT_{max}} \cdot W_1 = I_{VD_{max}} \cdot W_2, \quad I_{VT_{max}} = I_{VD_{max}} \cdot k_{mp};$$

$$I_{VT_{min}} \cdot W_1 = I_{VD_{min}} \cdot W_2, \quad I_{VT_{min}} = I_{VD_{min}} \cdot k_{mp}.$$

Выполнение дросселя двухобмоточным приводит, таким образом, к увеличению пульсаций тока дросселя, что, в свою очередь, вызывает увеличение емкости конденсатора фильтра. Кроме того, выполнение дросселя двухобмоточным приводит и к увеличению его габаритных размеров по сравнению с однообмоточным вариантом.

Рассмотренные свойства схем понижающего преобразователя при $k_{mp} \neq 1$ указывают на ограниченные возможности практического применения таких схем. Поэтому дроссель с коэффици-

ентом $k_{mp} \neq 1$ применяется только в том случае, когда необходимо облегчить режим работы ключевого элемента. Последнее же реализуемо при значениях γ , изменяющихся в небольшом диапазоне и близких к единице.

Более подробный анализ процессов в схемах с двухобмоточным дросселем и расчетные соотношения приведены в [2].

2.3 Входной фильтр

Исходя из принципа действия, понижающий преобразователь потребляет от источника питания импульсный ток, что в общем случае является нежелательным явлением. Для сглаживания тока источника питания на входе преобразователя обычно включается индуктивно-емкостный Г-образный фильтр, как показано на рис. 2.12.

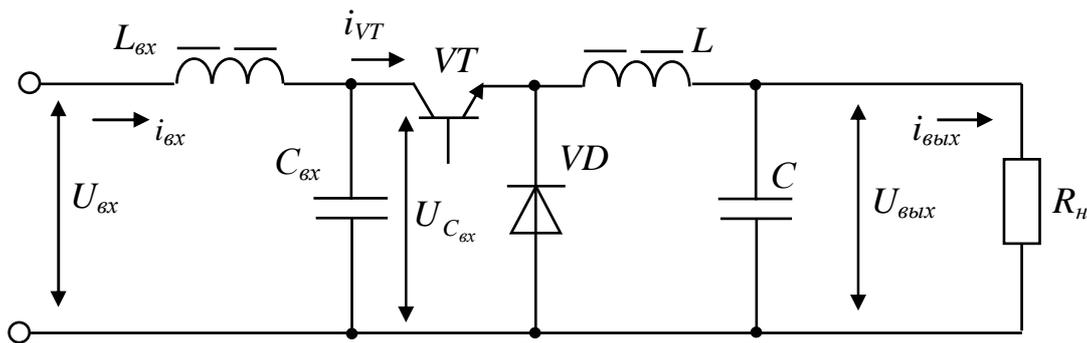


Рис. 2.12

Входной фильтр и выходной сглаживающий дроссель выбираются с таким расчетом, чтобы пульсации тока источника питания $i_{вх}$ и тока нагрузки $i_{вых}$ были незначительными, и поэтому ими можно пренебречь при приближенном определении пульсаций напряжения на конденсаторе входного фильтра $C_{вх}$. В таком случае можно считать, что в интервале времени γT , когда транзистор находится в открытом состоянии, конденсатор $C_{вх}$ разряжается током, равным разности выходного и входного токов, т.е.:

$$C_{вх} \frac{dU_{C_{вх}}}{dt} = I_{вых} - I_{вх}.$$

Производная напряжения на конденсаторе при этом является постоянной величиной и может быть заменена отношением:

$$\frac{dU_{C_{\text{вх}}}}{dt} = \frac{\Delta U_{C_{\text{вх}}}}{\gamma T}.$$

Следовательно,

$$\Delta U_{C_{\text{вх}}} = \gamma T \frac{I_{\text{вых}} - I_{\text{вх}}}{C_{\text{вх}}},$$

или с учетом, что $I_{\text{вх}} = \gamma I_{\text{вых}}$,

$$\Delta U_{C_{\text{вх}}} = \frac{(1-\gamma)\gamma T \cdot I_{\text{вых}}}{C_{\text{вх}}}. \quad (2.13)$$

Как показано на рис. 2.13, в промежутке времени

$$\gamma T/2 < t < \gamma T + (1-\gamma)T/2$$

к дросселю фильтра $L_{\text{вх}}$ приложено положительное напряжение $u_{L_{\text{вх}}} = U_{\text{вх}} - u_{C_{\text{вх}}}$, и это вызывает нарастание тока в нем.

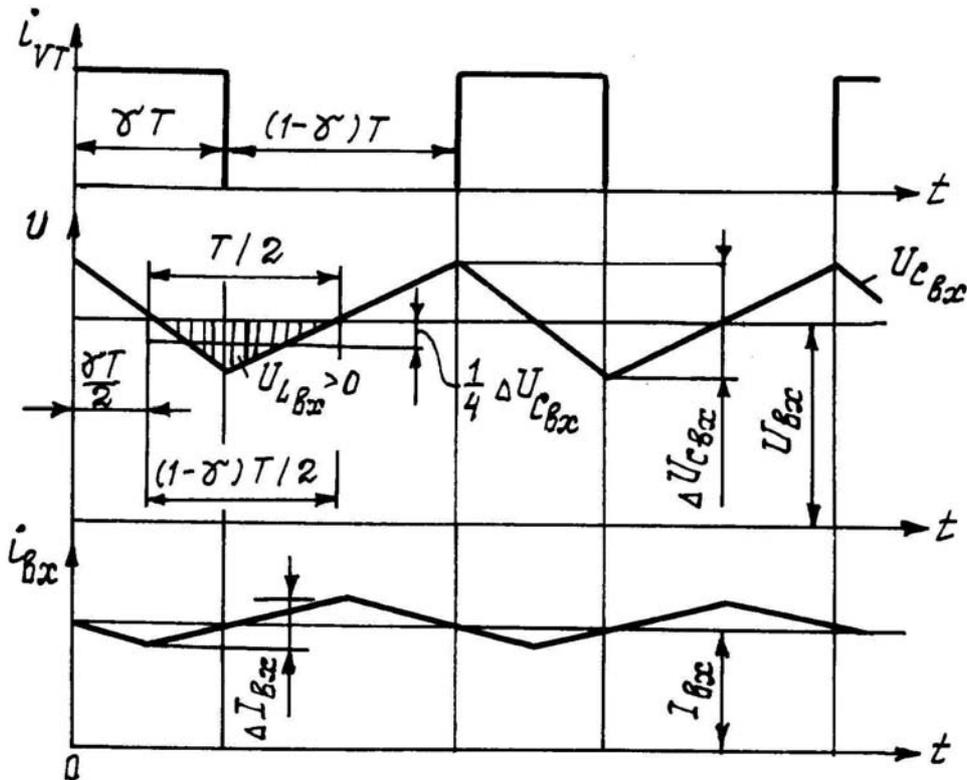


Рис. 2.13

Напряжение $u_{L_{\text{ex}}}$ в данном промежутке времени может быть заменено средним значением, равным $\Delta U_{C_{\text{ex}}} / 4$, как это видно из диаграмм (см. рис. 2.13). Напряжение $\Delta U_{C_{\text{ex}}}$ здесь представляет полный размах пульсации напряжения на конденсаторе C_{ex} . Следовательно, для этого интервала действительно уравнение:

$$L_{\text{ex}} \frac{di_{\text{ex}}}{dt} = \frac{\Delta U_{C_{\text{ex}}}}{4}.$$

Неизменная во времени производная тока может быть заменена отношением конечных приращений тока и времени:

$$L_{\text{ex}} \frac{\Delta I_{\text{ex}}}{0,5T} = \frac{\Delta U_{C_{\text{ex}}}}{4}.$$

Следовательно,

$$\Delta I_{\text{ex}} = \frac{T \cdot \Delta U_{C_{\text{ex}}}}{8L_{\text{ex}}},$$

или с учетом (2.13):

$$\Delta I_{\text{ex}} = (1-\gamma)\gamma T^2 \frac{I_{\text{ввх}}}{8L_{\text{ex}} \cdot C_{\text{ex}}}. \quad (2.14)$$

Из (2.13) и (2.14) запишем в окончательном виде соотношения для расчета параметров элементов входного фильтра:

$$C_{\text{ex}} = (1-\gamma)\gamma \frac{I_{\text{ввх}}}{f \cdot \Delta U_{C_{\text{ex}}}}, \quad (2.15)$$

$$L_{\text{ex}} = (1-\gamma)\gamma \frac{I_{\text{ввх}}}{8f^2 \Delta I_{\text{ex}} \cdot C_{\text{ex}}}. \quad (2.16)$$

Анализ произведения $(1-\gamma)\gamma$ показывает, что максимум его соответствует значению $\gamma = 0,5$. Поэтому в случаях, когда расчетное значение γ включает значение $\gamma = 0,5$, формулы (2.15) и (2.16) принимают вид:

$$C_{\text{ex}} = \frac{I_{\text{ввх}}}{4f \cdot \Delta U_{C_{\text{ex}}}}, \quad (2.17)$$

$$L_{\text{ex}} = \frac{I_{\text{ввх}}}{32f^2 \cdot \Delta I_{\text{ex}} \cdot C_{\text{ex}}}. \quad (2.18)$$

Если же в расчетный диапазон изменения γ значение $\gamma = 0,5$ не входит, то при проектировании входного фильтра в (2.15) и (2.16) вместо текущего значения γ следует подставлять значение, которое дает максимум произведения $(1-\gamma)\gamma$.

2.4 Схема с неполной глубиной модуляции

В ряде случаев применения импульсных преобразователей не требуется по условиям функционирования устройства большого диапазона изменения γ . Например, в стабилизированных источниках питания радиоэлектронной аппаратуры с помощью изменения γ компенсируется лишь нестабильность входного напряжения. При нестабильности входного напряжения $\pm 10\%$ от номинальной величины вследствие линейности регулировочной характеристики диапазон изменения γ составляет 20% от максимально возможного. В таких случаях целесообразным становится применение схемы с неполной глубиной модуляции, если, конечно, есть два источника входного напряжения, как показано на рис. 2.14, а.

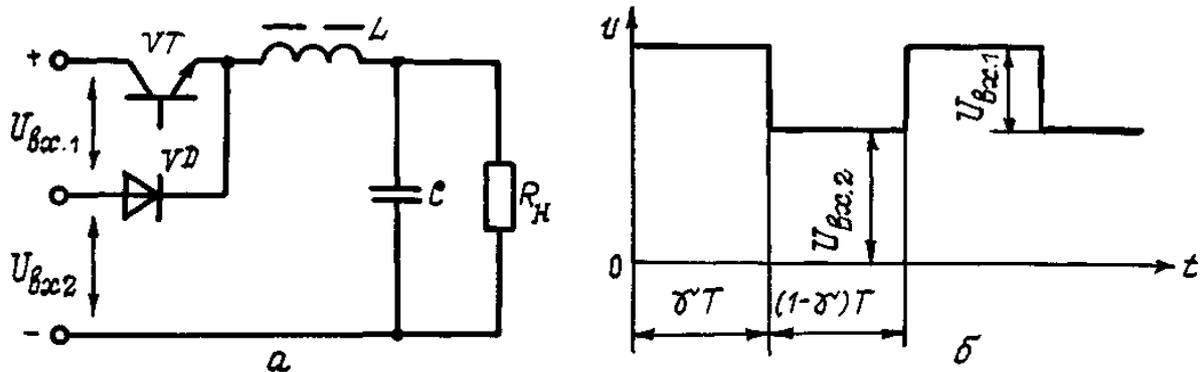


Рис. 2.14

Два источника, или два уровня входного напряжения, можно организовать с помощью двух выпрямителей, дополнительного вывода от нескольких элементов аккумуляторной батареи и т.п.

Преимущества такой схемы определяются тем, что на интервале $(1-\gamma)T$ напряжение u на входе фильтра равно не нулю, а $U_{вх.2}$, как показано на рис. 2.14, б.

Регулировочная характеристика в режиме непрерывных токов определяется выражением

$$U_{вых} = U_{вх.2} + \gamma U_{вх.1}. \quad (2.19)$$

Амплитуда основной гармоники пульсации напряжения на входе фильтра определяется по формуле, подобной (2.6):

$$\Delta U_1 = \frac{2U_{вх.1}}{\pi} \cdot \sin \gamma\pi. \quad (2.20)$$

Тогда коэффициент пульсаций на входе фильтра, в соответствии с (2.7), будет равен:

$$k_n = \frac{\Delta U_1}{U_{вых}} = \frac{2U_{вх.1} \cdot \sin \gamma\pi}{\pi(U_{вх.2} + \gamma U_{вх.1})} = \frac{2 \sin \gamma\pi}{\pi \left(\frac{U_{вх.2}}{U_{вх.1}} + \gamma \right)}. \quad (2.21)$$

На рис. 2.15 построена рассчитанная по (2.21) зависимость коэффициента пульсаций от γ для случая $U_{вх.1} = U_{вх.2}$.

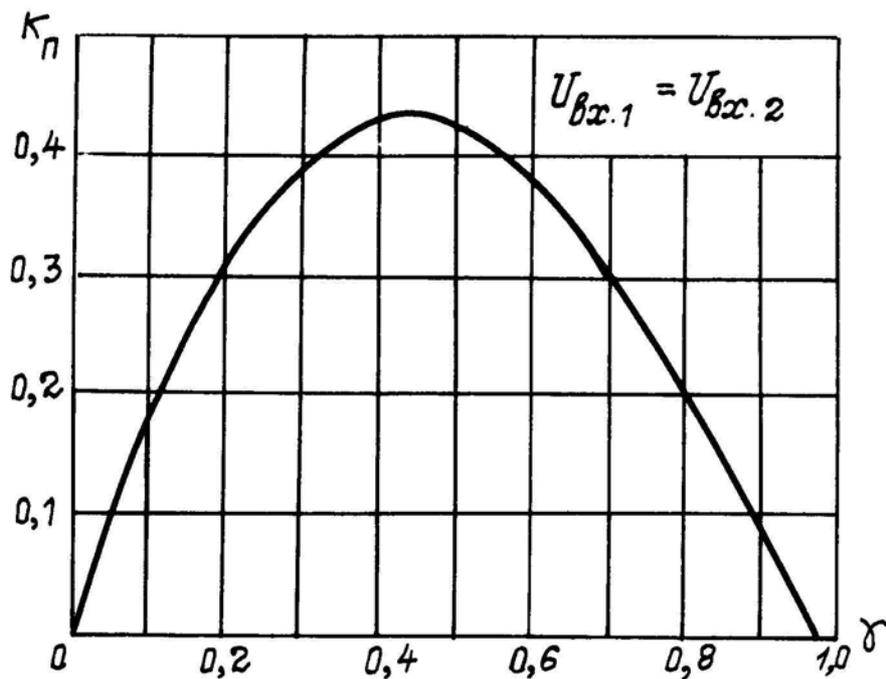


Рис. 2.15

Зависимость k_n для схемы с неполной глубиной модуляции, как это видно из графика, характеризуется наличием экстремума при γ , несколько меньшим значения 0,5 (при $\gamma = 0,5$ амплитуда

переменной составляющей имеет максимальное значение). При стремлении γ к предельным значениям k_n стремится к нулю.

Диапазон регулирования выходного напряжения d можно оценить отношением:

$$d = \frac{U_{\text{вых}_{\max}} - U_{\text{вых}_{\min}}}{U_{\text{вых}_{\max}}} = \frac{U_{\text{ex.1}}}{U_{\text{ex.1}} + U_{\text{ex.2}}}.$$

При выбранном соотношении $U_{\text{ex.1}}$ и $U_{\text{ex.2}}$ диапазон регулирования $d = 0,5$, при этом максимальное значение коэффициента пульсаций составляет $k_{n_{\max}} \approx 0,43$. Для сравнения в простейшей схеме (см. рис. 2.1, а) при таком же диапазоне регулирования (в простейшей схеме $d = \gamma$) $k_{n_{\max}} \approx 1,27$ (см. график на рис. 2.4).

График зависимости $k_{n_{\max}}$ от реализуемого диапазона регулирования в схеме с неполной глубиной модуляции приведен на рис. 2.16.

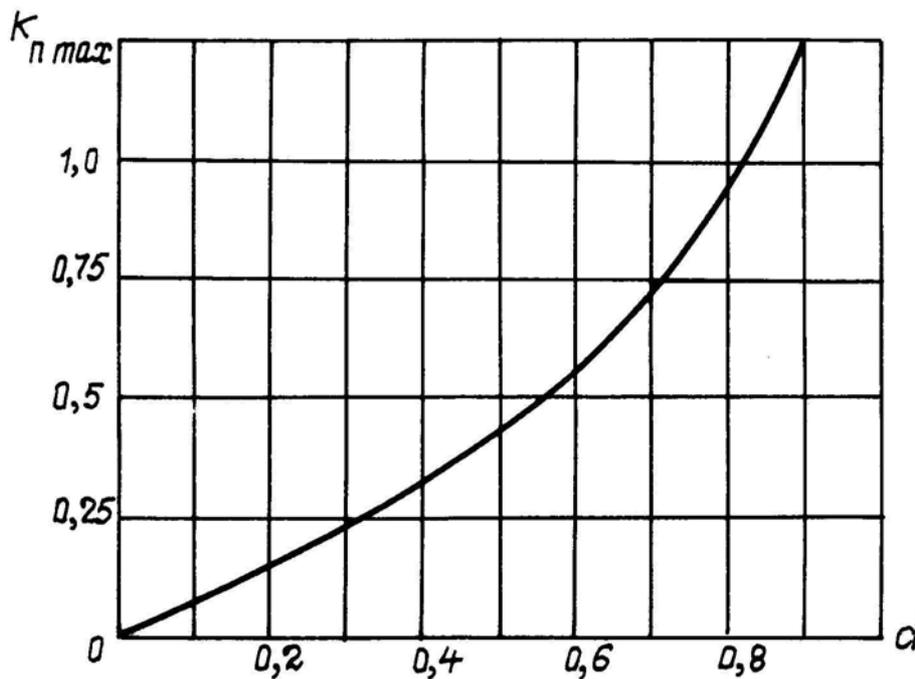


Рис. 2.16

2.5 Многофазный преобразователь

Массу и габариты непосредственных преобразователей постоянного напряжения главным образом определяют элементы

входного и выходного фильтров. Но расчетные значения параметров элементов этих фильтров, как следует из формул (2.5), (2.15) и (2.16), обратно пропорциональны частоте переключения транзистора (причем в (2.5) и (2.16) частота в знаменателе формул стоит во второй степени). Поэтому возможности миниатюризации устройств на базе непосредственных преобразователей связаны с повышением частоты преобразования. Но повышению частоты преобразования препятствует такой фактор, как рост динамических потерь энергии на коммутацию полупроводниковых приборов. Указанное противоречие в значительной степени удастся разрешить в многофазных структурах постоянного тока.

Под многофазными преобразователями постоянного напряжения понимаются преобразовательные устройства, состоящие из нескольких базовых модулей, работающих со сдвигом во времени относительно друг друга на общую нагрузку.

Пример реализации многофазного преобразователя на базе схемы понижающего типа приведен на рис. 2.17.

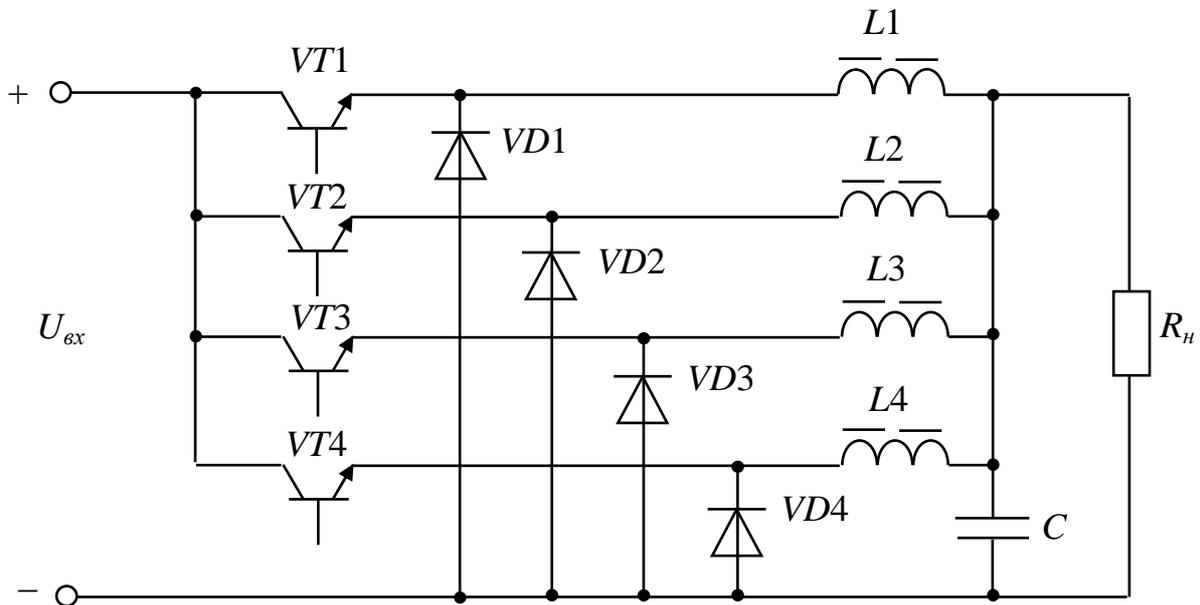


Рис. 2.17

Преобразователь состоит из четырех одинаковых модулей, работающих с одинаковой частотой и одинаковыми значениями γ , но управляющие импульсы напряжения u_y на транзисторы модулей подаются со сдвигом на величину $T/4$, как показано на

рис. 2.18. Предполагается, что каждый модуль работает в режиме непрерывного тока в своем дросселе, параметры всех модулей идентичны.

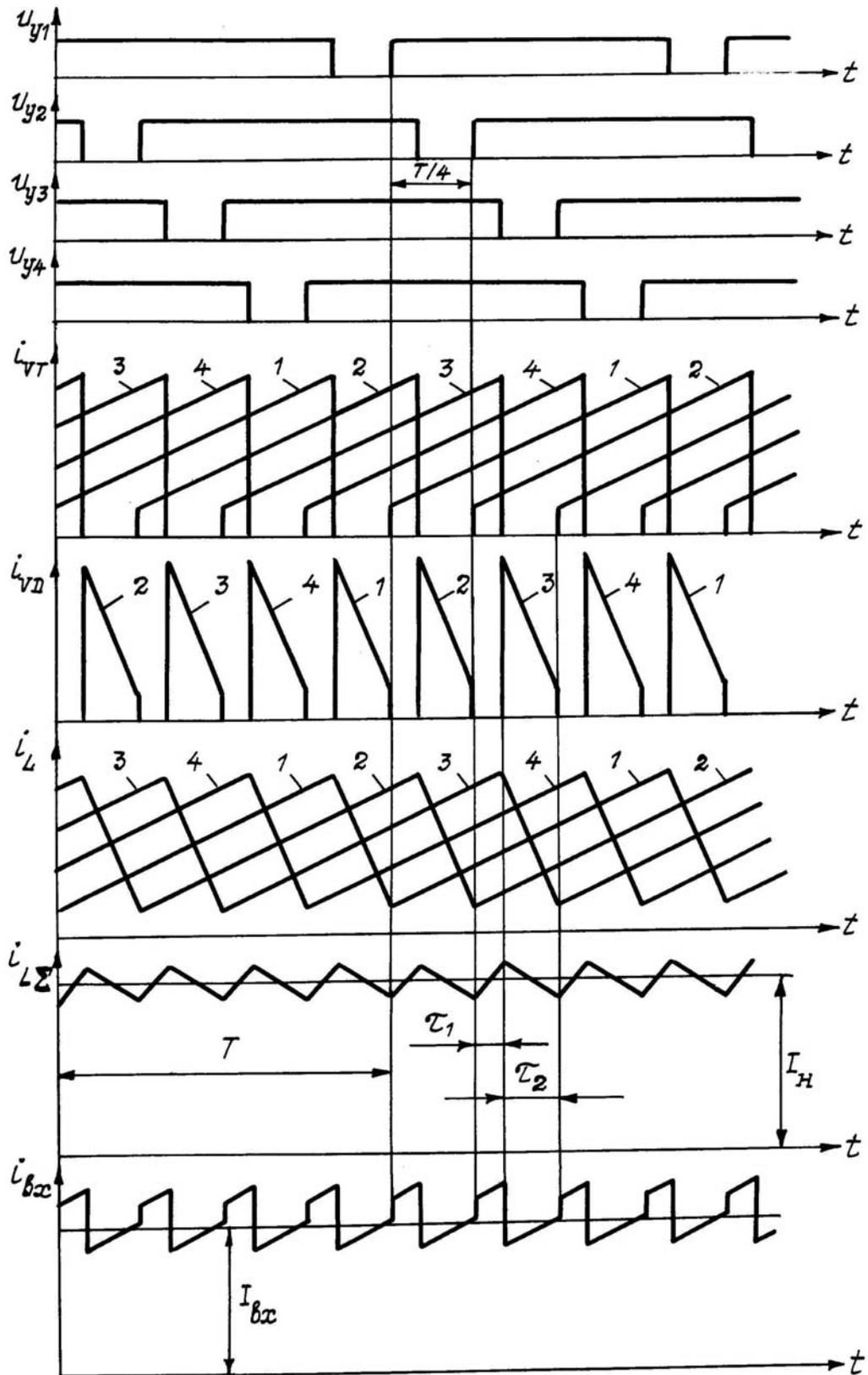


Рис. 2.18

Токи транзисторов i_{VT} , диодов i_{VD} и дросселей i_L (см. рис. 2.18) в каждом модуле по форме точно такие же, как и в простейшей схеме понижающего преобразователя. Но выходной ток в многофазном преобразователе равен сумме токов дросселей и обозначен на рис. 2.18 $i_{L\Sigma}$.

Выходной ток нарастает на интервалах времени τ_1 , когда во включенном состоянии находится максимальное число транзисторов, и спадает на интервалах времени τ_2 , когда во включенном состоянии находится минимальное число транзисторов. За счет сдвига во времени кривых тока в дросселях модулей частота пульсаций тока $i_{L\Sigma}$ в N раз больше, чем частота работы транзисторов, где N — число базовых модулей.

Входной ток многофазного преобразователя i_{ex} равен сумме токов всех транзисторов. Сравнивая диаграммы i_{ex} на рис. 2.18 и тока i_{VT} на рис. 2.2 (в простейшей схеме входной ток равен току транзистора), можно видеть, что в N раз возросла частота пульсаций входного тока и существенно уменьшилась амплитуда пульсации.

Так как транзисторы всех модулей работают с одинаковым значением γ , то в режиме непрерывных токов для многофазного преобразователя регулировочная характеристика определяется формулой (2.1). При идеальном выравнивании токов нагрузок параллельно работающих базовых модулей средний ток в обмотках дросселей равен I_H/N , а его максимальное и минимальное значения соответственно могут быть вычислены с помощью выражений:

$$I_{L_{\max}} = \frac{I_H}{N} + \frac{U_{\text{вых}} \cdot T(1-\gamma)}{2L},$$

$$I_{L_{\min}} = \frac{I_H}{N} - \frac{U_{\text{вых}} \cdot T(1-\gamma)}{2L}.$$

Вывод остальных расчетных соотношений достаточно громоздкий и здесь не приводится.

2.6 Схемы для управления электродвигателями

Одна из областей применения непосредственных преобразователей — управление двигателями постоянного тока. Двигатель как нагрузка предъявляет к преобразователю некоторые специфические требования. Например, преобразователь должен обеспечивать режим рекуперации энергии в источник питания при торможении двигателя.

Двухсторонний обмен энергией между источником питания и нагрузкой обеспечивает схема с шунтирующим транзистором, приведенная на рис. 2.19.

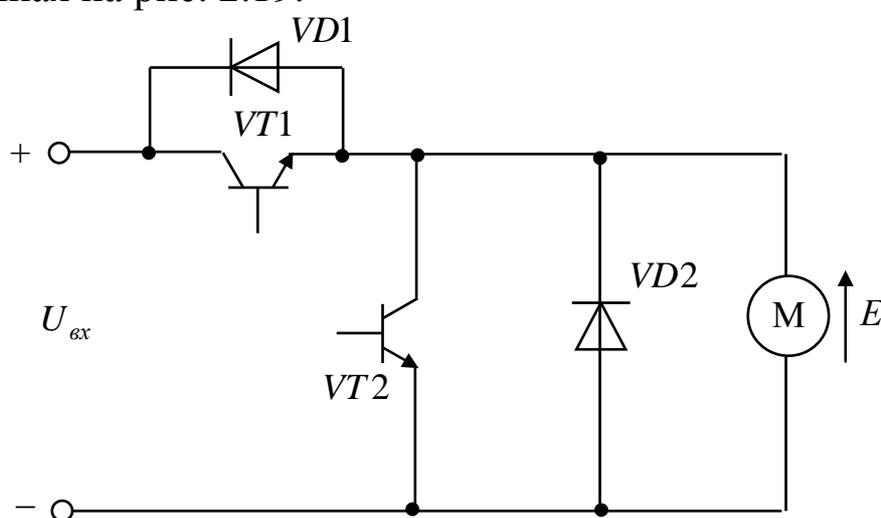


Рис. 2.19

Транзисторы $VT1$ и $VT2$ в этой схеме переключаются в противофазе, как показано на рис. 2.20 (см. диаграммы напряжений управления транзисторами u_{y1} и u_{y2}).

При работе рассматриваемой схемы возможно несколько режимов. При $U_{сх}\gamma > E$ энергия потребляется от источника питания, ток нагрузки $i_{н1}$ поочередно протекает то через основной транзистор $VT1$, то через обратный диод $VD2$, как и в основной схеме (см. рис. 2.1, *a*).

При увеличении ЭДС E среднее значение тока нагрузки уменьшается и наступает режим переменных токов ($E \approx U_{сх}\gamma$). В кривой тока нагрузки $i_{н2}$ имеются четыре интервала: $0-t_1$ — энергия отдается нагрузкой в источник питания через диод $VD1$; t_1-t_2 — энергия потребляется от источника питания через тран-

зистор $VT1$; $t_2—t_3$ — энергия рассеивается в активных сопротивлениях нагрузки и диода $VD2$; $t_3—T$ — энергия рассеивается в активных сопротивлениях нагрузки и транзистора $VT2$. Если при том же значении γ скорость вращения якоря двигателя изменится и ЭДС E станет больше $U_{ex}\gamma$, то направление тока нагрузки изменится (см. диаграмму i_{H3}). При этом, когда транзистор $VT2$ открыт, энергия в индуктивности якоря накапливается под действием противо-ЭДС, а при запираии $VT2$ она отдается в источник питания через диод $VD1$.

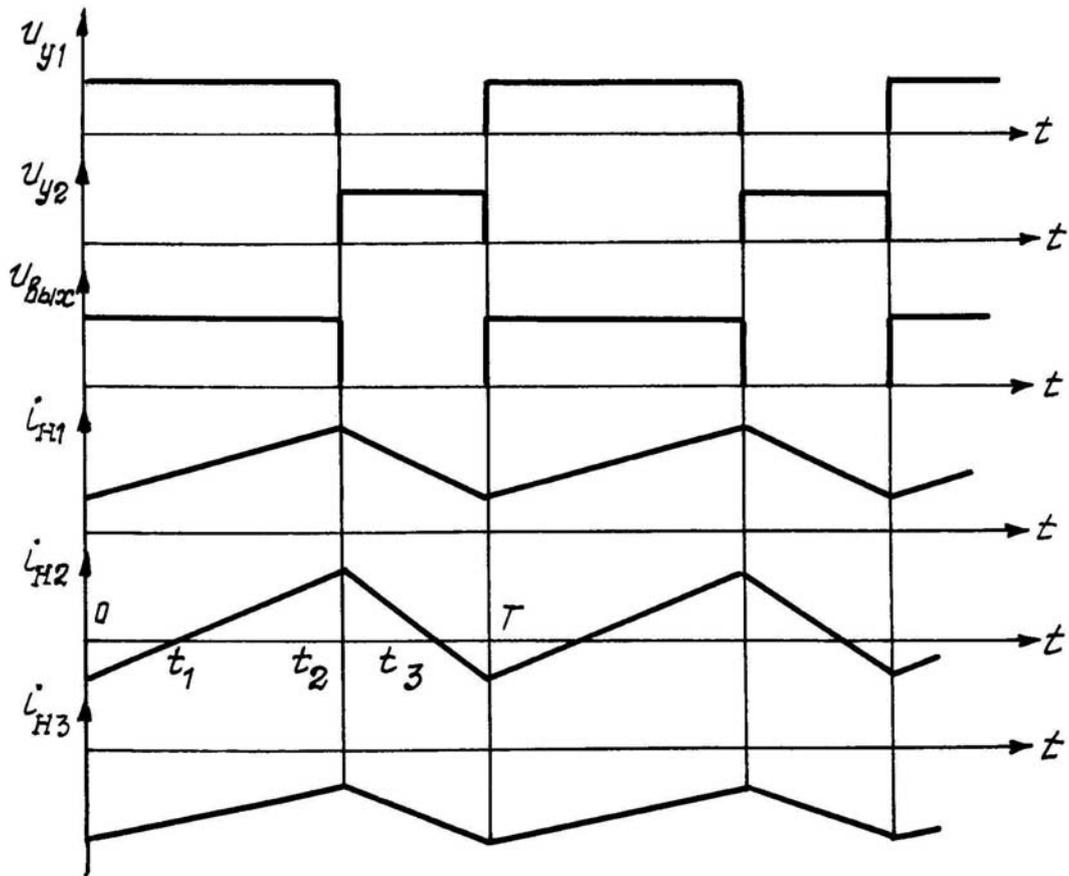


Рис. 2.20

Рассмотренная выше схема позволяет регулировать выходное напряжение лишь одной его полярности и поэтому называется нереверсивной.

Существуют также и реверсивные схемы, позволяющие не только регулировать выходное напряжение, но и изменять его полярность (а значит, и изменять направление вращения якоря двигателя). На рис. 2.21 представлена схема мостового реверсивного преобразователя.

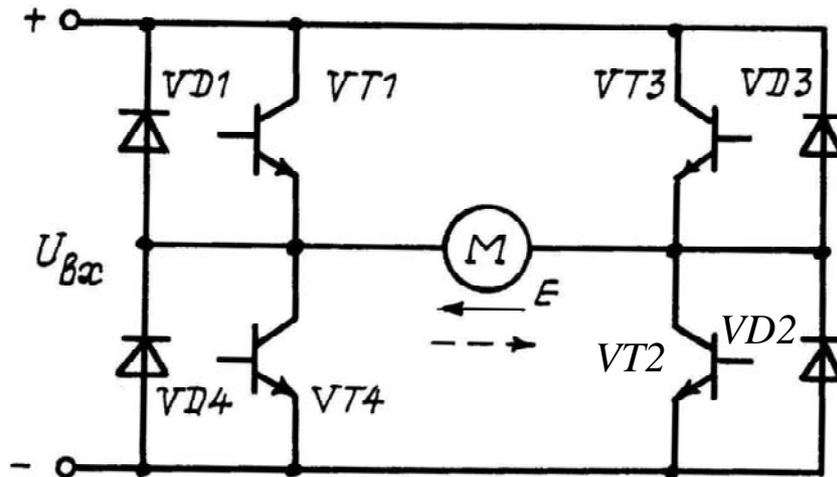


Рис. 2.21

В схеме возможны три способа управления транзисторами. При симметричном управлении транзисторы переключаются парно: $VT1$ и $VT2$ или $VT3$ и $VT4$. Когда открыты транзисторы $VT1$ и $VT2$, как показано на диаграммах на рис. 2.22, от источника питания потребляется энергия. При запираии упомянутых транзисторов и отпираии транзисторов $VT3$ и $VT4$ напряжение на нагрузке реверсируется, а ток нагрузки за счет ЭДС самоиндукции индуктивности якоря сохраняет свое прежнее направление, замыкаясь через диоды $VD3$ и $VD4$ и источник питания.

Среднее значение выходного напряжения:

$$U_{вых} = U_{вх} (2\gamma - 1),$$

т.е. выходное напряжение равно нулю при $\gamma = 0,5$, положительно при $\gamma > 0,5$ и отрицательно при $\gamma < 0,5$.

Недостатком преобразователя с симметричным управлением является изменение полярности выходного напряжения на каждом периоде работы транзисторов и вследствие этого повышенный коэффициент пульсаций.

При несимметричном управлении, как показано на рис. 2.23, транзисторы одного плеча моста — $VT1$ и $VT4$ (или $VT2$ и $VT3$ при реверсе выходного напряжения) управляются в противофазе, а транзисторы другого плеча — один ($VT2$) все время открыт, а другой ($VT3$) — закрыт.

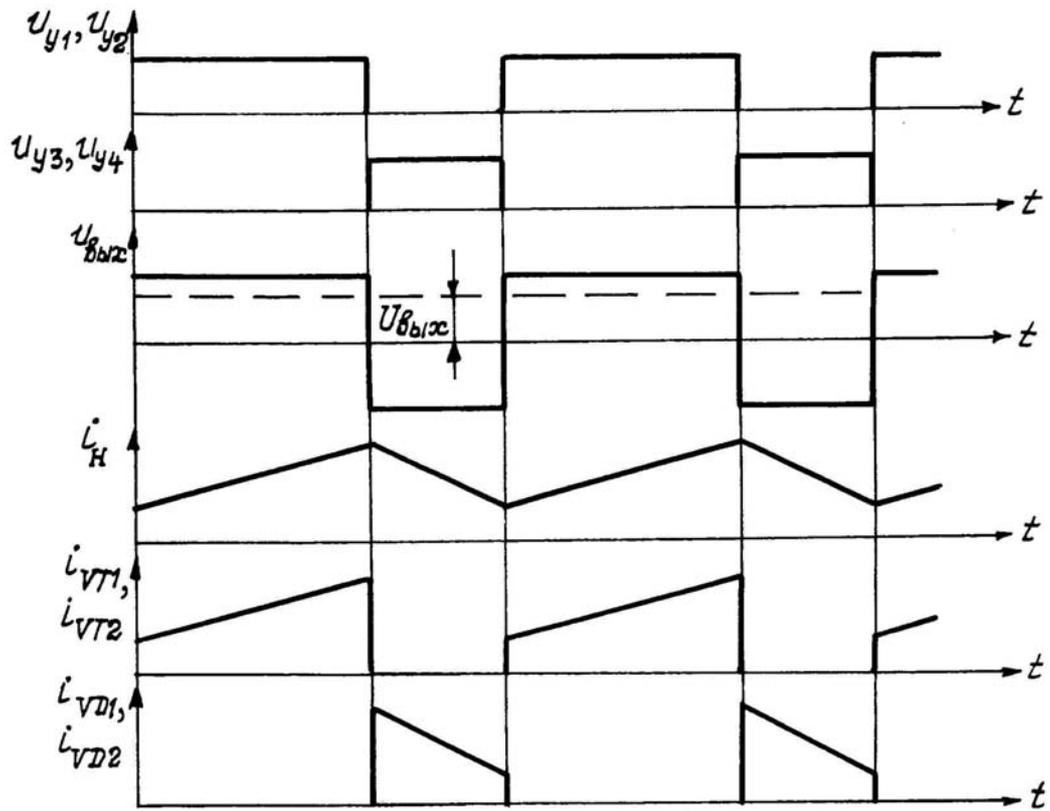


Рис. 2.22

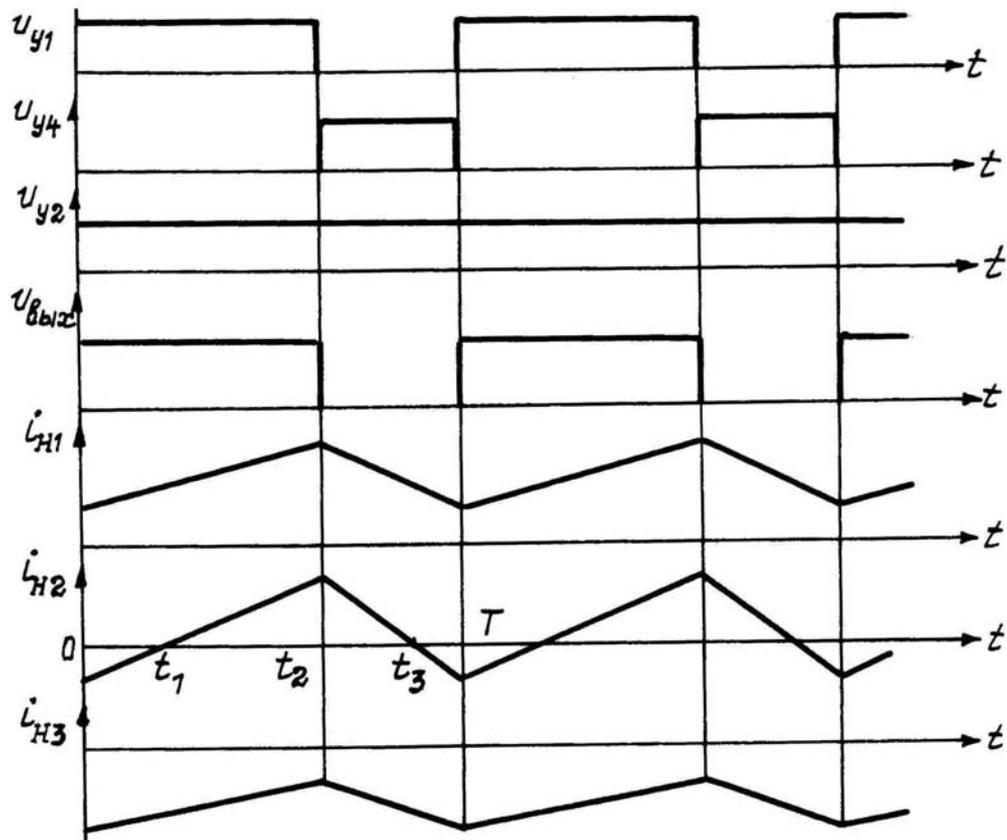


Рис. 2.23

Если нагрузкой является двигатель постоянного тока, то при $U_{ex}\gamma > E$ энергия потребляется от источника питания. При этом ток нагрузки на интервале $0—t_2$ протекает через транзисторы $VT1$ и $VT2$, а на интервале $t_2—T$ — через транзистор $VT2$ и обратный диод $VD4$ (см. диаграмму $i_{н1}$). Если при этом же значении γ скорость вращения двигателя изменится и ЭДС E станет больше $U_{ex}\gamma$, то направление тока нагрузки изменится. При открытом транзисторе $VT4$ энергия в индуктивности якоря накапливается под действием против-ЭДС (ток $i_{н3}$ протекает через $VT4$ и $VD2$), а при запираии транзистора $VT4$ отдается в источник питания через обратные диоды $VD1$ и $VD2$.

При $E \approx U_{ex}\gamma$ в преобразователе возникает режим переменных токов нагрузки: на интервале $0—t_1$ ток протекает через обратные диоды $VD1$, $VD2$ и источник питания; на интервале $t_1—t_2$ — через транзисторы $VT1$ и $VT2$; на интервале $t_2—t_3$ — через транзистор $VT2$ и обратный диод $VD4$; на интервале $t_3—T$ — через транзистор $VT4$ и обратный диод $VD2$ (см. диаграмму тока $i_{н2}$).

Сравнивая диаграммы выходного напряжения $u_{вых}$ (см. рис. 2.22 и 2.23), можно видеть, что при несимметричном управлении транзисторами коэффициент пульсаций выходного напряжения в два раза меньше, чем при симметричном управлении.

В третьем случае, при поочередном управлении, частота переключений каждого из коммутирующих транзисторов вдвое меньше частоты выходного напряжения, как это можно видеть из диаграмм на рис. 2.24.

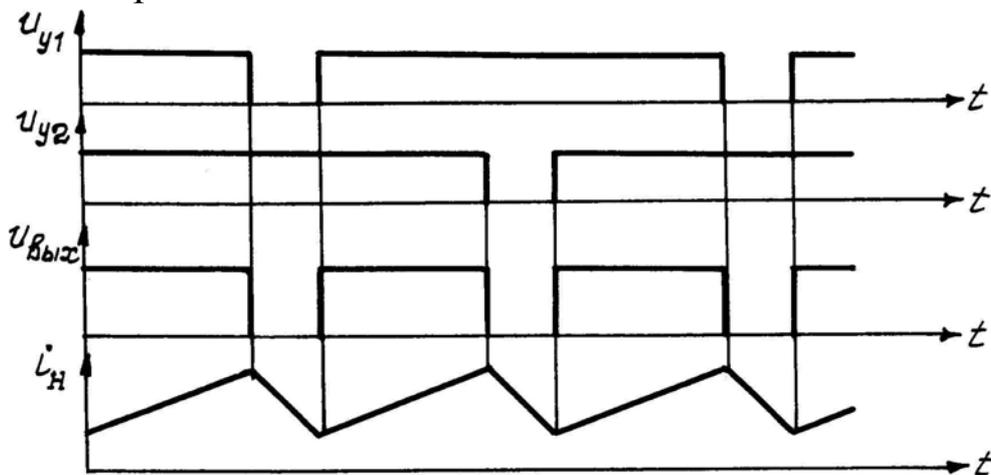


Рис. 2.24

При одной полярности выходного напряжения поочередно открываются транзисторы $VT1$ и $VT2$ (транзисторы $VT3$ и $VT4$ при этом все время закрыты). При обратной полярности выходного напряжения коммутируются транзисторы $VT3$ и $VT4$, а транзисторы $VT1$ и $VT2$ постоянно закрыты. При таком законе управления выходное напряжение имеет форму знакопостоянных импульсов.

При запираии транзистора $VT1$ ток нагрузки под действием ЭДС самоиндукции замыкается через транзистор $VT2$ и обратный диод $VD4$, нагрузка оказывается закороченной, и выходное напряжение равно нулю.

Из рассмотрения способов управления транзисторами реверсивного преобразователя следует, что при симметричном и несимметричном управлении обеспечивается двухсторонний обмен энергией между источником питания и нагрузкой (т.е. обеспечивается режим рекуперации), а при поочередном управлении такой режим отсутствует.

2.7 Преобразователи повышающего и инвертирующего типов

Схемы этих преобразователей состоят из тех же элементов, что и рассмотренный ранее преобразователь понижающего типа. Но перекомпоновка элементов обеспечивает схемам новые свойства.

Проанализируем работу схемы на рис. 2.25 в режиме непрерывного тока дросселя, полагая все элементы идеализированными и используя диаграммы на рис. 2.26.

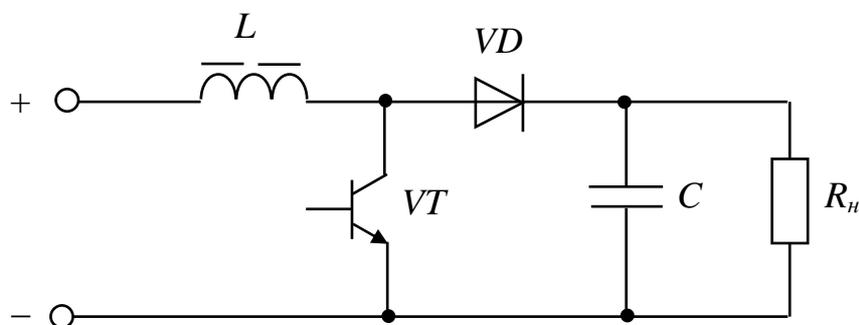


Рис. 2.25 — Непосредственный преобразователь повышающего типа

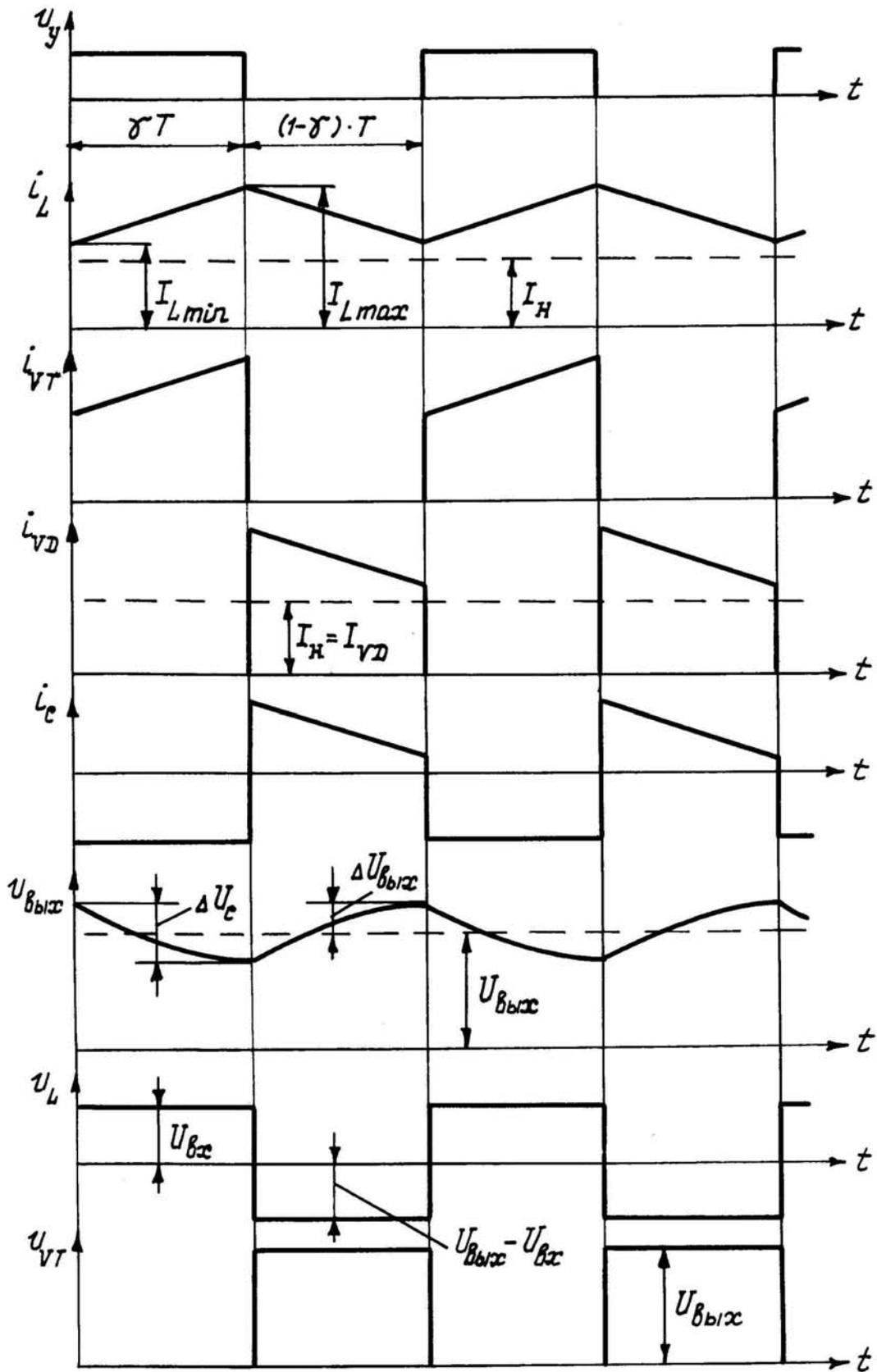


Рис. 2.26 — Процессы в повышающем преобразователе

При некотором установившемся режиме работы на интервале включенного состояния транзистора γT , который задается управляющим напряжением u_y , дроссель L подключен к источнику питания, диод VD закрыт под действием напряжения на конденсаторе C , нагрузка от источника питания отключена и конденсатор поддерживает уровень выходного напряжения. Напряжение на дросселе равно U_{ex} , а ток в его обмотке изменяется по линейному закону от минимального значения $I_{L_{min}}$ до максимального $I_{L_{max}}$ на величину $2\Delta I_L$:

$$2\Delta I_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} = \frac{U_{ex}}{L} \cdot \gamma T. \quad (2.22)$$

На интервале $(1-\gamma)T$ транзистор закрыт и энергия, накопленная в дросселе L , передается в конденсатор C и нагрузку через открывшийся диод VD . Ток в дросселе спадает по линейному закону, при этом к нему приложена разность напряжений выходного и входного. Так как постоянная составляющая напряжения на дросселе равна нулю, то можно составить соотношение:

$$U_{ex} \cdot \gamma T = (U_{вых} - U_{ex})(1-\gamma)T,$$

откуда получим:

$$U_{вых} = U_{ex} \frac{1}{1-\gamma}. \quad (2.23)$$

Из (2.23) следует, что выходное напряжение в схеме рассматриваемого преобразователя при любом значении γ больше входного, откуда он и получил название «повышающий».

Для определения величины переменной составляющей выходного напряжения рассмотрим характер изменения тока в цепи конденсатора i_C . При замкнутом транзисторе происходит разряд конденсатора током нагрузки, и к концу интервала γT напряжение на конденсаторе достигает минимального значения. При размыкании транзистора начинается заряд конденсатора и напряжение на нем увеличивается, в этот промежуток времени величина тока заряда конденсатора определяется уравнением $i_C = i_L - I_H$.

На протяжении промежутка времени $(1-\gamma)T$ напряжение на конденсаторе монотонно возрастает, достигает максимума в мо-

мент замыкания транзистора, после чего вновь происходит разряд конденсатора. В этом случае двойную амплитуду переменной составляющей выходного напряжения можно представить как перепад напряжения на конденсаторе ΔU_C за время γT :

$$2\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{\gamma T} i_C dt.$$

Считая приближенно, что ток нагрузки неизменен, получим:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{I_H \gamma T}{2C} = \frac{I_H \gamma}{2Cf}. \quad (2.24)$$

Из (2.24) следует, что в схеме повышающего преобразователя величина пульсации выходного напряжения пропорциональна току нагрузки, не зависит от индуктивности дросселя и может снижаться только увеличением емкости конденсатора.

Расчетное соотношение для определения емкости конденсатора на основании (2.24) будет следующее:

$$C = \frac{I_{H_{\max}} \cdot \gamma_{\max}}{2\Delta U_{\text{вых}} \cdot f}. \quad (2.25)$$

Однако условие (2.25), т.е. независимость величины пульсации выходного напряжения от индуктивности дросселя, будет обеспечено только при условии, что $I_{L_{\min}} > I_H$, которое соблюдается при соответствующем выборе индуктивности дросселя L .

Если же индуктивность L невелика, то спадание тока i_L будет происходить быстро и величина $I_{L_{\min}}$ может стать меньше I_H . В этом случае процесс разряда конденсатора начинается не с момента включения транзистора, а раньше, что ведет к увеличению переменной составляющей выходного напряжения.

Минимальное значение индуктивности L , при которой величина переменной составляющей определяется лишь емкостью конденсатора, находится из условия $I_{L_{\min}} > I_H$. Для удовлетворения этого условия необходимо значение индуктивности выбирать исходя из следующего соотношения:

$$L > \frac{(U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}})(1 - \gamma)^2}{I_H \gamma \cdot f}. \quad (2.26)$$

Действующее значение тока конденсатора I_C можно без существенной погрешности определить, если пренебречь пульсациями тока дросселя и оперировать средним значением i_C на интервале $(1-\gamma)T$. В результате для максимальной величины $I_{C_{\max}}$ получим:

$$I_{C_{\max}} = I_{H_{\max}} \sqrt{\frac{\gamma_{\max}}{1-\gamma_{\max}}}. \quad (2.27)$$

Напряжение, приложенное к транзистору, когда он закрыт, равно выходному напряжению преобразователя.

Амплитуда тока транзистора $I_{VT_{\max}}$ равна максимальному значению тока дросселя $I_{L_{\max}}$, который, в свою очередь, определяется суммой среднего значения тока дросселя I_L и половины полного размаха пульсации тока дросселя ΔI_L .

Средние значения токов нагрузки I_H и дросселя I_L соответственно равны:

$$I_H = \frac{I_{L_{\max}} + I_{L_{\min}}}{2} (1-\gamma); \quad (2.28)$$

$$I_L = \frac{I_{L_{\max}} + I_{L_{\min}}}{2}. \quad (2.29)$$

На основании (2.28) и (2.29) выразим ток дросселя через ток нагрузки:

$$I_L = \frac{I_H}{1-\gamma}. \quad (2.30)$$

С учетом (2.30) и (2.22) расчетная амплитуда тока транзистора составит величину:

$$I_{VT_{\max}} = \frac{I_{H_{\max}}}{1-\gamma_{\max}} + \frac{U_{ex} \cdot \gamma_{\max} T}{2L}. \quad (2.31)$$

Среднее значение тока диода I_{VD} равно току нагрузки I_H .

В повышающем преобразователе ток дросселя является и током источника питания, а так как они протекают непрерывно, то отпадает необходимость в применении входного фильтра.

Регулировочная характеристика повышающего преобразователя, рассчитанная по выражению (2.23), построена на рис. 2.27

(кривая, обозначенная $\rho = 0$). Из графика характеристики видно, что при $\gamma \rightarrow 1$ выходное напряжение стремится к бесконечности. Реально такого, конечно, быть не может. Дело в том, что для повышающего непосредственного преобразователя допущение об отсутствии потерь в элементах схемы, оговоренное в начале раздела, является некорректным.

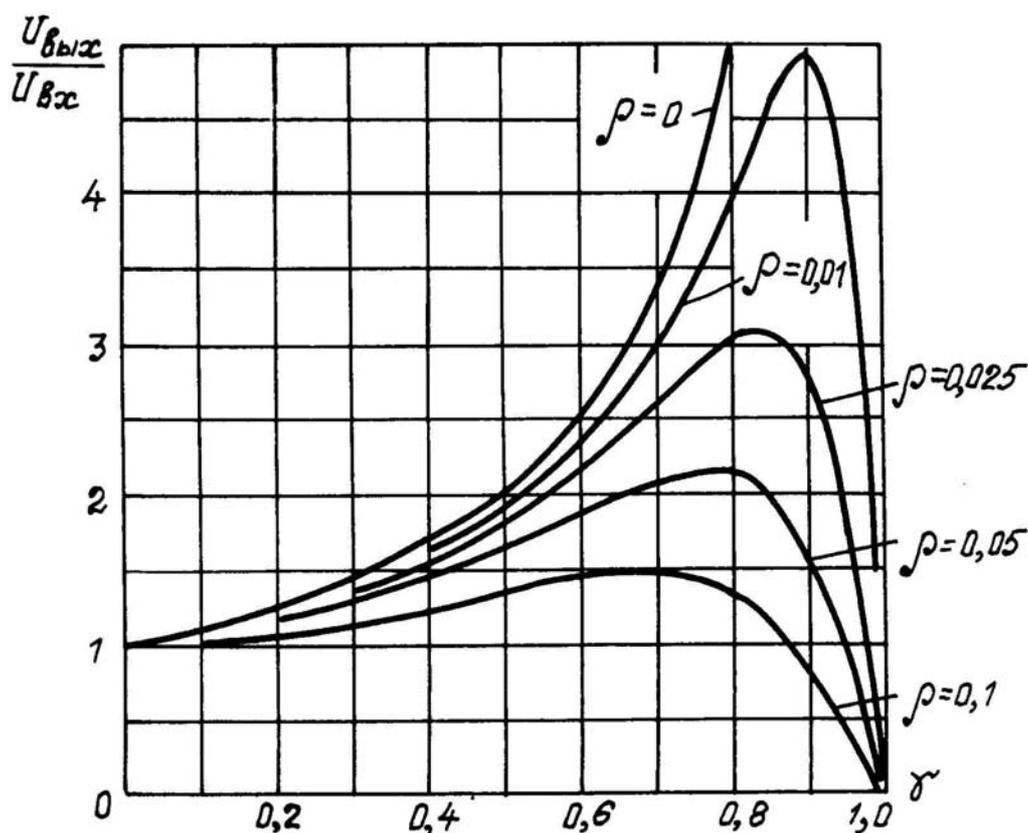


Рис. 2.27 — Регулировочные характеристики повышающего преобразователя

Наибольшим активным сопротивлением в рассматриваемой схеме обычно обладает дроссель. Если по-прежнему считать идеализированными все элементы схемы, но учесть активное сопротивление обмотки дросселя r (в сопротивление r можно включить и внутреннее сопротивление источника питания), то выражение для регулировочной характеристики примет вид:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{(1-\rho)(1-\gamma)}{\rho + (1-\rho)(1-\gamma)^2}, \quad (2.32)$$

где $\rho = \frac{r}{R_H + r}$ — относительное сопротивление активных потерь.

Реальные регулировочные характеристики имеют экстремум и стремятся к нулю при $\gamma \rightarrow 1$, как показано на рис. 2.27.

Дифференцируя (2.32) по γ , находим, что максимум выходного напряжения $U_{\text{вых}_{\max}}$ имеет место при:

$$\gamma^* = 1 - \sqrt{\frac{\rho}{1-\rho}} \quad (2.33)$$

и равняется:

$$U_{\text{вых}_{\max}} = U_{\text{ex}} \frac{\sqrt{1-\rho}}{2\sqrt{\rho}}. \quad (2.34)$$

При проектировании следует ограничивать диапазон изменения γ из условия $\gamma < \gamma^*$.

Соотношения для расчета электрических величин и параметров элементов схемы с учетом ρ становятся достаточно громоздкими. Поэтому при проектировании пользуются выведенными выше соотношениями. Результаты при этом получаются достаточно достоверными с учетом того, что реально значения ρ относительно невелики.

Схема инвертирующего непосредственного преобразователя приведена на рис. 2.28.

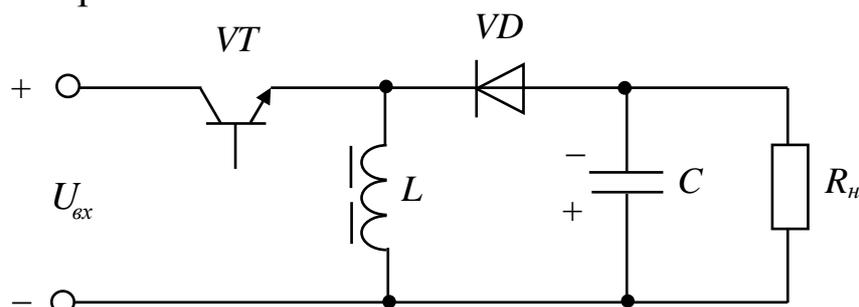


Рис. 2.28 — Непосредственный преобразователь инвертирующего типа

По сравнению со схемой повышающего преобразователя здесь транзистор и дроссель взаимно поменялись местами. Но по-прежнему на интервале γT включенного состояния транзистора дроссель L подключается к источнику питания, и в нем запасается энергия. Диод VD на этом интервале выключен, так как к нему

в запирающей полярности приложена сумма напряжений входного и выходного. Напряжение на нагрузке поддерживается за счет разряда конденсатора.

На интервале закрытого состояния VT энергия, накопленная в дросселе, поступает в конденсатор C и нагрузку через открывшийся диод VD , а полярность выходного напряжения (указана на конденсаторе C) будет противоположна полярности питающего напряжения.

При тех же допущениях, что были сделаны при анализе процессов в повышающем преобразователе, временные диаграммы, иллюстрирующие характер электромагнитных процессов в инвертирующем преобразователе, в целом идентичны приведенным на рис. 2.26. Отличия заключаются в следующем: напряжение на закрытом транзисторе равно $U_{ex} + U_{вых}$; напряжение на обмотке дросселя при закрытом транзисторе составляет $-U_{вых}$.

Из условия равенства нулю постоянной составляющей падения напряжения на дросселе (если не учитывать активных потерь в элементах схемы) можно составить соотношение:

$$U_{ex} \gamma T = -U_{вых} (1 - \gamma) T,$$

откуда получим:

$$U_{вых} = -U_{ex} \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (2.35)$$

Рассчитанная по (2.35) регулировочная характеристика приведена на рис. 2.29 (кривая, обозначенная $\rho = 0$).

Регулировочная характеристика полностью идеализированного преобразователя, так же как и на рис. 2.27, стремится к бесконечности при $\gamma \rightarrow 1$.

При учете активного сопротивления дросселя получим:

$$U_{вых} = -U_{ex} \frac{\gamma(1 - \rho)(1 - \gamma)}{\rho + (1 - \rho)(1 - \gamma)^2}. \quad (2.36)$$

Реальные регулировочные характеристики, рассчитанные по (2.36), подобны характеристикам повышающего преобразователя. Но в инвертирующем преобразователе выходное напряжение (по абсолютной величине) может быть как больше, так и меньше входного.

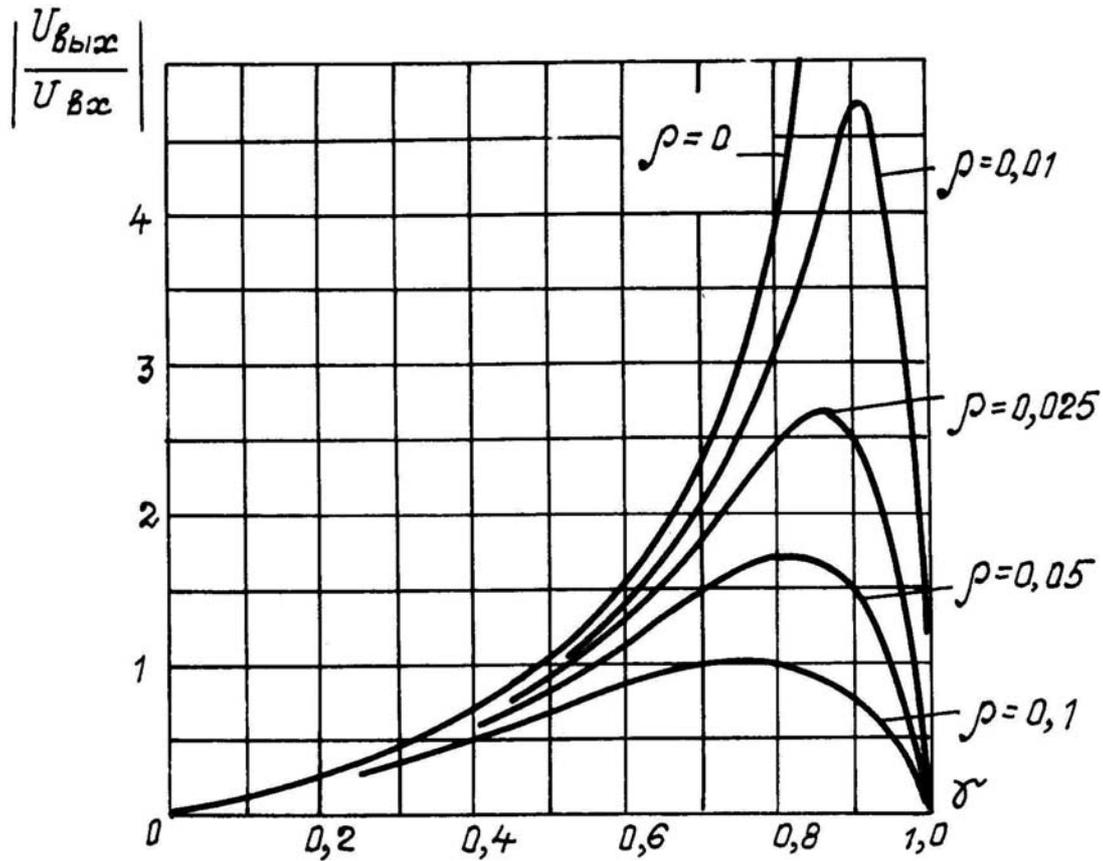


Рис. 2.29 — Регулировочные характеристики инвертирующего преобразователя

Максимум выходного напряжения имеет место при

$$\gamma^* = \frac{1 - \sqrt{\rho}}{1 - \rho} \quad (2.37)$$

и равняется

$$\left| U_{\text{вых}_{\text{max}}} \right| = U_{\text{вх}} \frac{1 - \sqrt{\rho}}{2\sqrt{\rho}}. \quad (2.38)$$

Конденсаторы в обеих рассмотренных здесь схемах работают в одинаковом режиме, поэтому для инвертирующего преобразователя справедливы формулы (2.24) и (2.27). Режим работы транзистора по току остался прежним, т.е. справедлива формула (2.31), но прикладываемое к закрытому транзистору напряжение здесь больше и равно, как уже указывалось выше, $U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}}$. Средний ток диода по-прежнему равен среднему току нагрузки, а обратное напряжение диода равно величине напряжения, прикладываемого к транзистору.

Подробное сравнение трех основных схем непосредственных преобразователей по расчетной мощности элементов показывает, что наиболее эффективной является схема понижающего преобразователя.

Из двух оставшихся схем выигрывает повышающий преобразователь. Но его практическое применение ограничено случаями, когда нельзя применить понижающий преобразователь, то есть напряжение источника питания меньше требуемого выходного напряжения (а применить другой источник питания, с большим напряжением, не представляется возможным).

Пример области применения инвертирующего преобразователя — стабилизаторы напряжения, у которых диапазон изменения входного напряжения таков, что входное напряжение может быть как больше, так и меньше требуемого уровня выходного напряжения.

2.8 Комбинированные схемы непосредственных преобразователей

2.8.1 Параллельное включение основных схем

При решении задачи стабилизации выходного напряжения на уровне, лежащем между минимальным и максимальным уровнями входного напряжения, помимо инвертирующей схемы может быть использована комбинация понижающей и повышающей схем, как показано на рис. 2.30.

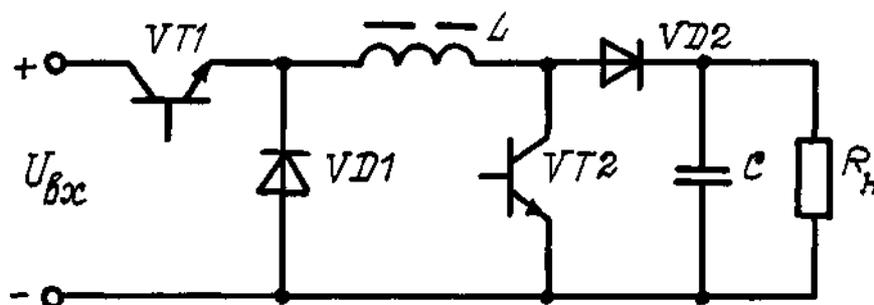


Рис. 2.30

В первом поддиапазоне изменения входного напряжения, когда $U_{вх} > U_{вых}$, транзистор $VT2$ постоянно закрыт и схема работает в режиме понижения напряжения (на транзисторе $VT1$ и диоде $VD1$). Во втором поддиапазоне изменения входного напряжения, когда $U_{вх} < U_{вых}$, транзистор $VT1$ поддерживается постоянно открытым и схема переводится на работу в режиме повышения напряжения (на транзисторе $VT2$ и диоде $VD2$). В [9] показано, что при одинаковом диапазоне изменения входного напряжения комбинированная схема (см. рис. 2.30) имеет в несколько раз меньшие габаритные размеры дросселя и конденсатора, чем инвертирующая схема. Число транзисторов и диодов в комбинированной схеме удвоено. Однако по напряжению и суммарной расчетной мощности транзисторов и диодов преимущество имеет комбинированная схема.

Для повышения КПД комбинированную схему можно модернизировать, как показано на рис. 2.31. Здесь на интервале $(1-\gamma)T$ в режиме понижения напряжения из контура тока нагрузки исключен один диод ($VD2$).

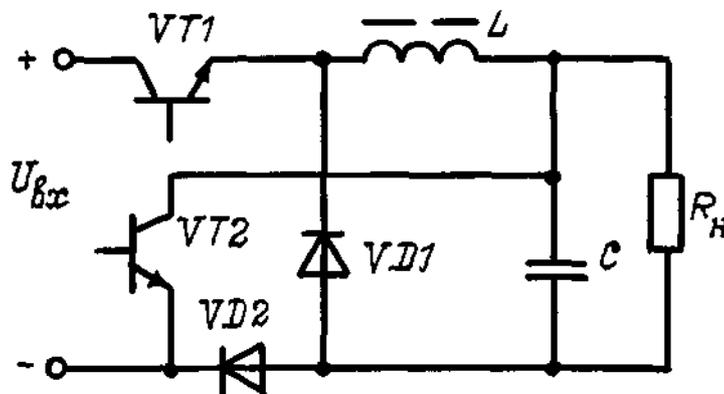


Рис. 2.31

В схеме, показанной на рис. 2.32, дополнительно исключено падение напряжения на открытом транзисторе $VT1$ из контура силового тока на интервале γT в режиме повышения напряжения, что также повышает КПД.

Кроме того, соединение в последней схеме эмиттеров обоих транзисторов с минусовым выводом упрощает построение выходных цепей устройств управления.

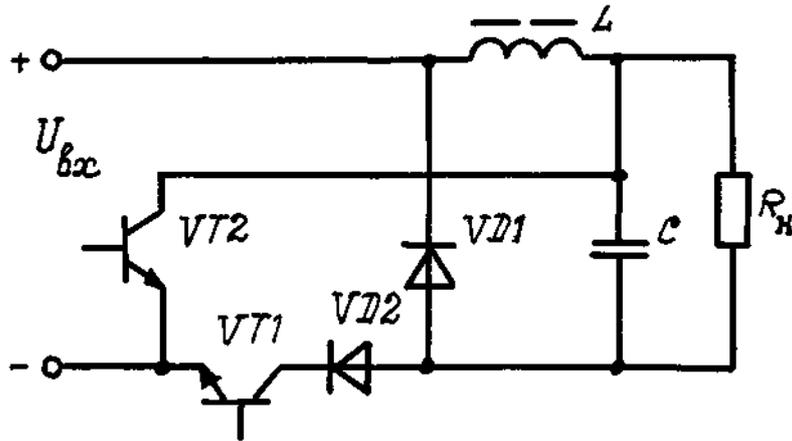


Рис. 2.32

2.8.2 Последовательное включение основных схем

Другим направлением комбинированных структур является последовательное соединение преобразователей различного типа.

Повышающий преобразователь может только повышать напряжение и имеет прерывистый ток, поступающий в конденсатор выходного фильтра, а понижающий преобразователь только понижает напряжение, потребляя прерывистый ток от источника питания (или входного фильтра). Эти недостатки могут быть устранены последовательным соединением указанных преобразователей, как показано на рис. 2.33.

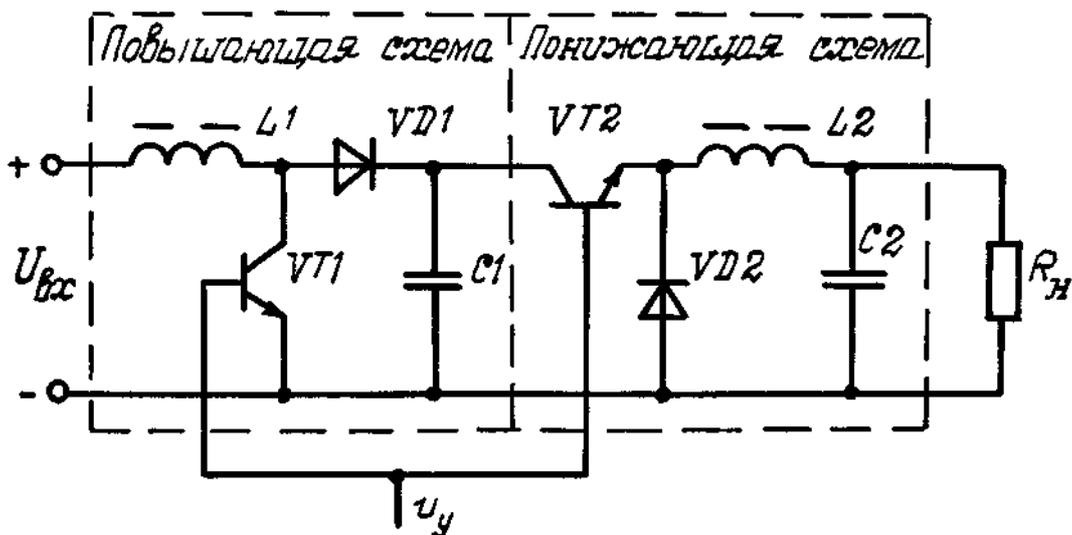


Рис. 2.33

Как известно, при последовательном соединении элементов эквивалентный коэффициент передачи равен произведению ко-

эффициентов передачи этих элементов. Следовательно, с учетом (2.1) и (2.23) для схемы на рис. 2.33 получим:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{\gamma}{1-\gamma}. \quad (2.38)$$

Схему на рис. 2.33 можно упростить, исключив ряд элементов. Для этого заменим транзистор $VT1$ и диод $VD1$ двухпозиционным переключателем $S1$, а $VT2$ и $VD2$ — переключателем $S2$, как показано на рис. 2.34, а. Если переключатели $S1$ и $S2$ находятся в состоянии, изображенном на рис. 2.34, а, то происходит заряд конденсатора $C1$. При переключении переключателей в противоположное состояние конденсатор $C1$ разряжается. Но для организации указанного процесса перезаряда конденсатора $C1$ можно вместо двух переключателей использовать один, как показано на рис. 2.34, б. Сохранится и характер процессов во входных и выходных цепях схем относительно контуров с конденсатором $C1$, объединенных штриховой линией (см. рис. 2.34, а). Отличие будет лишь одно: в схеме на рис. 2.34, б сменится полярность выходного напряжения.

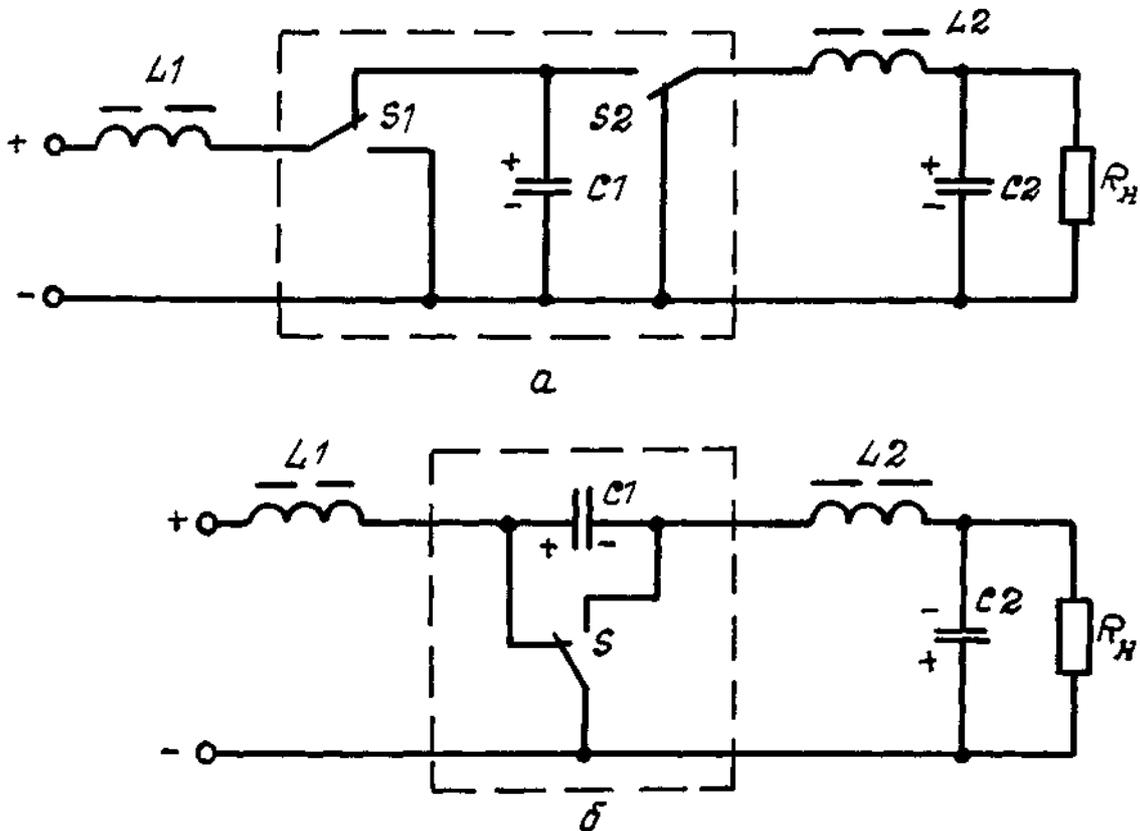


Рис. 2.34

Заменив теперь двухпозиционный переключатель S в последней схеме на транзистор и диод, получим новую схему, которая приведена на рис. 2.35. Эта схема получила название «схемы Кука».

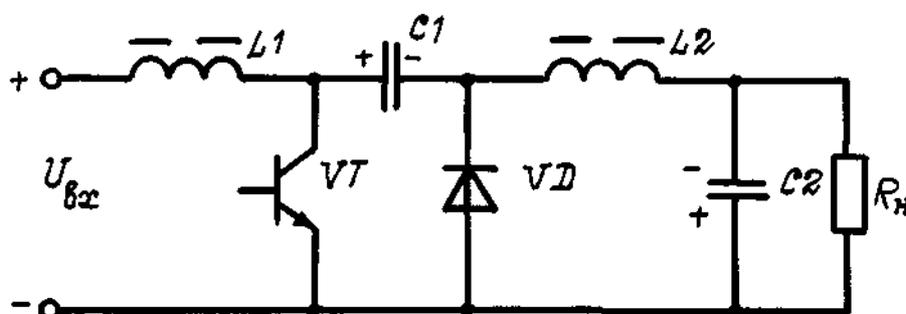


Рис. 2.35

2.9 Активная коррекция коэффициента мощности

Одной из актуальных задач силовой электроники является решение проблемы электромагнитной совместимости преобразователей с питающей сетью переменного тока. Проиллюстрируем это на примере источников вторичного электропитания (ИВЭП) с бестрансформаторным входным выпрямителем и емкостным фильтром, получивших в последнее время широкое распространение благодаря высоким удельным технико-экономическим показателям.

Серьезным недостатком бестрансформаторных ИВЭП является низкий коэффициент мощности (0,5—0,7) и высокий уровень гармоник потребляемого из сети тока (более 30 %). Это определяется формой потребляемого из сети тока i_{ex} , как показано на рис. 2.36.

Соответствующие диоды входного выпрямителя открыты лишь на интервале времени, когда мгновенное значение напряжения сети u_c больше напряжения на конденсаторе фильтра u_0 .

Низкое значение коэффициента мощности приводит к излишней нагрузке по току на соединительные провода и розетки, генерированию помех в питающую сеть.

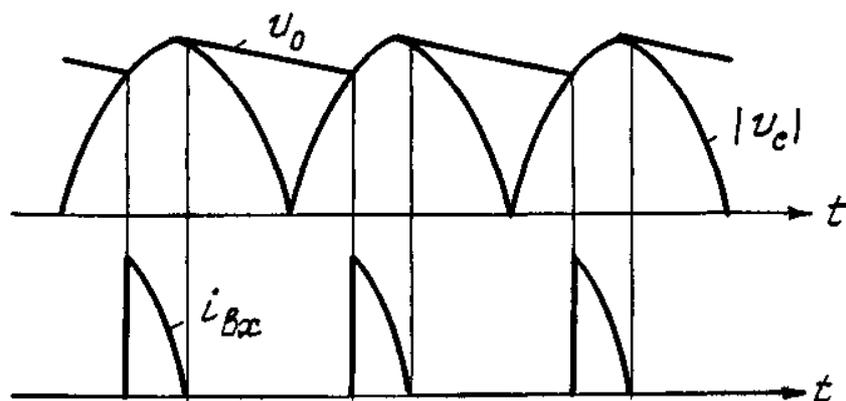


Рис. 2.36

Наилучшим решением по электромагнитной совместимости бестрансформаторных ИВЭП с сетью является активное формирование синусоидального потребляемого тока, совпадающего по фазе с питающим напряжением. Применение пассивных LC -фильтрующих цепей из-за нестабильности частоты сети и больших массы и габаритов не нашло широкого практического применения.

В принципе сформировать на входе бестрансформаторного выпрямителя синусоидальный ток можно с помощью одной из трех основных схем непосредственных преобразователей постоянного напряжения. Схема понижающего преобразователя не очень хорошо подходит для рассматриваемой цели, т.к. выходное напряжение в этой схеме большую часть полупериода напряжения входной частоты меньше мгновенного значения входного напряжения, т.е. большую часть полупериода не может влиять на процесс формирования потребляемого тока.

Схемы повышающего и инвертирующего преобразователей, у которых выходное напряжение может быть больше амплитуды выпрямленного (т.е. входного для преобразователей), могут влиять на процесс формирования потребляемого тока на всем интервале полупериода частоты сети. Схема инвертирующего преобразователя с транзистором в последовательной цепи легко обеспечивает ограничение потребляемого тока при перегрузках на выходе. Однако ей присущи и недостатки:

- максимальное напряжение на транзисторе равно сумме выходного и мгновенного входного напряжений, что при сети с номинальным напряжением 220 В составит порядка тысячи вольт;
- прерывистый входной ток (на интервалах закрытого состояния транзистора ток из сети не потребляется).

Схема повышающего преобразователя при использовании в качестве корректора коэффициента мощности обладает следующими преимуществами:

- транзистор имеет соединение эмиттера с общим проводом, что упрощает схему формирования сигнала управления;
- наличие дросселя в последовательной цепи обеспечивает непрерывность входного тока и облегчает задачу фильтрации высокочастотных составляющих;
- максимальное напряжение на транзисторе равно лишь выходному напряжению.

Таким образом, схема повышающего преобразователя наиболее подходит для использования в рассматриваемой области.

Недостатком же схемы является невозможность активного ограничения перегрузки по току, так как в последовательной цепи отсутствует управляемый ключевой элемент.

Рассмотрим принцип работы повышающего преобразователя в релейной схеме коррекции коэффициента мощности с постоянным гистерезисом, для чего используем схему и временные диаграммы на рис. 2.37.

При включении транзистора к дросселю прикладывается выпрямленное напряжение u_{ex} и ток i_L начинает нарастать. Этот ток сравнивается компаратором с задающим сигналом i_3 , который формируется из входного напряжения:

$$i_3 = k \cdot u_{ex}.$$

При $i_L = i_3 + e$, где e — ширина гистерезиса компаратора, транзистор выключается и ток дросселя начинает спадать. Спадание тока продолжается до уровня $i_L = i_3 - e$. В этот момент вновь включается транзистор и ток i_L начинает нарастать и т.д.

Таким образом, формируется ток через дроссель с огибающей в виде положительных синусоидальных полуволн, пропорциональных напряжению u_{ex} , а следовательно, на входе выпрямителя получается синусоидальный ток, совпадающий по фазе с напряжением сети.

В рассмотренной схеме с постоянным гистерезисом частота коммутации транзистора переменна в пределах полуволн напряжения сети. Для неизменности частоты можно применить компаратор с адаптивным гистерезисом.

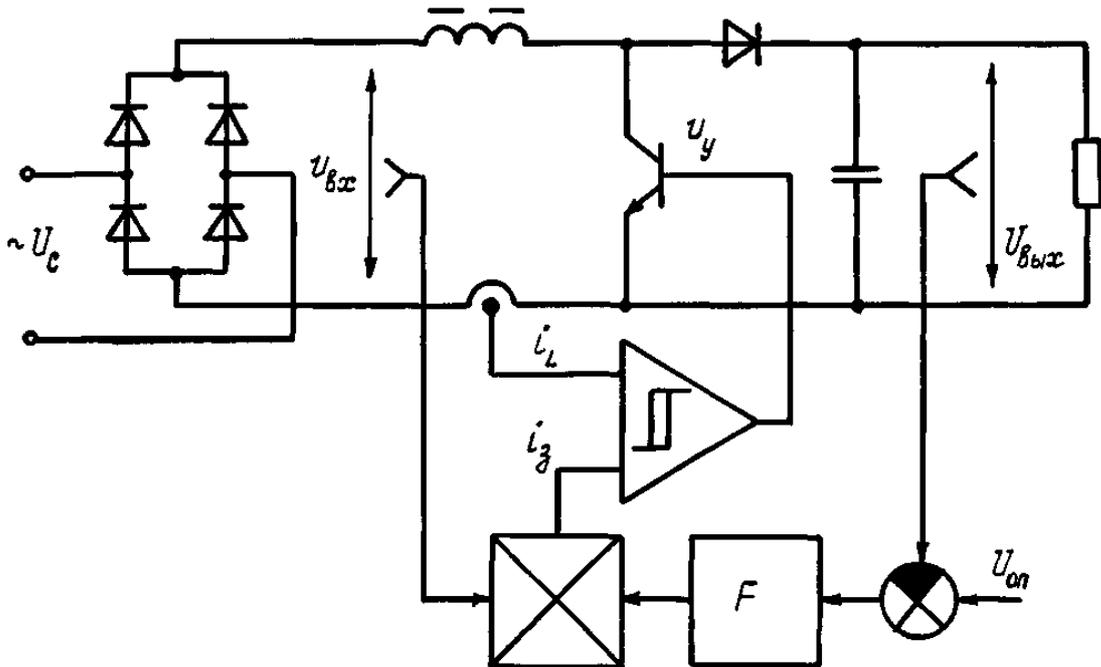
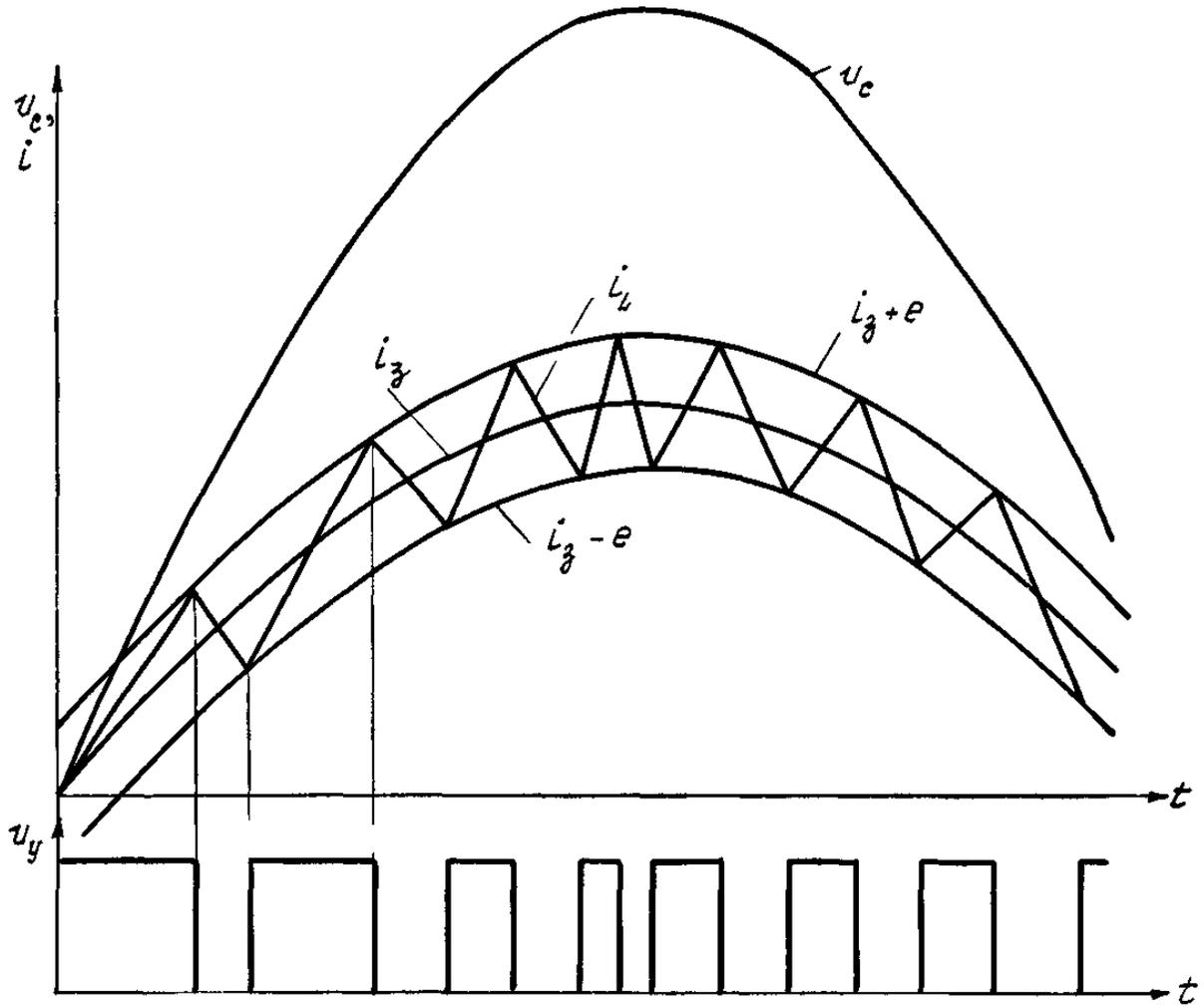


Рис. 2.37

Следует отметить, что рассмотренное устройство будет практически неработоспособным, если величина задающего сигнала i_3 не будет корректироваться в зависимости от величины нагрузки. На самом деле, если ток в цепи будет стабилизирован на каком-то уровне, а сопротивление будет изменяться, то будет в таком же диапазоне изменяться напряжение на нагрузке, т.е. выходное напряжение. В схеме на рис. 2.37 для коррекции величины i_3 введен функциональный преобразователь F , воздействующий на величину i_3 таким образом, чтобы выходное напряжение стабилизировалось на уровне, определенном эталонным опорным напряжением U_{on} .

2.10 Пример построения автономной системы электроснабжения

Рассмотрим пример построения сложной системы непосредственных преобразователей постоянного напряжения, каковой является автономная система электроснабжения космического летательного аппарата.

Неограниченным источником энергии в космическом пространстве является солнечное излучение. Для преобразования энергии солнечного излучения в электрическую энергию на борту космических летательных аппаратов используются солнечные батареи (СБ). Но в условиях тени или затмения СБ никакой энергии не производят. Следовательно, для обеспечения бортовых потребителей бесперебойным электропитанием необходимо запасть некоторую часть энергии, производимой СБ в период освещения, и отдавать ее в нагрузку в период тени. Таким образом, в систему электроснабжения обязательно должна входить комбинация солнечной и аккумуляторной батарей.

Наилучшим является система электроснабжения «со стабилизированной шиной» (этот термин означает распределение электроэнергии ко всем потребителям со стабильным уровнем напряжения. Далее для питания бортовых подсистем это напряжение в соответствующих блоках преобразуется в напряжения требуемых уровней, полярности и т.д.). Так как наиболее эффективной из схем непосредственных преобразователей является понижающая, то для стабилизации напряжения при питании от СБ

целесообразно использовать именно ее. СБ при этом проектируется исходя из условия, чтобы ее напряжение было больше выбранного напряжения на шине.

Особенностью СБ является то, что она представляет собой источник тока, то есть имеет характеристику, подобную представленной на рис. 2.38.

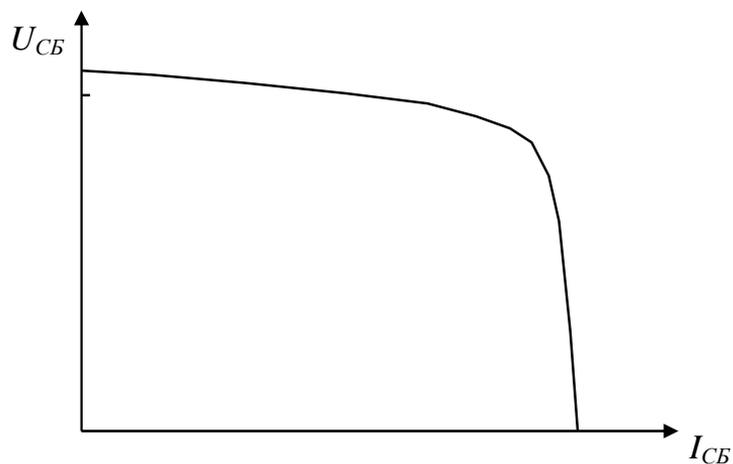


Рис. 2.38

Источники тока не боятся короткого замыкания, поэтому регулировать напряжение СБ лучше не последовательным преобразователем, рассмотренным выше, а параллельным, как показано на рис. 2.39.

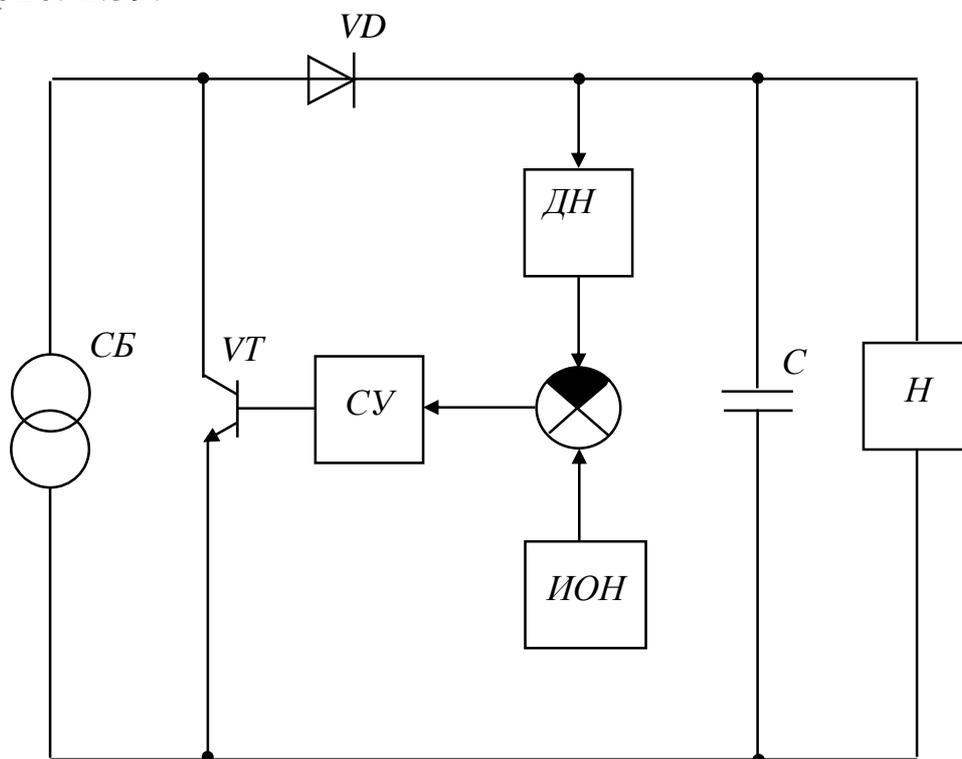


Рис. 2.39 — Структура в режиме параллельной стабилизации

На рисунке обозначено: $ДН$ — датчик напряжения; $Н$ — нагрузка; $ИОН$ — источник опорного напряжения; $СУ$ — схема управления.

Транзистор в параллельном преобразователе на интервале γT закорачивает СБ, и в результате устанавливается следующая взаимосвязь между средним значением тока нагрузки I_H и током солнечной батареи $I_{СБ}$:

$$I_H = \gamma I_{СБ}.$$

Выходное напряжение при этом составляет величину:

$$U_{вых} = I_H R_H.$$

Диод VD в схеме параллельного преобразователя служит для того, чтобы при замкнутом состоянии транзистор не закорачивал конденсатор фильтра C . Основными характеристиками аккумуляторной батареи (АБ) являются зарядная и семейство разрядных (для различных величин разрядного тока). Примерный вид таких характеристик приведен на рис. 2.40. Характеристики построены в функции набранной (для зарядной) либо отданной (для семейства разрядных) текущей емкости аккумуляторной батареи Q , измеряемой в ампер-часах и отнесенной к номинальной емкости Q_H .

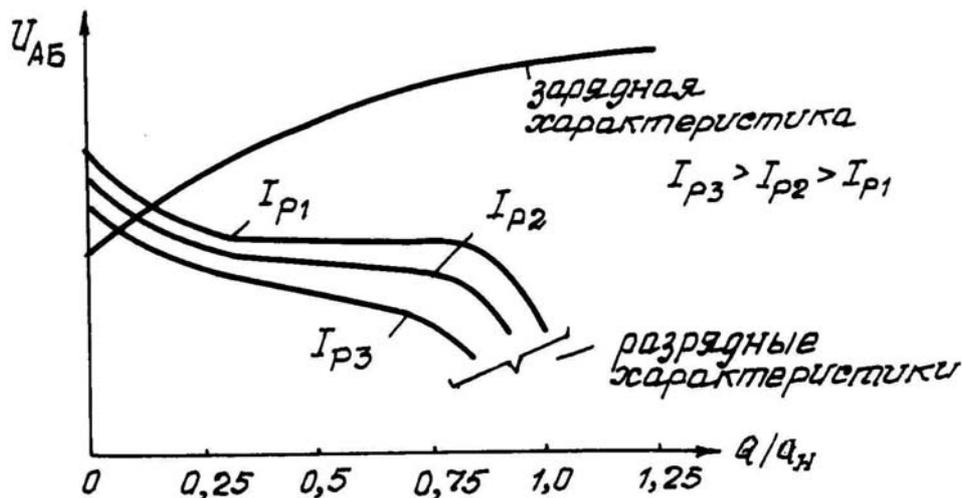


Рис. 2.40 — Характеристики АБ

Так как напряжение на шине системы как в режиме заряда АБ, так и в режиме разряда должно быть неизменно, а зарядное и разрядное напряжения существенно различаются по уровню, то

для согласования АБ с системой электроснабжения необходимо использовать зарядное и разрядное устройства. Причем выполнять эти два устройства необходимо на базе преобразователей разного типа: одно — на базе понижающего преобразователя, а другое — повышающего.

АБ составляется путем последовательного соединения аккумуляторных элементов. Но чем больше в последовательной цепи элементов, тем ниже надежность такой цепи. Соображения же надежности, равно как и обеспечение минимальных массы и габаритов, для космической техники являются главнейшими. С этих позиций АБ должна содержать минимум элементов, а напряжение АБ, следовательно, должно быть меньше напряжения на выходной шине. Отсюда следует, что зарядное устройство должно выполняться на базе понижающего преобразователя, а разрядное — на базе повышающего.

Структура автономной системы электроснабжения в режиме заряда АБ показана на рис. 2.41. Согласно схеме в этом режиме роль параллельного стабилизатора выполняет зарядное устройство, а величина тока заряда определяется избыточной мощностью СБ по сравнению с мощностью, потребляемой нагрузкой.

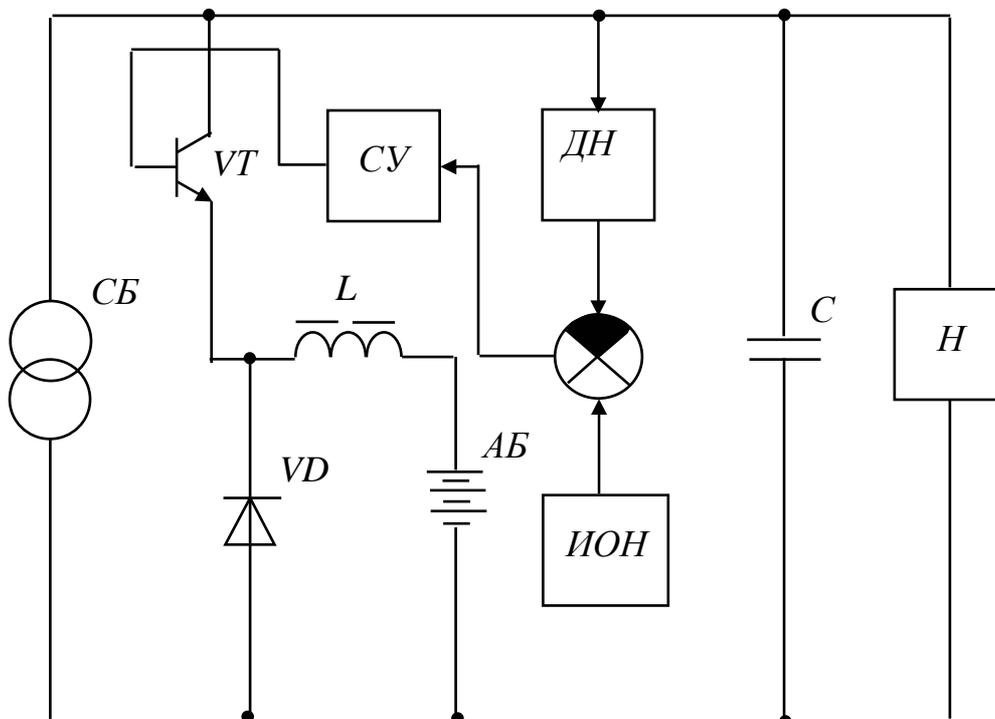


Рис. 2.41 — Структура в режиме заряда АБ

При нахождении космического аппарата в теневой части орбиты питание шины осуществляется от АБ, как показано на рис. 2.42.

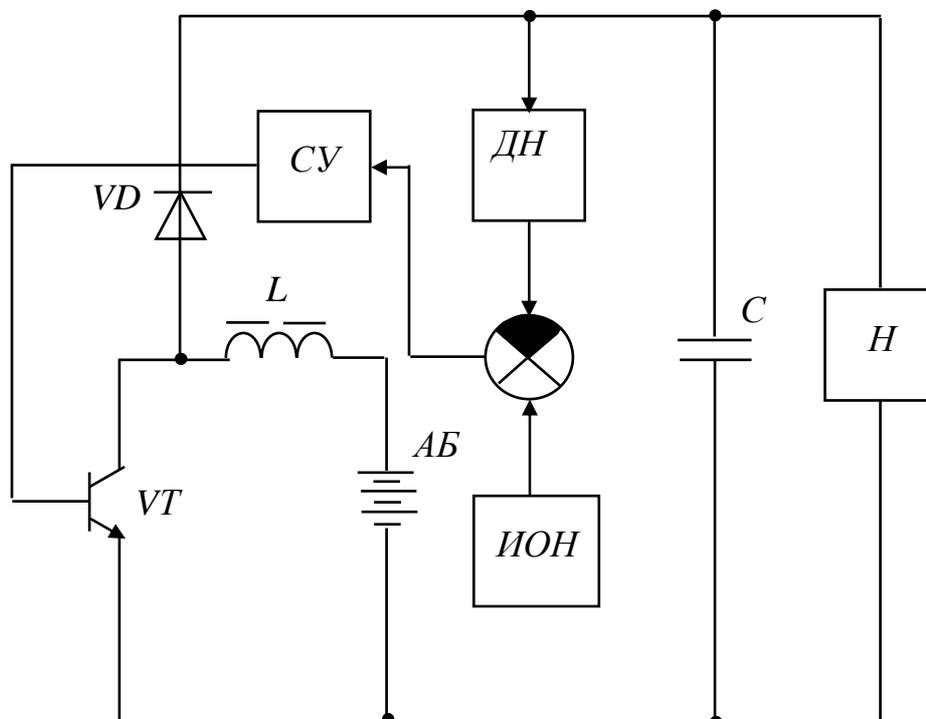


Рис. 2.42 — Структура в режиме разряда АБ

Из приведенного описания режимов работы системы электроснабжения и преобразования энергии видно, что в любой момент времени работает один из регуляторов. Поэтому целесообразно использовать единый блок управления, включив в его состав схему контроля потока мощности. Последняя должна подключать к шине тот или иной регулятор, подавая управляющие сигналы на оконечный каскад соответствующего регулятора.

Кроме того, сравнивая структуры на рис. 2.40, 2.41 и 2.42, можно видеть, что конденсатор C является общим для всех трех регуляторов, а дроссель L — для регуляторов заряда и разряда АБ. С учетом указанных соображений компонуется полная структурная схема системы, приведенная на рис. 2.43.

Здесь на транзисторе $VT1$ и диоде $VD1$ выполнен параллельный регулятор напряжения СБ, на элементах $VT2$ и $VD3$ — зарядный регулятор АБ и на элементах $VT3$ и $VD2$ — разрядный регулятор АБ.

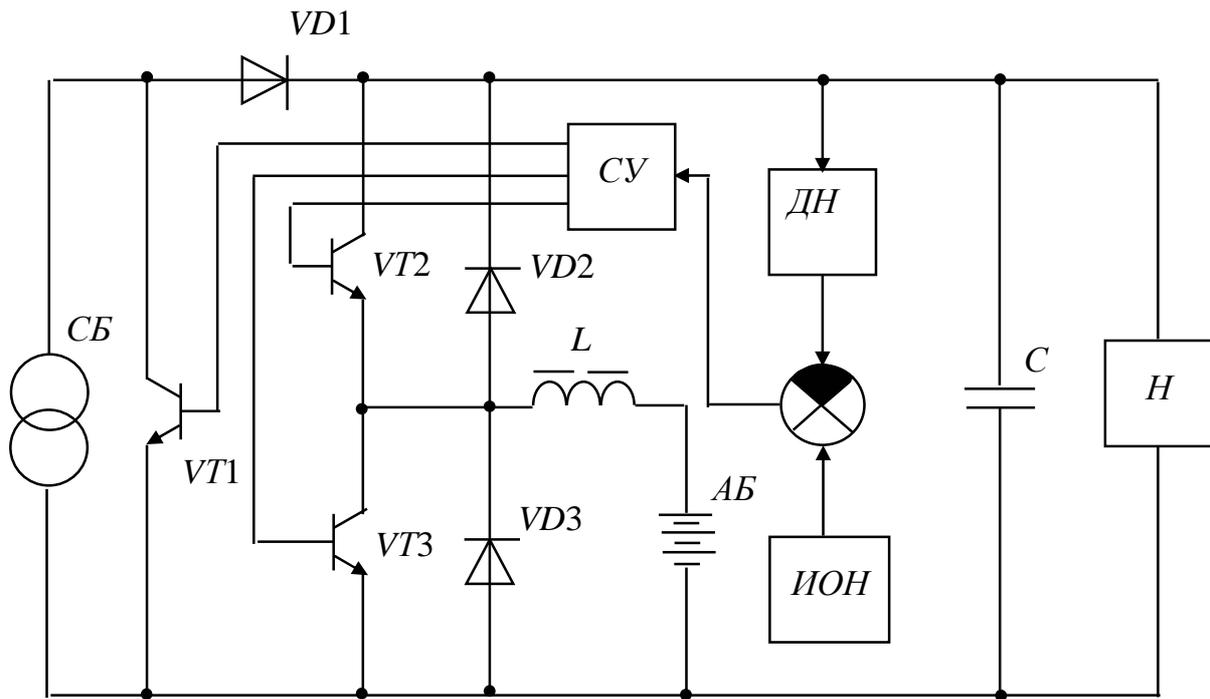


Рис. 2.43 — Структура автономной системы электроснабжения

3 АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

3.1 Классификация автономных транзисторных инверторов

Следует напомнить, что под инвертированием в преобразовательной технике понимается преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного. Устройства, осуществляющие такое преобразование, получили название инверторов.

Наибольшее практическое применение транзисторные автономные инверторы находят в настоящее время в источниках вторичного электропитания, составляя основу схем со звеном повышенной частоты. Другой важной отраслью применения инверторов является частотно-управляемый электропривод. Далее в этом плане можно отметить применение в электротехнологии, в источниках бесперебойного электропитания и т.д.

Для транзисторных инверторов наиболее важными классификационными признаками являются следующие: 1 — схема преобразования; 2 — какой выходной параметр (ток или напряжение) формируется.

По первому признаку инверторы подразделяются:

- а) на однофазные и многофазные;
- б) однотактные и двухтактные;
- в) нулевые, мостовые, с нулевым выводом источника питания, с накопительными элементами.

Фазность инверторов, как и обычно в электротехнике, определяется числом фаз выходного напряжения.

Тактность схемы характеризуется взаимосвязью работы транзисторных ключей. В двухтактных схемах всегда можно выделить пары противотактно работающих ключей (один замыкается, другой размыкается). В однотактных ключи работают синхронно.

Основные схемы однофазных инверторов приведены на рис. 3.1, где для упрощения использованы идеальные ключи.

Двухтактная схема инвертора с нулевым выводом первичной обмотки трансформатора, в дальнейшем — просто нулевая (см. рис. 3.1, *a*), содержит два транзистора, которые работают противотактно и поочередно подключают к источнику питания соответствующую половину первичной обмотки.

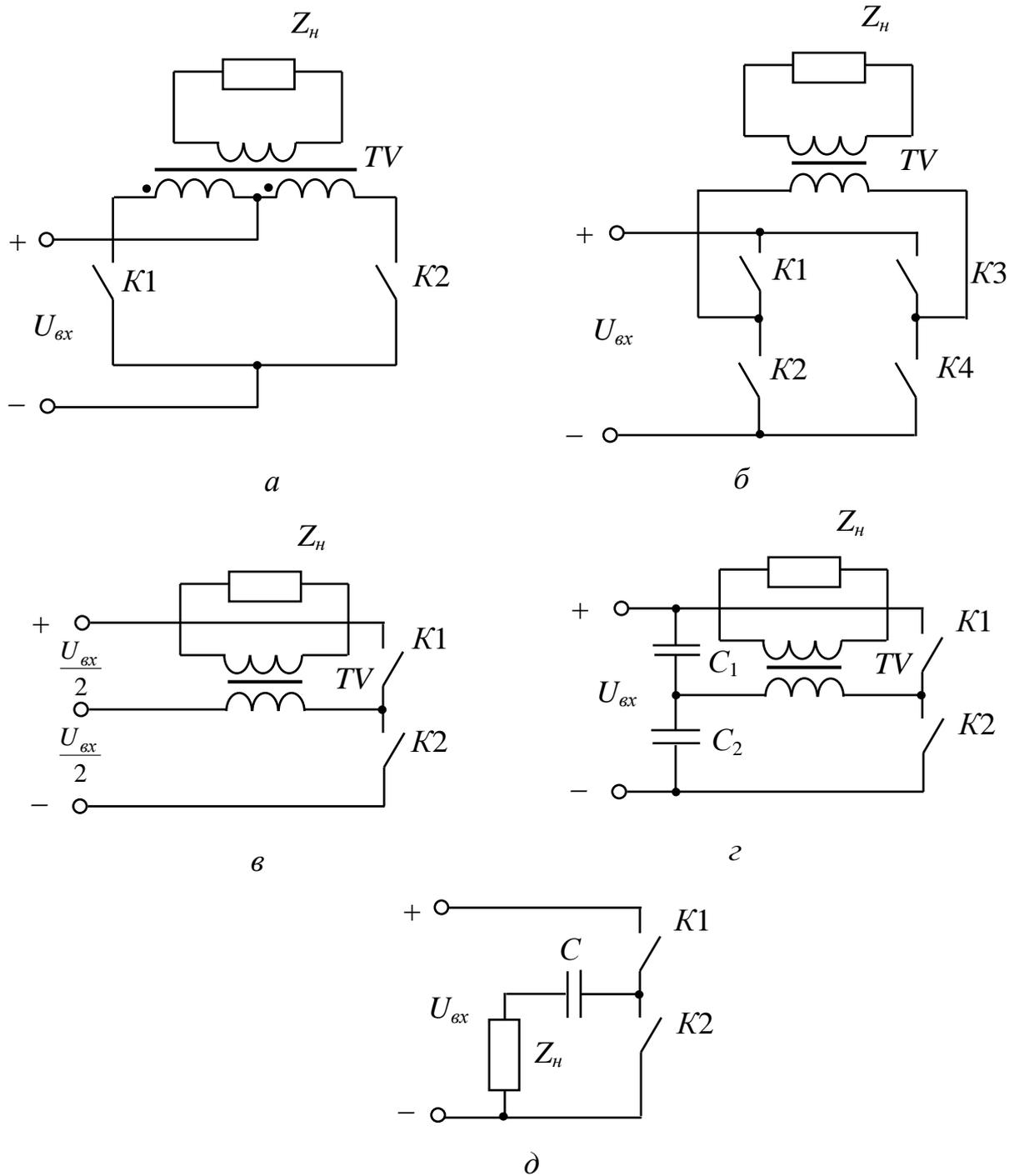


Рис. 3.1 — Классификация однофазных инверторов в зависимости от конфигурации схемы

Если замкнут K_1 , то «плюс» источника питания приложен к концу одной (левой) полуобмотки трансформатора, а если замкнут K_2 — к началу другой (правой). В результате в сердечнике трансформатора *TV* создается переменный магнитный поток, который наводит во вторичной обмотке переменное напряжение прямоугольной формы. Одна из особенностей схемы заключается

в том, что к ключу, находящемуся в соответствии с алгоритмом работы в замкнутом состоянии, прикладывается сумма напряжений двух полуобмоток первичной обмотки трансформатора, т.е. удвоенное напряжение источника питания.

Двухтактная мостовая схема (см. рис. 3.1, б) содержит четыре ключа. Один полупериод работы схемы — открыты ключи $K1$ и $K4$, соответственно $K2$ и $K3$ закрыты, второй полупериод — наоборот. Таким образом, с каждым переключением ключей меняется полярность прикладываемого к первичной обмотке TV напряжения источника питания, т.е. формируется прямоугольное переменное напряжение, которое трансформируется во вторичную обмотку. В мостовой схеме, в отличие от нулевой, к каждому из ключей в закрытом состоянии прикладывается одинарное напряжение источника питания.

Схема с нулевым выводом источника питания (см. рис. 3.1, в), как и нулевая, содержит только два работающих в противофазе ключа, т.е. является двухтактной. Здесь к первичной обмотке трансформатора прикладывается переменное прямоугольное напряжение, равное половине напряжения источника питания, а к ключам в закрытом состоянии — все напряжение источника.

В двухтактной полумостовой схеме с конденсатором в качестве накопительных элементов, которая обычно называется просто полумостовой (см. рис. 3.1, г), точка соединения конденсаторов C_1 и C_2 образует искусственный вывод среднего потенциала источника питания. В один полупериод, например когда открыт ключ $K1$, происходит заряд конденсатора C_2 и разряд C_1 , а в другой полупериод, когда открыт ключ $K2$, наоборот — заряд C_1 и разряд C_2 .

Процессы в схеме при активной нагрузке R_n поясняются диаграммами на рис. 3.2. На интервале открытого состояния $K1$ ток этого ключа i_{K1} (а также и ток первичной обмотки трансформатора i_{w1}) равен сумме токов заряда второго конденсатора i_{C_2} и разряда первого конденсатора i_{C_1} . От источника питания U_{ex} потребляется ток i_n , равный току заряда второго конденсатора. К первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение разряжающегося конденсатора U_{C_1} .

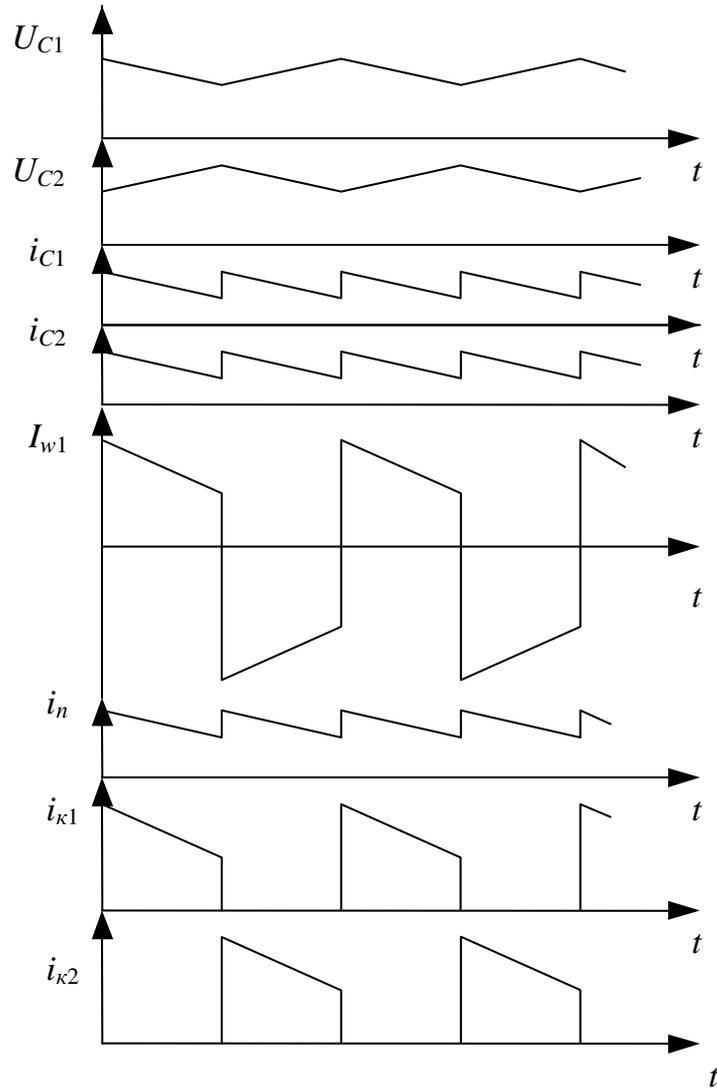


Рис. 3.2 — Процессы в полумостовом инверторе

Обычно амплитуда колебания напряжения ΔU_C на конденсаторах в процессе поочередного заряда и разряда задается в пределах единиц или десятых долей процентов от U_{ex} . Исходя из заданного значения ΔU_C величина емкости конденсаторов определяется по приближенному выражению:

$$C = \frac{I_{w1}}{4f\Delta U_C}.$$

При указанных выше значениях ΔU_C эффективное значение напряжения на первичной обмотке трансформатора стремится к $U_{ex}/2$, а эффективное значение тока первичной обмотки — к

$U_{ex}/2R_n$ (при равенстве витков первичной и вторичной обмоток трансформатора).

В двухтактной схеме с одним накопительным конденсатором (см. рис. 3.1, д) в течение одного полупериода, когда открыт ключ $K1$, конденсатор заряжается, в течение другого полупериода, когда открыт ключ $K2$, разряжается.

Так как конденсатор пропускает только переменную составляющую тока, то к нагрузке Z_n будет приложено переменное напряжение, а на конденсаторе выделится постоянная составляющая напряжения, равная $U_{ex}/2$. Следовательно, амплитуда переменного напряжения на Z_n будет равна $U_{ex}/2$, а форма кривой близка к прямоугольной при выборе конденсатора с достаточно большой емкостью.

По второму классификационному признаку все схемы инверторов подразделяются на инверторы напряжения и инверторы тока. В инверторах напряжения формируется заданная форма выходного напряжения, а форма тока определяется как напряжением, так и характером нагрузки. В инверторах тока, наоборот, формируется форма выходного тока. Подробнее эти вопросы будут рассмотрены ниже.

3.2 Однофазный мостовой инвертор напряжения

При анализе процессов в схеме инвертора, представленной на рис. 3.3, сделаем допущение о том, что транзисторы переключаются мгновенно.

Коэффициент трансформации трансформатора, как и обычно, $k_{mp} = U_1/U_2 = W_1/W_2$.

Ток намагничивания i_μ реальных высокочастотных трансформаторов значительно меньше номинального рабочего тока, поэтому можно считать $i_\mu \approx 0$. Тогда закон равенства ампервитков можно записать как $W_1 i_1 = W_2 i_2$ или $W_1 i_1 - W_2 i_2 = 0$. Поэтому если в первичной обмотке ток в начало втекает, то во вторичной из начала вытекает, что и учтено при разметке направлений токов на схеме.

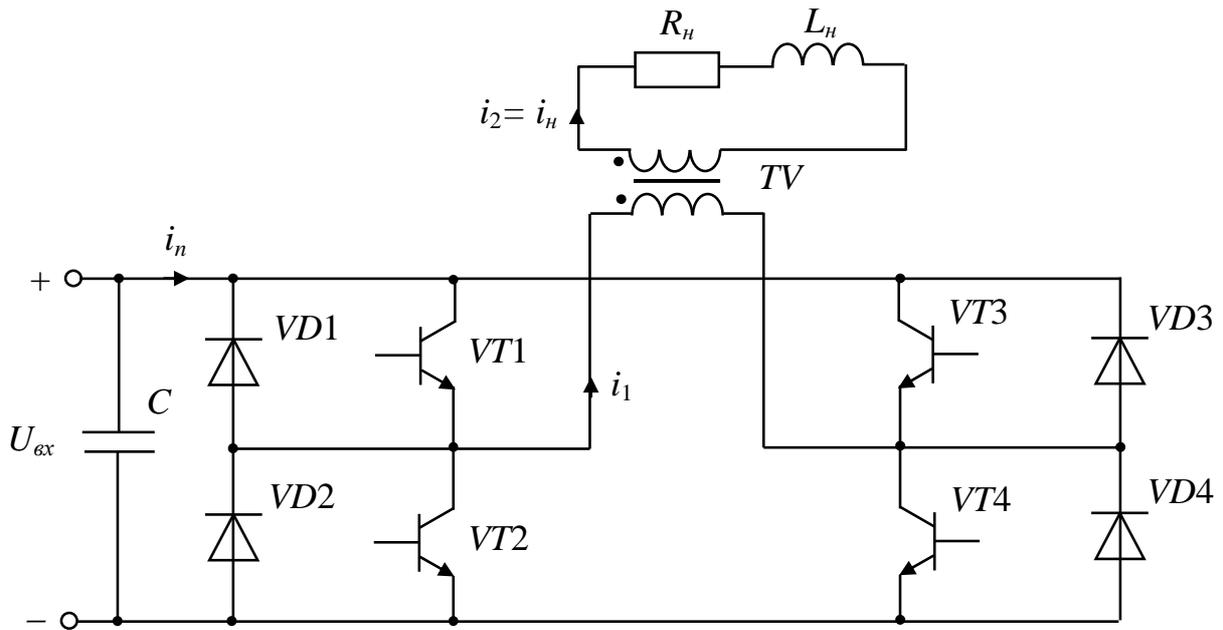


Рис. 3.3 — Схема однофазного мостового транзисторного инвертора напряжения

На первом полупериоде работы схемы (интервал $0—T/2$) открыты транзисторы $VT1$, $VT4$ и закрыты $VT2$, $VT3$, на втором полупериоде (интервал $T/2—T$) — состояние транзисторов противоположное.

Рассмотрим процессы в инверторе при наиболее характерных типах нагрузки.

Случай a : $R_H \neq 0$; $L_H = 0$ (диаграммы на рис. 3.4).

Ток и напряжение на нагрузке i_H и U_H имеют прямоугольную форму и совпадают по фазе. Потребляемый инвертором ток i_n идеально сглажен, через транзисторы протекают токи в форме прямоугольных импульсов. Диоды $VD1—VD4$, получившие название обратных, в работе схемы не участвуют.

Средние и мгновенные значения токов связаны соотношением:

$$I_{n_{cp}} = i_{n_{max}} = i_{1_{max}} = i_{VT_{max}} = \frac{i_{H_{max}}}{k_{mp}}.$$

В цепи протекания тока i_1 в любой момент оказываются два транзистора с падением напряжения в открытом состоянии ΔU_{VT} на каждом, поэтому напряжение на нагрузке составляет величину:

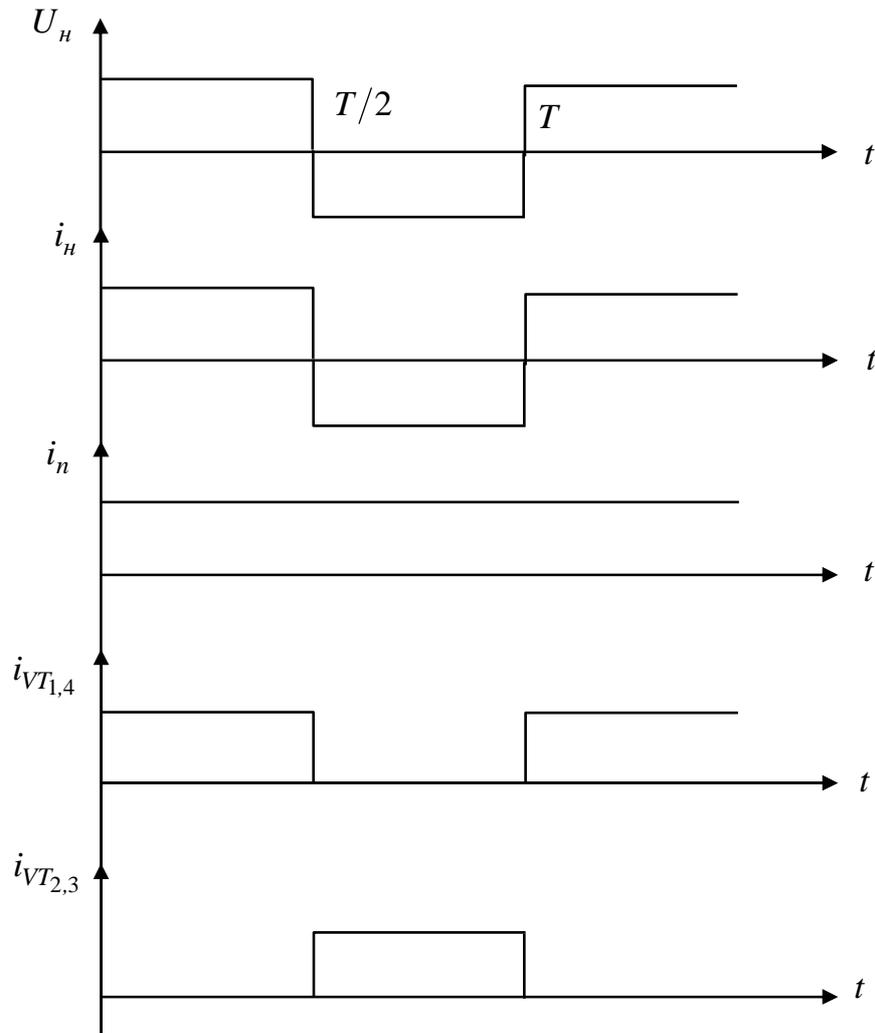


Рис. 3.4 — Процессы в инверторе напряжения при активной нагрузке

$$u_{H_{\max}} = \frac{u_{1_{\max}}}{k_{mp}} = \frac{U_{\text{вх}} - 2\Delta U_{VT}}{k_{mp}}. \quad (3.2)$$

Активная мощность, передаваемая в нагрузку:

$$P_H = I_{H_{\text{эф}}}^2 \cdot R_H = i_{H_{\max}}^2 \cdot R_H = u_{H_{\max}} \cdot i_{H_{\max}}. \quad (3.3)$$

Потребляемая от источника мощность P_n с учетом КПД η :

$$P_n = P_H / \eta = U_{\text{вх}} \cdot I_{ncp}.$$

Случай б: $R_H \neq 0$; $L_H \neq 0$ (диаграммы на рис. 3.5).

Начнем рассмотрение процессов с момента $t = t_1$. Открыты транзисторы $VT1$ и $VT4$, токи нагрузки и потребляемый возрастает по экспоненте от нулевого значения. На интервале $t_1—T/2$ происходит потребление энергии от источника, напряжение на нагрузке определяется выражением (3.2).

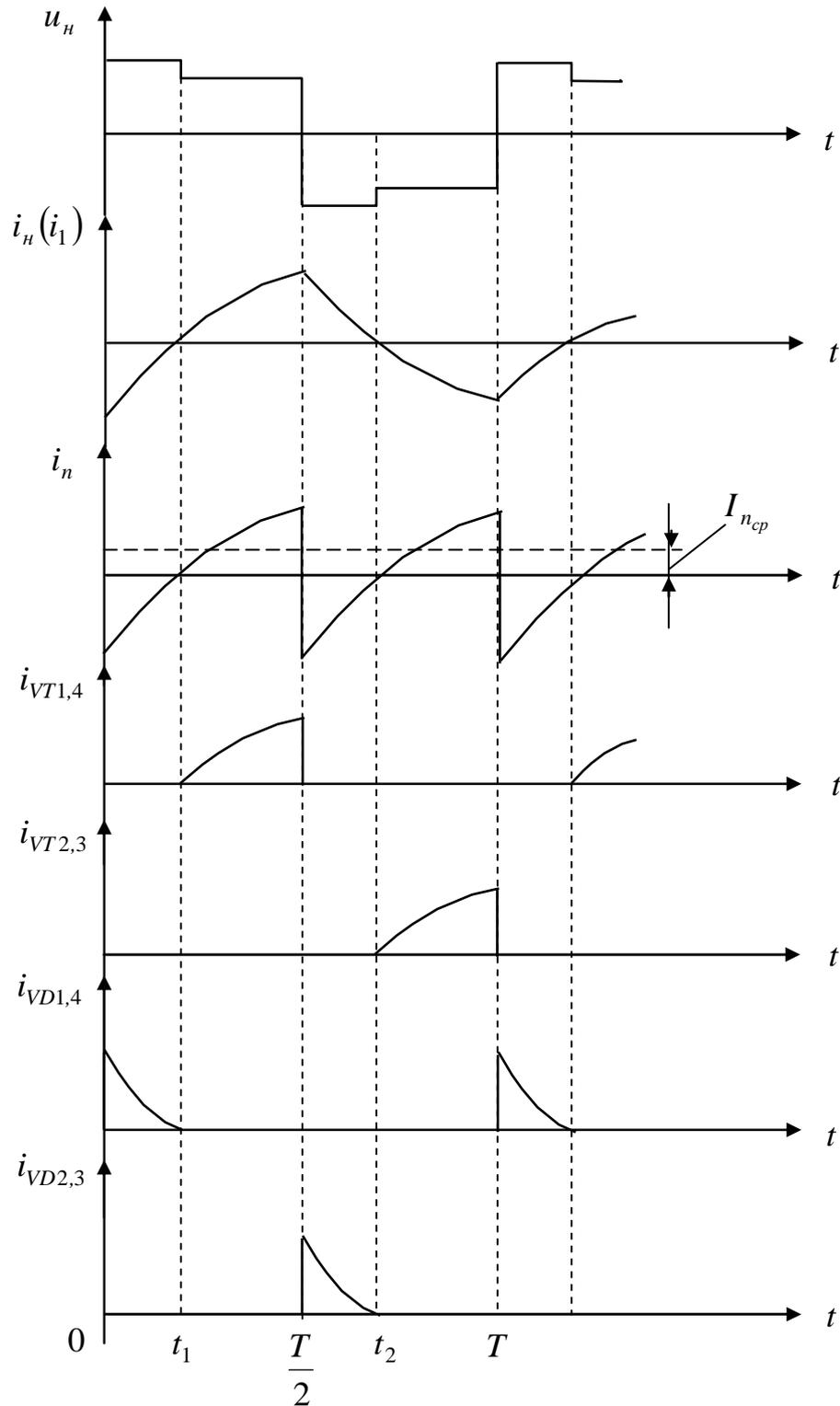


Рис. 3.5 — Процессы в инверторе напряжения при активно-индуктивной нагрузке

В момент $t = T/2$ транзисторы переключаются, но токи i_n , а следовательно, и i_1 продолжают протекать в прежнем направлении, спадая по экспоненте. Цепь протекания тока первичной об-

мотки трансформатора i_1 теперь будет составлена через открывшиеся диоды $VD2$, $VD3$ и конденсатор C на входе схемы. На интервале $T/2—t_2$ ток i_n направлен навстречу обозначенному на схеме направлению i_n , т.е. на этом интервале энергия, накопленная в индуктивности нагрузки, возвращается в источник или накапливается в конденсаторе C . На интервале возврата энергии ток i_1 протекает навстречу ЭДС источника, кроме того, в цепи два диода с падением напряжения в открытом состоянии ΔU_{VD} на каждом. Следовательно, напряжение на нагрузке будет:

$$U_{H_{\max}} = \frac{u_{1_{\max}}}{k_{mp}} = \frac{U_{ex} + 2\Delta U_{VD}}{k_{mp}}. \quad (3.5)$$

После спада тока нагрузки до нуля, начиная с момента $t = t_2$, вновь энергия потребляется от источника, но теперь ток в первичной цепи трансформатора протекает через транзисторы $VT2$, $VT3$, а направление токов i_n и i_1 — противоположное относительно указанного на схеме. Далее процессы протекают аналогично рассмотренному.

Соотношения для токов и мощностей при активно-индуктивной нагрузке будут следующие:

$$I_{n_{cp}} < i_{n_{\max}}; \quad i_{n_{\max}} = i_{1_{\max}} = \frac{i_{H_{\max}}}{k_{mp}}; \quad (3.6)$$

$$P_H \neq U_{H_{\max}} \cdot i_{H_{\max}}; \quad P_H = I_{H_{эф}}^2 \cdot R_H; \quad (3.7)$$

$$P_n = \frac{P_H}{\eta} = U_{ex} \cdot I_{n_{cp}}. \quad (3.8)$$

Случай *в*: $R_H = 0$; $L_H \neq 0$ (диаграммы на рис. 3.6).

Процессы аналогичны случаю активно-индуктивной нагрузки, но только токи изменяются по линейному закону (если пренебречь активными потерями в схеме и падением напряжения на полупроводниковых элементах). Среднее значение потребляемого тока (в идеализированном инверторе) равно нулю, активная мощность от источника не потребляется, а происходит только попеременная передача энергии из источника в нагрузку и обратно.

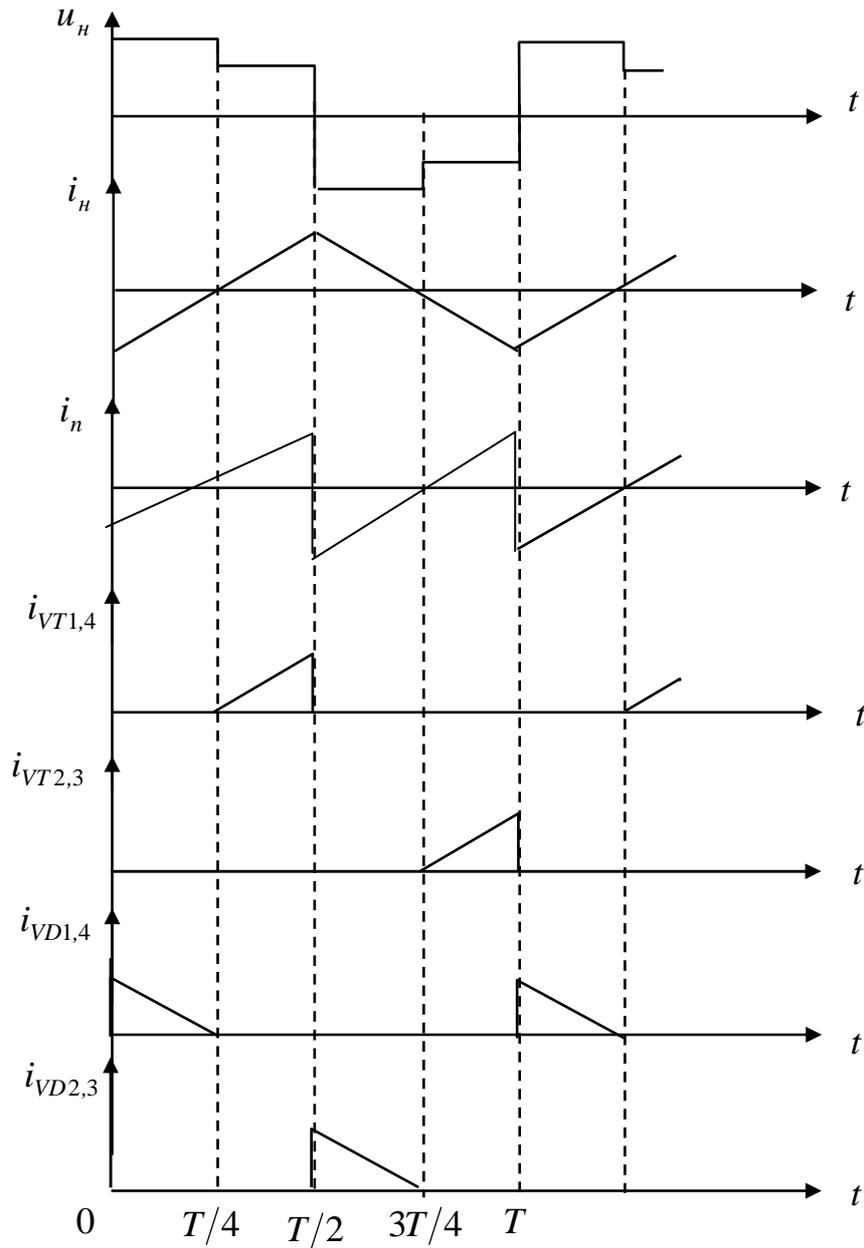


Рисунок 3.6 — Процессы в инверторе напряжения при чисто индуктивной нагрузке

В реальном инверторе от источника при чисто индуктивной нагрузке потребляется активная мощность, равная мощности потерь в элементах схемы.

Подводя итог рассмотренному, можно сделать следующие выводы:

1) в инверторе напряжения ток нагрузки отстает от напряжения;

2) для обеспечения цепи протекания тока на интервале возврата энергии в источник обязательно включение в схему обратных диодов и конденсатора на входе, так как даже при чисто активной нагрузке в схеме присутствуют паразитные индуктивности. Конденсатор можно не включать в том случае, если внутреннее сопротивление источника питания близко к нулю (как, например, у аккумуляторной батареи).

Мостовой инвертор напряжения является достаточно универсальной схемой, позволяющей без каких-либо изменений силовой цепи регулировать значение выходного напряжения за счет формирования в кривой этого напряжения пауз на нулевом уровне между соседними импульсами противоположной полярности. Для пояснения принципа регулирования воспользуемся схемой на рис. 3.7 и диаграммами на рис. 3.8.

Задающий генератор ЗГ с выходным трансформатором TV1 переключает в противотакте транзисторы VT1 и VT2 (за счет противоположного подключения начал и концов вторичных обмоток трансформатора) и, кроме того, синхронизирует работу генератора линейно-нарастающего пилообразного напряжения ГПН. С помощью компаратора К пилообразное напряжение $U_{ГПН}$ сравнивается с задающим постоянным напряжением U_3 . В моменты равенства этих напряжений формирователь импульсов ФИ вырабатывает импульсы напряжения, которые изменяют состояние триггера Т на противоположное. В результате триггер вырабатывает прямоугольные импульсы U_T длительностью $T/2$. Элемент НЕ производит логическую инверсию импульсов U_T , т.е. сдвигает их на 180° . Последовательностями импульсов U_T и $U_{НЕ}$ управляется схема на транзисторах VT5 и VT6. По внешнему виду это схема нерегулируемого двухтактного нулевого инвертора напряжения, а по назначению — усилитель мощности сигналов управления транзисторами VT3 и VT4. Напряжения обмоток выходного трансформатора TV2 усилителя мощности по форме точно такие же, как и напряжения обмоток трансформатора TV1, но сдвинуты по времени на величину τ . Сдвиг этот можно регулировать изменением задающего напряжения U_3 .

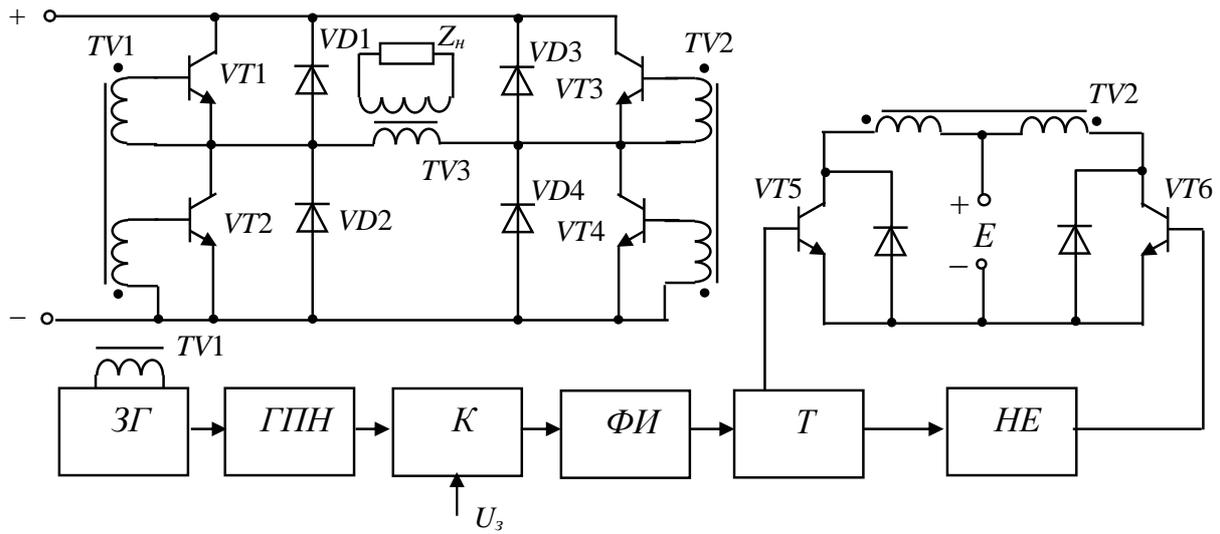


Рис. 3.7 — Регулируемый инвертор напряжения

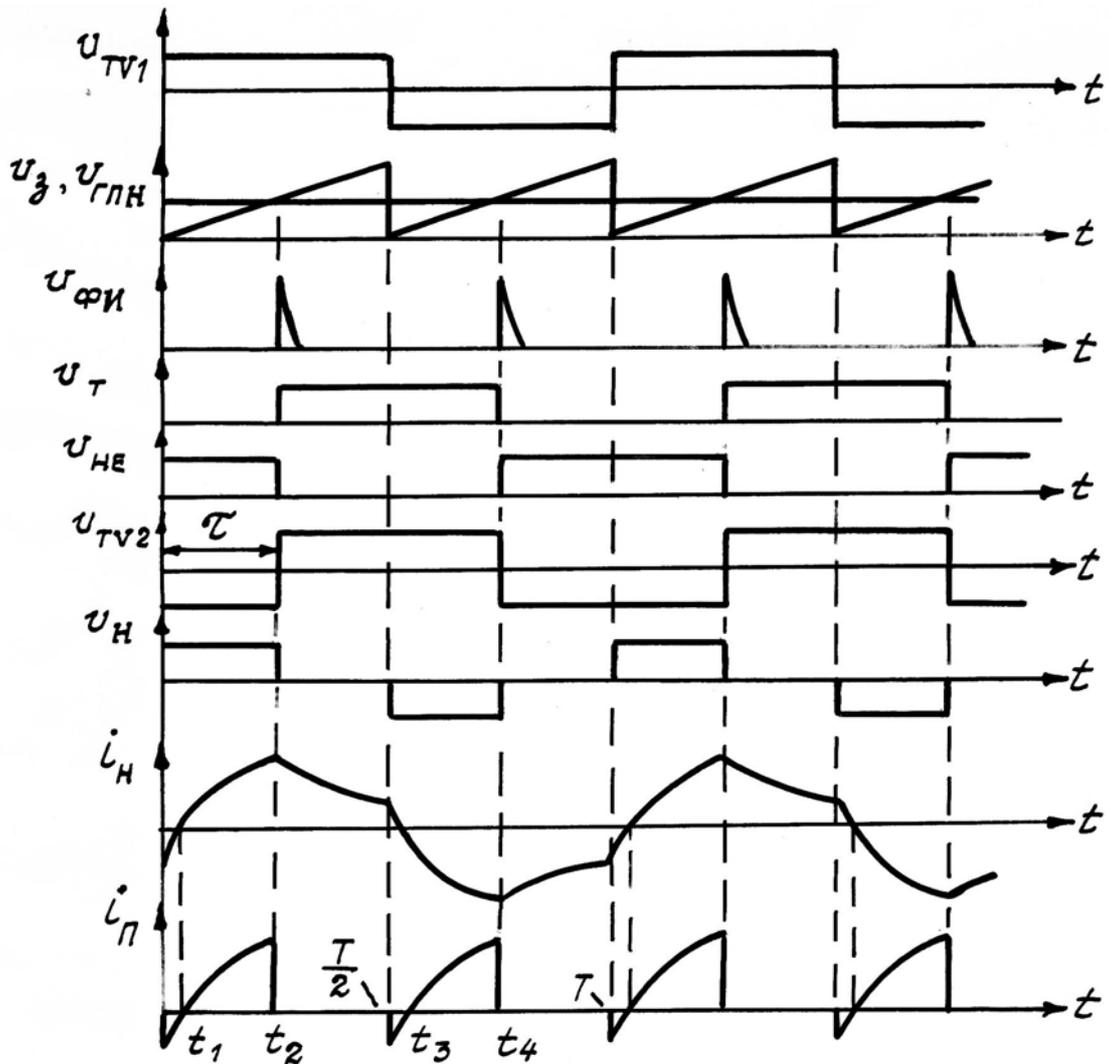


Рис. 3.8 — Процессы в регулируемом инверторе напряжения

Рассмотрим работу инвертора на активно-индуктивную нагрузку, полагая все элементы схемы идеализированными.

На интервале $t_1—t_2$ открыты транзисторы $VT1$ и $VT4$, к первичной обмотке трансформатора инвертора $TV3$ приложено напряжение источника, ток нагрузки возрастает от нуля до максимального значения.

В момент $t = t_2$ $VT4$ выключается, первичная обмотка $TV3$ отключается от источника. На интервале $t_2—T/2$ под действием энергии, накопленной в индуктивности нагрузки, по первичной обмотке, спадая, протекает ток в прежнем направлении, замыкаясь через $VT1$ и обратный диод $VD3$. На первичной обмотке $TV3$ и соответственно на нагрузке формируется пауза в напряжении.

Если индуктивность нагрузки достаточно велика, то к моменту $T/2$ ток нагрузки не успевает спасть до нуля.

В момент $T/2$ закрывается транзистор $VT1$, отпирающий сигнал подается на $VT2$ (на $VT3$ еще ранее также подан отпирающий сигнал). На интервале $T/2—t_3$ ток спадает до нуля, замыкаясь по цепи: первичная обмотка $TV3$ — обратный диод $VD3$ — источник питания — обратный диод $VD2$ — первичная обмотка $TV3$. К первичной обмотке $TV3$ через указанные открытые диоды прикладывается напряжение источника в обратной полярности.

На интервале $t_3—t_4$ открыты $VT2$ и $VT3$, к первичной обмотке приложено в отрицательной полярности напряжение источника, ток нагрузки нарастает в отрицательной полярности. Далее процессы происходят аналогично.

При малой индуктивности нагрузки за время паузы ток нагрузки успевает спасть до нуля, и интервалов возврата энергии в источник нет.

В случае активной нагрузки кривая i_n по форме повторяет кривую u_n .

Из диаграмм видно, что при изменении τ от нуля до $T/2$ (или, что то же самое, изменении $\gamma = \frac{\tau}{T/2}$ от нуля до единицы)

выходное напряжение будет регулироваться от нуля до максимального значения, соответствующего нерегулируемому инвер-

тору. Такое регулирование принято называть широтно-импульсным (ШИР).

Среднее и эффективное значения выходного напряжения при ШИР определяются из соотношений:

$$U_{Hcp} = \frac{2}{T} \int_0^{\tau} \frac{u_{ex}}{k_{mp}} dt = \frac{2U_{ex}\tau}{T \cdot k_{mp}} = \frac{U_{ex}}{k_{mp}} \gamma; \quad (3.9)$$

$$U_{Hэф} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\tau} \frac{u_{ex}^2}{k_{mp}^2} dt} = \sqrt{\frac{2U_{ex}^2\tau}{Tk_{mp}^2}} = \frac{U_{ex}}{k_{mp}} \sqrt{\gamma}. \quad (3.10)$$

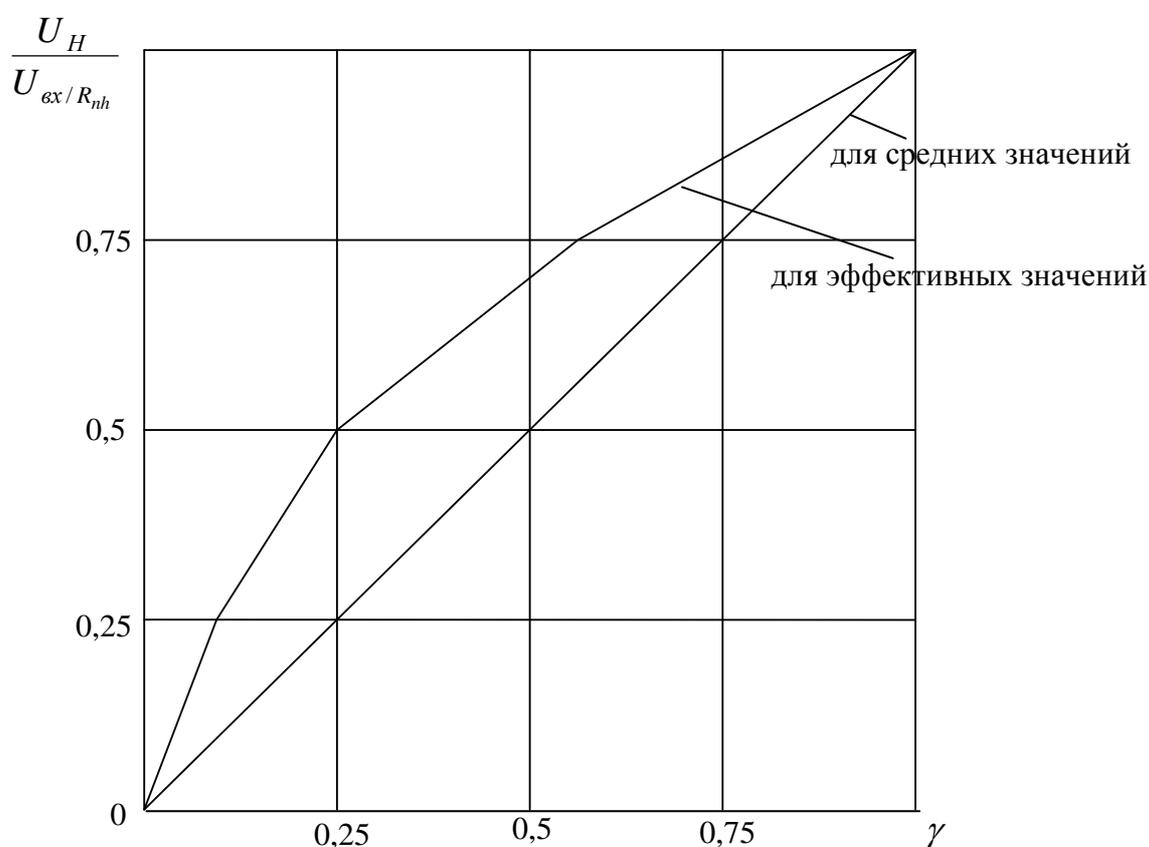


Рис. 3.9 — Регулировочные характеристики мостового инвертора напряжения с ШИР

Отметим особенности протекания процессов при выпрямительной нагрузке, характерной источникам питания со звеном повышенной частоты. В таких устройствах фильтр высокочастотного выпрямителя всегда начинается с дросселя L_{ϕ} для обеспечения минимальных пульсаций тока. Пренебрегая этими пульсациями, будем считать, что ток дросселя идеально сглажен, и

при таком допущении рассмотрим работу схемы на рис. 3.10 с использованием диаграмм на рис. 3.11.

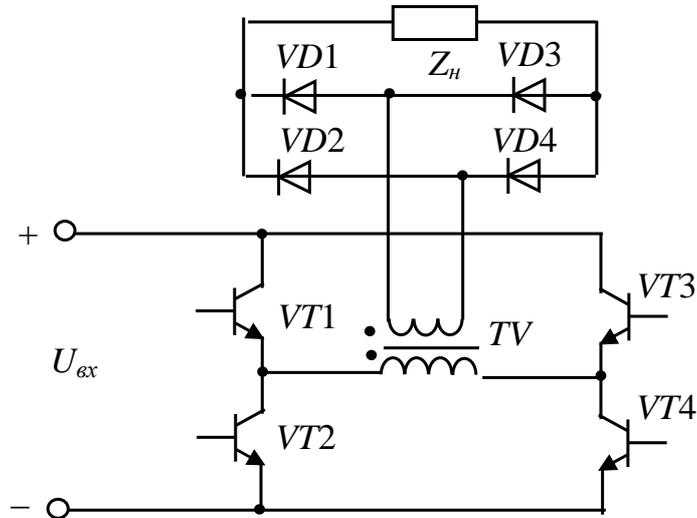


Рисунок 3.10 — Инвертор напряжения с выпрямительной нагрузкой

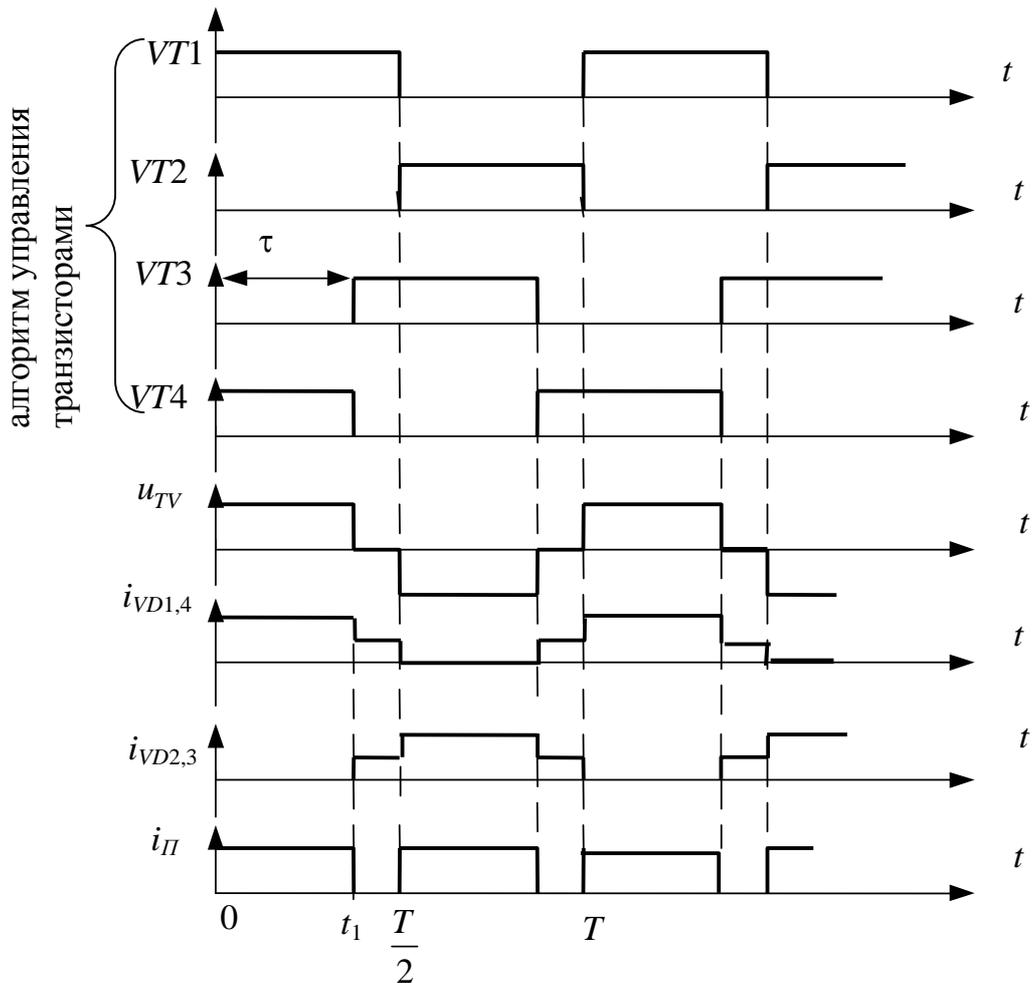


Рис. 3.11 — Процессы в инверторе напряжения с выпрямительной нагрузкой и индуктивной реакцией фильтра

Здесь на интервале $0—t_1$ от источника потребляется прямоугольный импульс тока через открытые транзисторы $VT1$ и $VT4$, а ток нагрузки протекает через диоды $VD1$ и $VD4$.

При закрытом $VT4$ на интервале $t_1—T/2$ потребление энергии от источника не происходит, а постоянный ток нагрузки замыкается через параллельно включенные цепочки диодов $VD1, VD3$ и $VD2, VD4$, делясь между ними пополам.

В момент $t = T/2$ включается $VT2$, через него и $VT3$ к первичной обмотке TV прикладывается напряжение источника в противоположной полярности, и начинает протекать ток i_n , в выпрямителе остаются во включенном состоянии $VD2; VD3$ и т.д.

Таким образом, паузу с нулевым уровнем выходного напряжения здесь создают диоды выпрямителя при отключении первичной обмотки трансформатора от источника. Кроме того, отсутствует явление возврата реактивной мощности в источник. Поэтому при идеализированных элементах обратные диоды в схеме инвертора не нужны (нет их и на рис. 3.9). В реальных же схемах, где присутствуют паразитные индуктивности, необходимо включать обратные диоды и при выпрямительной нагрузке.

В устройствах силовой электроники в случаях больших мощностей требуется параллельное включение элементов. При построении инверторов целесообразно включать параллельно не полупроводниковые приборы, а инверторные ячейки, как показано на рис. 3.12.

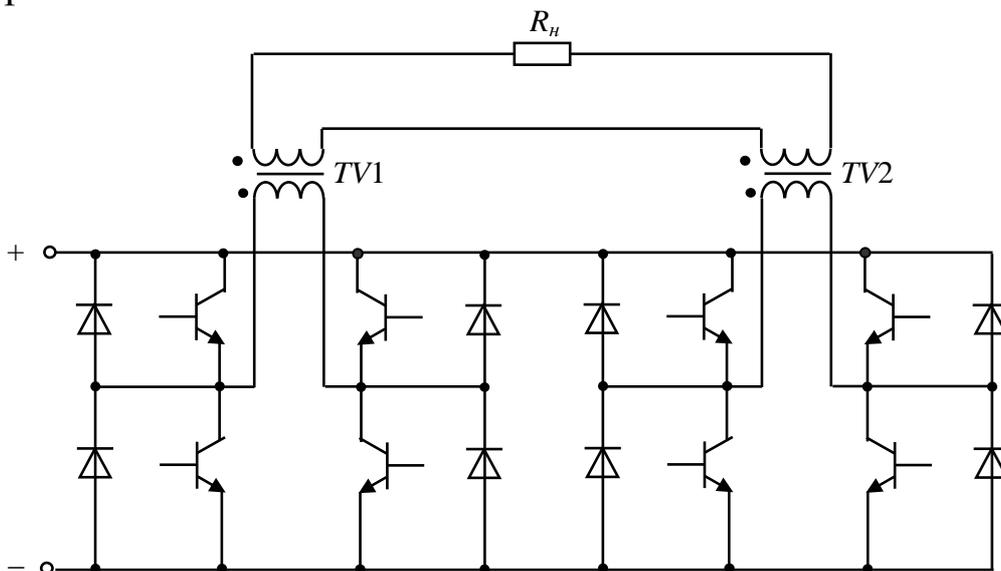


Рис. 3.12

При параллельном соединении транзисторов или диодов необходимо обеспечивать схемотехнически равномерное деление токов через эти элементы. В схеме же на рис. 3.12 деление токов обеспечивается автоматически за счет последовательного соединения вторичных обмоток трансформаторов инверторных ячеек (ячейки должны управляться синхронно).

3.3 Формирование выходного напряжения

В связи с тем, что транзисторы инверторов работают в ключевом режиме, естественной формой выходного напряжения является прямоугольная. Такая форма удобна для нагрузок постоянного тока, подключенных к инвертору через выпрямитель и фильтр. Для нагрузок переменного тока наиболее эффективной является синусоидальная форма напряжения. Кроме того, в ряде случаев такая форма жестко регламентируется, например в получивших широкое распространение источниках бесперебойного электропитания персональных и промышленных компьютеров.

В электротехнике качество переменного напряжения или приближение его формы к синусоидальной принято характеризовать коэффициентом гармоник k_2 , процентом, определяемым как отношение действующего значения высших гармоник к действующему значению первой (основной) гармоники, т.е.:

$$k_2 = 100 \sum_{n=n_{\min}}^{n=\infty} \sqrt{(U_{(n)}/U_{(1)})^2} = 100 \sqrt{(U/U_{(1)})^2 - 1}, \quad (3.11)$$

где $U_{(n)}$ — действующее значение напряжения гармоники с номером n ; $U_{(1)}$ — действующее значение напряжения первой гармоники; U — действующее значение выходного напряжения; n_{\min} — номер ближайшей к основной высшей гармоники.

Прямоугольное напряжение с одним импульсом в полупериоде (см. кривую u_n на рис. 3.8), получаемое в результате широтно-импульсного регулирования, или, по другому, однократной широтно-импульсной модуляции (ШИМ), содержит нечетные гармоники с номером n , амплитуды которых:

$$U_{(n)} = \frac{4U_A}{n\pi} \sin\left(\gamma n \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.12)$$

где U_A — амплитуда прямоугольного напряжения.

На рис. 3.13 показаны зависимости k_2 и амплитудных значений напряжений нечетных гармоник с первой по седьмую.

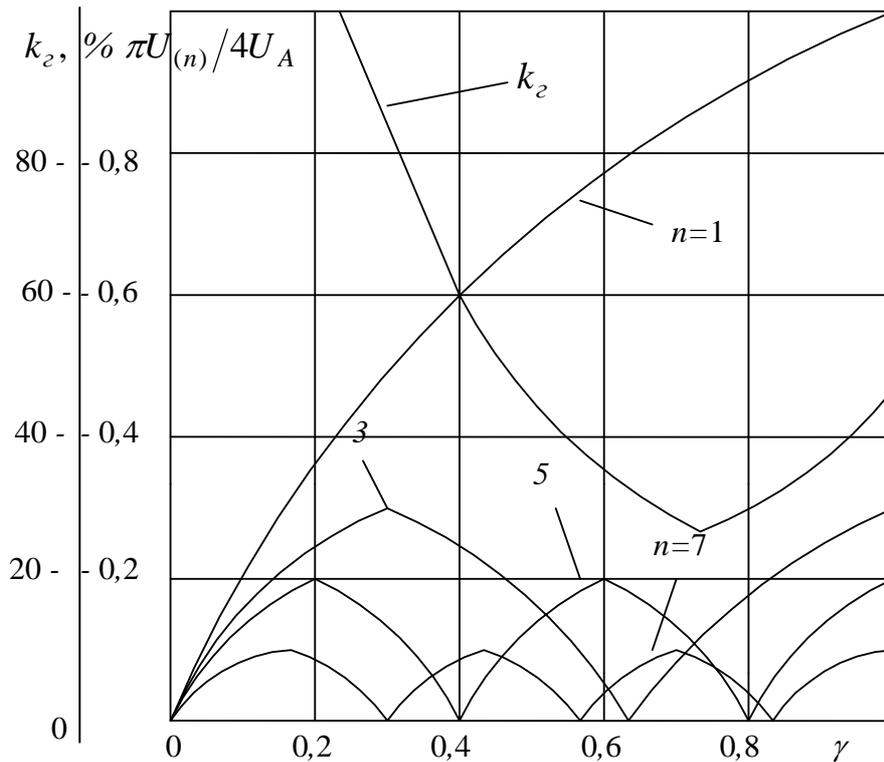


Рис. 3.13 — Характеристики напряжения при однородной ШИМ

Минимальное значение k_2 соответствует длительности импульса $\gamma = 0,74$ (пауза $46,44^\circ$), при котором $k_2 = 29\%$.

Но оказывается, что существенно меньшую реактивную мощность будут иметь элементы фильтра при равном качестве напряжения на выходе фильтра, если ввести в прямоугольное напряжение паузу 60° , когда $\gamma = 0,66$, а $k_2 = 31,21\%$.

Это объясняется тем фактом, что коэффициент k_2 не учитывает номера гармоник, а фильтровать, как известно, легче более высокочастотные гармоники. Из графиков на рис. 3.13 видно, что

при $\gamma = 0,74$ сравнительно велико значение $U_{(3)}$, а при $\gamma = 0,66$ третья гармоника отсутствует.

Таким образом, для минимизации элементов фильтра крайне желательно исключать из кривой выходного напряжения инвертора низшие гармоники. Это можно реализовать, применяя многократную ШИМ (несколько импульсов на полупериоде выходного напряжения).

Многократная ШИМ разделяется на равномерную и неравномерную в зависимости от длительности импульсных интервалов. При равномерной ШИМ полупериод разделен на целое число импульсных интервалов равной длительности (каждый интервал содержит смежные импульсы и нулевую паузу или смежные импульсы прямой и обратной полярности). При неравномерной ШИМ такое разделение отсутствует.

Кривая выходного напряжения на рис. 3.14, а (многократная неравномерная двухполярная ШИМ — на полупериоде выходного напряжения импульсы имеют противоположную полярность) при $\alpha_1 = 23,37^\circ$ и $\alpha_2 = 33,18^\circ$ не содержит третьей и пятой гармоник.

В кривой выходного напряжения на рис. 3.14, б (многократная неравномерная однополярная ШИМ — на полупериоде выходного напряжения импульсы одной полярности чередуются с паузами) исключены гармоники с третьей по одиннадцатую при $\alpha_1 = 18,17^\circ$; $\alpha_2 = 26,63^\circ$; $\alpha_3 = 36,87^\circ$; $\alpha_4 = 52,9^\circ$; $\alpha_5 = 56,68^\circ$.

Однополярная ШИМ обладает большей эффективностью, так как при равном числе импульсов с двухполярной исключается большее число гармоник, а остающиеся высшие гармоники имеют меньшие амплитуды.

Но хотя данный метод и обеспечивает легкую фильтрацию выходного напряжения инвертора, его реализация затруднена необходимостью поддержания относительно стабильных некруглых углов коммутации силовых транзисторов. Поэтому даже для выходной частоты инвертора 400 Гц изменение времени задержки выключения силовых транзисторов не должно превышать долей микросекунды, а частота задающего генератора при цифровой системе управления должна составлять несколько мегагерц.

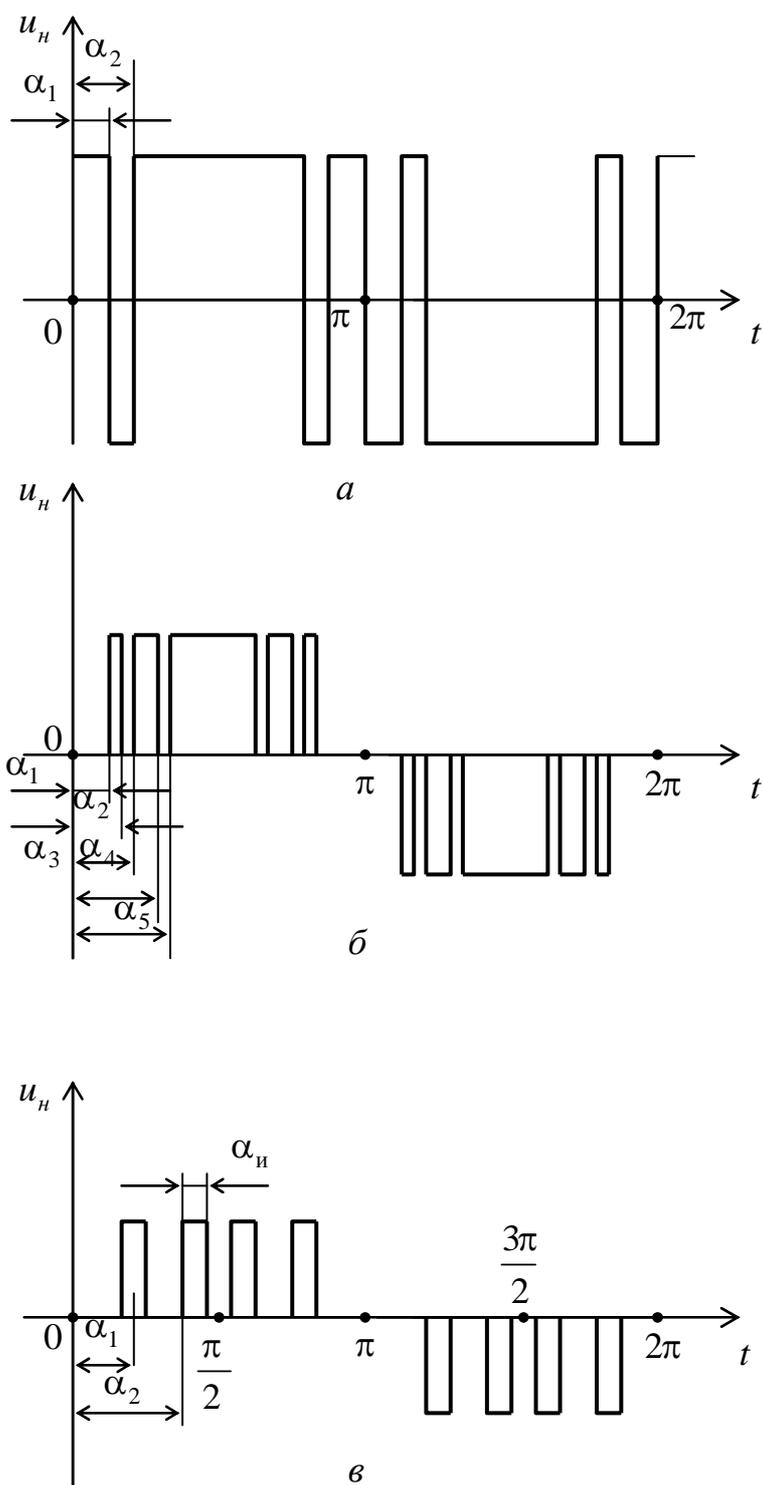


Рис. 3.14 — Многократная неравномерная ШИМ

При равномерной ШИМ значительно упрощается система управления. Для иллюстрации рассмотрим принцип формирования напряжения при однополярной модуляции и использовании синусоидальной функции построения. Здесь в системе управления транзисторами инвертора используется эталонное синусои-

дальное (или аппроксимирующее синусоиду ступенчатое либо трапецеидальное) напряжение u_y , как показано на рис. 3.15. Это напряжение сравнивается с опорным пилообразным $u_{ГПН}$, и в моменты их равенства формируется сигнал на переключение транзисторов. Благодаря этому, длительность импульса выходного напряжения u данного интервала пропорциональна амплитуде эталонного напряжения на этом интервале.

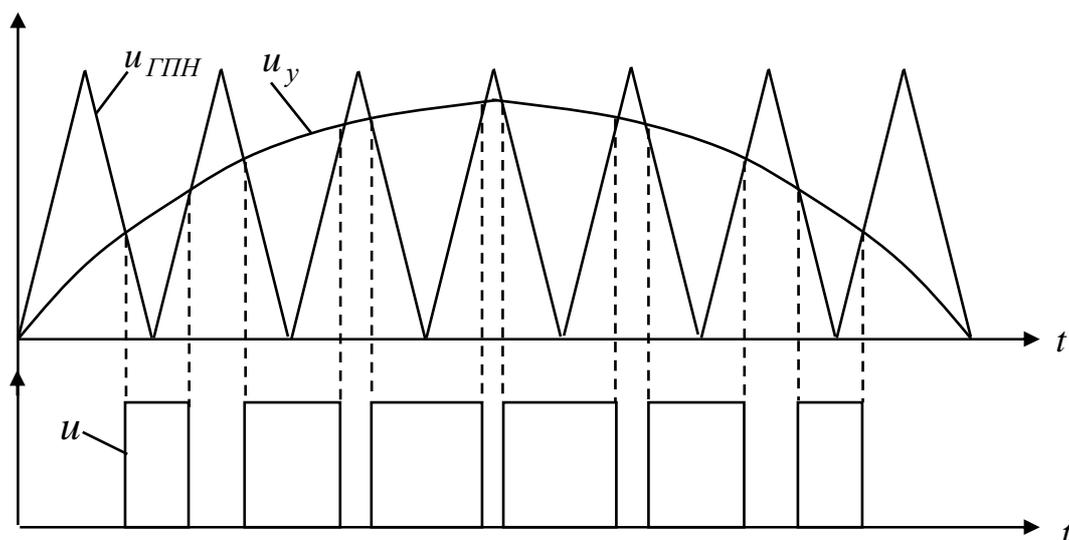


Рисунок 3.15 — Многократная равномерная однополярная ШИМ с синусоидальной функцией построения

Следует отметить, что во всех случаях эффективной является однополярная ШИМ. Реализуется однополярная ШИМ наиболее просто схемой мостового транзисторного инвертора напряжения. При реализации однополярной ШИМ прочими схемами инверторов (см. рис. 3.1) в них необходимо добавлять ключи, которые закорачивали бы нагрузку при выключении основных транзисторов для создания нулевых пауз в выходном напряжении.

3.4 Однофазный мостовой инвертор тока

Конфигурация соединения основных элементов схемы — транзисторов — осталась такой же, как и в инверторе напряжения, но на входе вместо конденсатора включен для формирования прямоугольного выходного тока дроссель L , а диоды вместо

шунтирования транзисторов подключены последовательно с транзисторами, как показано на рис. 3.16.

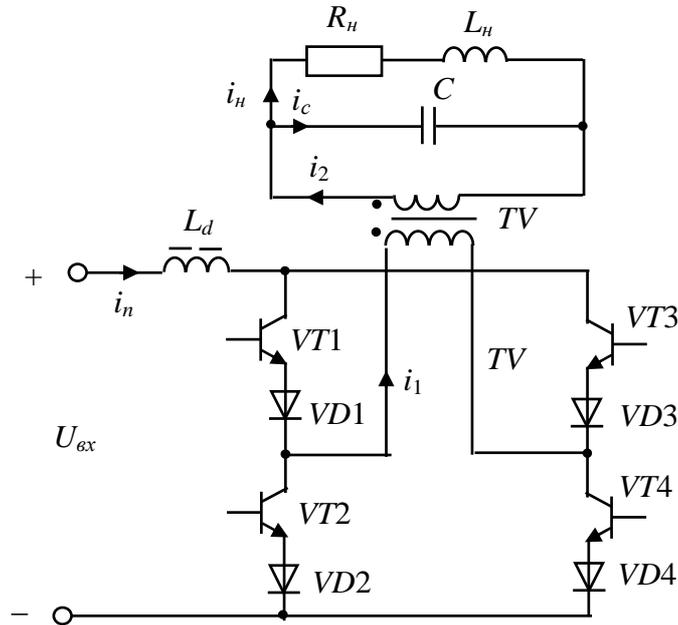


Рис. 3.16 — Схема однофазного мостового транзисторного инвертора тока

Предполагая идеализированными все элементы схемы и используя диаграммы на рис. 3.17, рассмотрим процессы, протекающие в нерегулируемом инверторе тока.

Алгоритм работы транзисторов такой же, как и в нерегулируемом инверторе напряжения, т.е. в один полупериод включены $VT1$ и $VT4$, в другой — $VT2$ и $VT3$. Пульсациями тока i_n вследствие наличия дросселя L_d на входе можно пренебречь. Тогда в первичной и вторичной обмотках трансформатора будут формироваться прямоугольные токи i_1 и i_2 , как показано на рис. 3.17.

Подключенный параллельно активно-индуктивной нагрузке конденсатор C необходим для компенсации реактивной мощности нагрузки. В моменты смены полярности тока i_2 ток i_n вследствие наличия индуктивности L_n еще сохраняет свое прежнее направление, т.е. токи i_1 и i_n направлены навстречу и суммой этих токов перезаряжается конденсатор C . При отсутствии конденсатора возникли бы перенапряжения, т.е. схема стала бы неработоспособной.

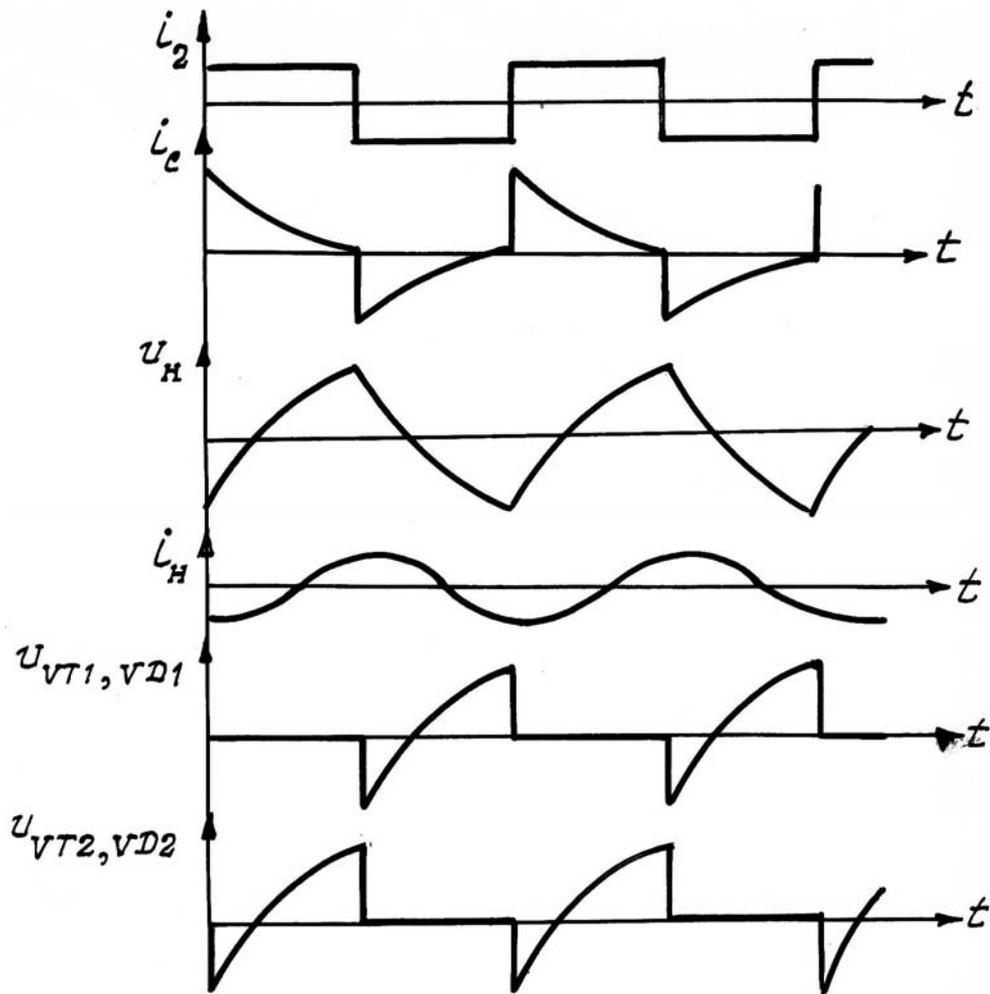


Рис. 3.17 — Процессы в инверторе тока

В отличие от инвертора напряжения в инверторе тока напряжение на нагрузке u_H (напряжение u_H является и напряжением на конденсаторе, т.к. они включены параллельно) отстает от выходного тока инвертора i_2 .

На интервалах времени, когда ток i_2 и напряжение u_H имеют разные знаки, к закрытым ключевым элементам прикладывается напряжение отрицательной полярности. Поэтому для защиты транзисторов от обратного напряжения в схему введены последовательные диоды.

Особенностями инверторов тока являются мягкость внешней характеристики (сильная зависимость величины выходного напряжения от сопротивления нагрузки) и недопустимость режима холостого хода (в инверторе на идеализированных элементах напряжение холостого хода равно бесконечности). Вследст-

вие указанных недостатков инверторы тока находят ограниченное применение (например, они не применяются в источниках питания со звеном повышенной частоты).

3.5 Трехфазные инверторы напряжения

Трехфазные транзисторные инверторы применяются на практике для создания трехфазных сетей переменного тока на автономных объектах и для управления электродвигателями переменного тока.

На первый взгляд, самый простой и очевидный вариант построения трехфазного инвертора заключается в использовании трех однофазных инверторов, управляемых со сдвигом в 120° . Но этот вариант не эффективен и не применяется. Из многообразия схемных решений трехфазных инверторов практическое применение находит лишь одна схема — мостовая, представленная на рис. 3.18. Здесь нагрузка соединена в звезду и подключена прямо к выходным зажимам А, В и С инвертора без трансформатора. Нагрузка может соединяться и в треугольник, а для согласования уровней напряжений инвертора и нагрузки могут использоваться три однофазных либо один трехфазный трансформатор, как и в обычных трехфазных системах переменного напряжения.

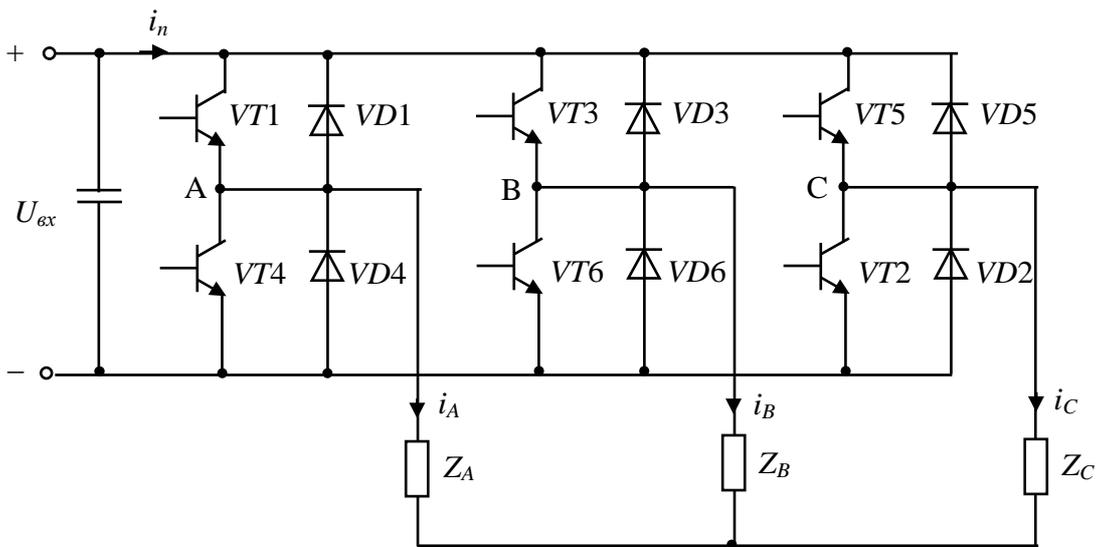


Рис. 3.18 — Трехфазный мостовой инвертор напряжения

Электромагнитные процессы и характеристики инвертора определяются следующими факторами:

1) схемой соединения нагрузки — в звезду или в треугольник;

2) способом управления транзисторами — 180-градусное или 120-градусное управление;

характером нагрузки, который определяется коэффициентом $K = R_n / \omega \cdot L_n$.

При 180-градусном управлении каждый из транзисторов находится в открытом состоянии 180° , пары транзисторов, образующих вертикальные стойки, как и в однофазных двухтактных схемах, работают в противофазе, управление вертикальными стойками транзисторов осуществляется со сдвигом на 120° . Алгоритм управления транзисторами и диаграммы напряжений в схеме показаны на рис. 3.19.

Транзисторы на схеме пронумерованы в соответствии с очередностью их включения. Управляющие импульсы на каждый очередной транзистор подаются через 60° . В результате на интервале одного периода выходного напряжения образуется шесть интервалов I–VI неизменного состояния схемы.

Например, на интервале I открыты транзисторы VT1, VT5 и VT6. Если принять потенциал отрицательного зажима источника питания за нулевой, то потенциалы точек А, В и С для рассматриваемого интервала будут равны:

$$\varphi_A = U_{ex}; \quad \varphi_B = 0; \quad \varphi_C = U_{ex}.$$

Линейные напряжения на интервале I:

$$u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B = U_{ex};$$

$$u_{BC} = \varphi_B - \varphi_C = -U_{ex};$$

$$u_{CA} = \varphi_C - \varphi_A = 0.$$

Аналогично можно проследить и формирование линейных напряжений на остальных интервалах. В итоге на выходе инвертора появляются три линейных напряжения (u_{AB} , u_{BC} , u_{CA}) с амплитудой, равной напряжению U_{ex} , и с паузой на нулевом уровне 60° . Эти напряжения взаимно сдвинуты на 120° . Наличие указан-

ной паузы автоматически обеспечивает достаточно хорошее качество переменного напряжения (см. рис. 3.13), так как отсутствуют третья и кратные ей гармоники.

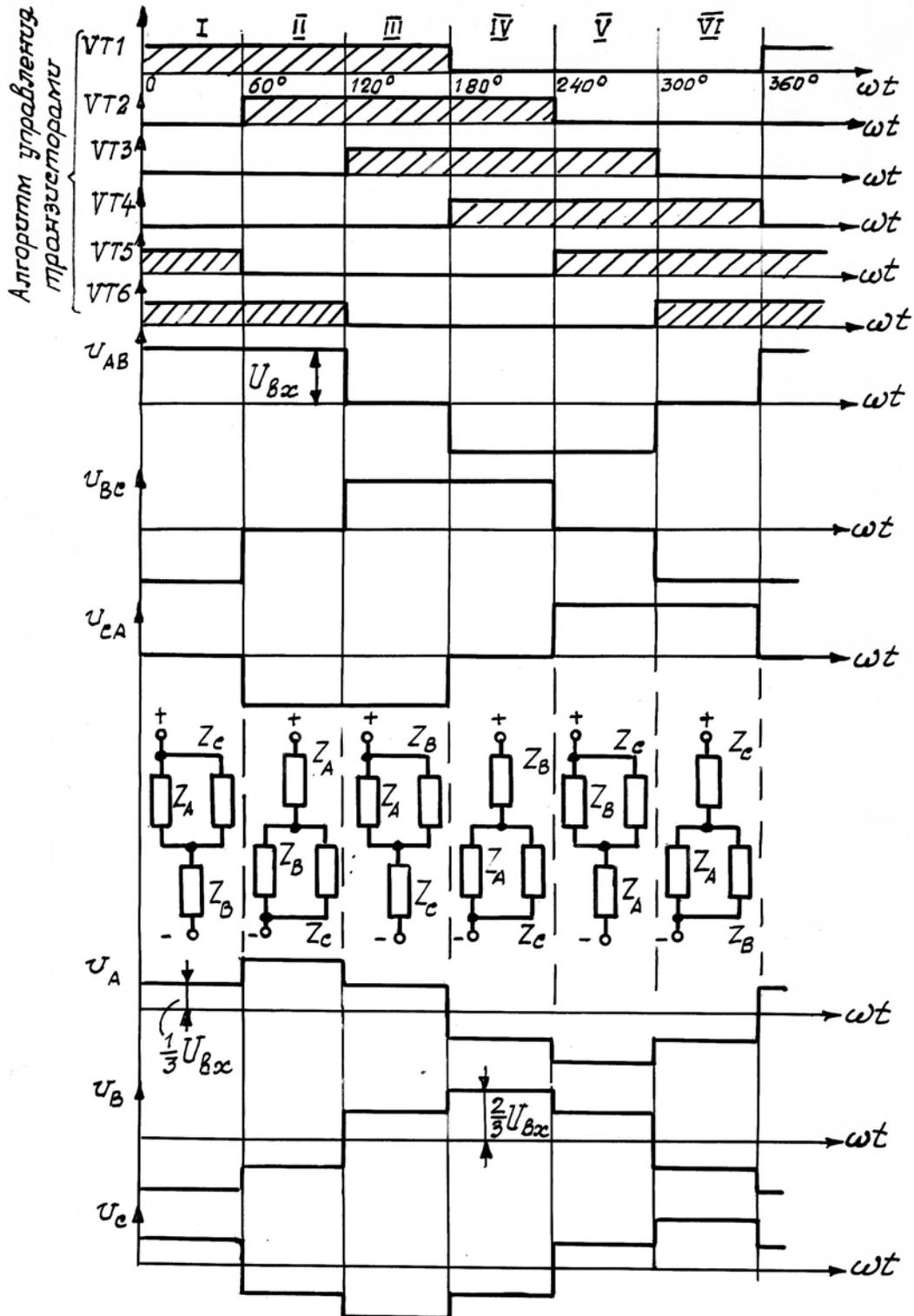


Рис. 3.19 — Напряжения в трехфазном мостовом инверторе при 180-градусном управлении

Эффективное значение линейного напряжения:

$$U_{L_{эф}} = \sqrt{\gamma} \cdot U_{вх} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{вх} = 0,816 \cdot U_{вх}. \quad (3.13)$$

Фазные напряжения наглядно и легко определяются для симметричной активной нагрузки, т.е. при $Z_A = Z_B = Z_C = R_n$. Схемы подключения нагрузок для каждого из шести интервалов показаны на рис. 3.19. На любом интервале фазные нагрузки подключаются к источнику питания так, что две из них включаются параллельно между собой и последовательно с третьей. В связи с этим очевидно, что в условиях равенства сопротивлений нагрузки в фазах напряжения фаз, нагрузки которых включены параллельно, равны $\pm U_{вх}/3$, а напряжение фазы, нагрузка которой включена последовательно, равно $\pm 2U_{вх}/3$. В результате фазные напряжения u_A, u_B, u_C имеют двухступенчатую форму с амплитудой первой ступени $U_{вх}/3$ и второй ступени $2U_{вх}/3$. Фазные напряжения также имеют взаимный фазовый сдвиг в 120° .

Эффективное значение фазного напряжения:

$$U_{\phi_{эф}} = \sqrt{2} \cdot U_{вх}/3 = 0,471 \cdot U_{вх}. \quad (3.14)$$

При активной нагрузке кривые токов i_A, i_B, i_C повторяют форму фазных напряжений.

В случае активно-индуктивной нагрузки на каждом из шести интервалов в соответствии с полярностью и величиной фазного напряжения токи без скачков нарастают или спадают. На рис. 3.20 для упрощения принято, что токи на интервалах изменяются не по экспоненте, а линейно.

Например, для тока i_C на начальных интервалах схемы замещения представлены на рис. 3.21 (здесь для каждого интервала изображены только те полупроводниковые приборы, которые на данном интервале открыты и через которые протекает выходной ток фазы C).

На интервале $0—60^\circ$ ток i_C спадает, т.к. в момент $\omega t = 0$ фазное напряжение вдвое уменьшается.

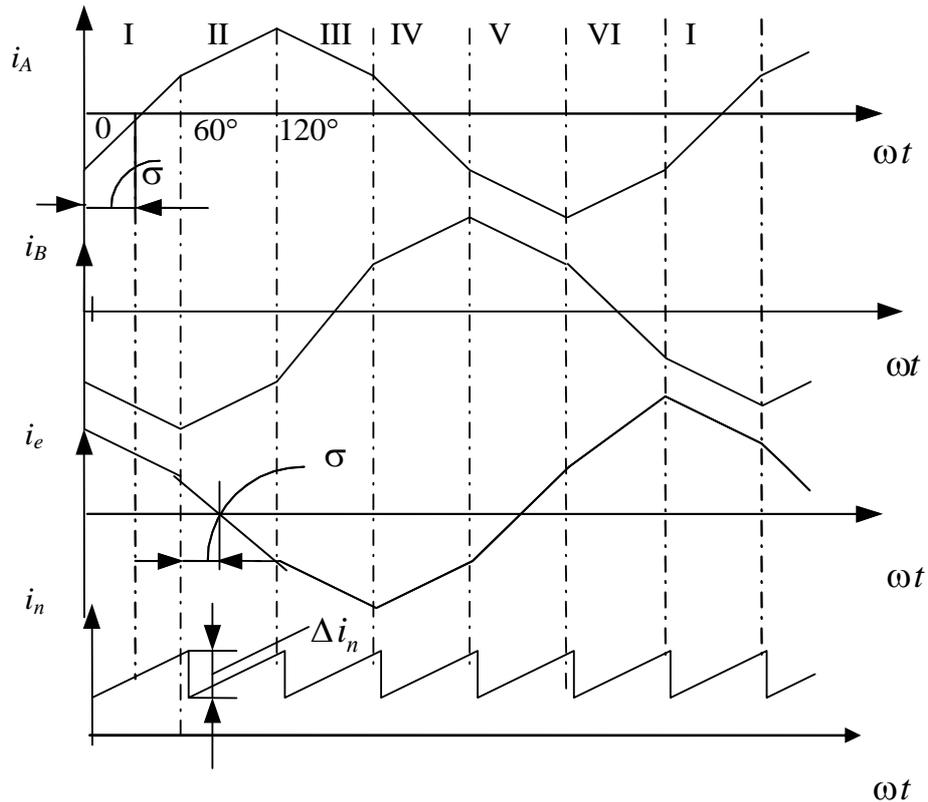


Рис. 3.20 — Диаграммы токов в трехфазном мостовом инверторе при 180-градусном управлении

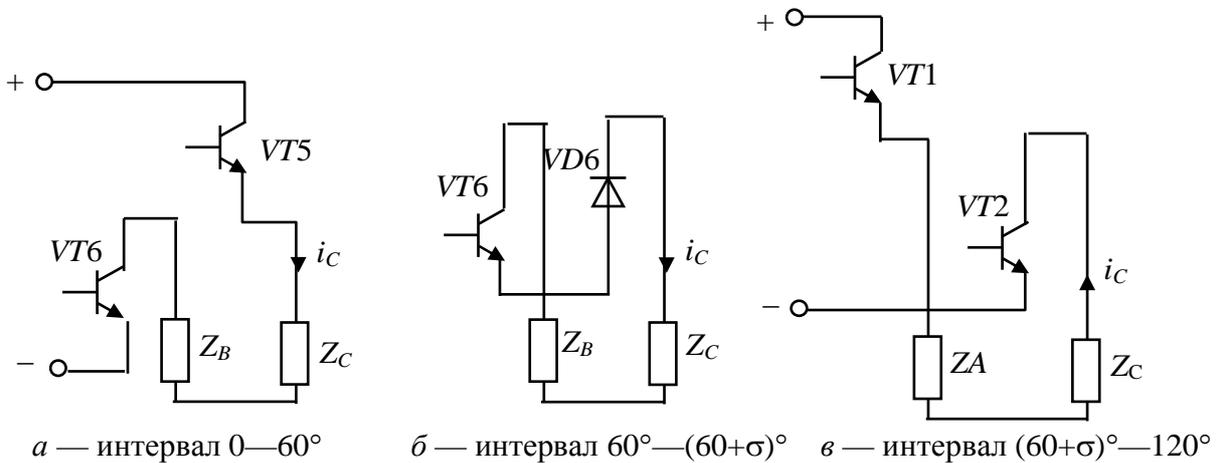


Рис. 3.21 — Цепи протекания тока нагрузки фазы С при $\sigma < 60^\circ$

В момент $\omega t = 60^\circ$ выключается $VT5$ и ток фазы С замыкается, минуя источник, по цепи: нагрузка фазы В — транзистор $VT6$ — обратный диод $VD2$. Так как в моменты переключения транзисторов токи соответствующих фаз замыкаются, минуя источник, то в кривой потребляемого тока возникают скачки. Величина

скачка тока Δi_n равна мгновенному значению тока отключаемой от источника фазы (в рассматриваемом примере — току фазы С) в момент переключения транзисторов.

В момент $\omega t = (60 + \sigma)^\circ$ ток i_C спадает до нуля и затем начинает нарастать в противоположной полярности по цепи, показанной на рис. 3.21, в.

Для последующих интервалов можно аналогично составить схемы замещения и проследить формирование кривой i_C и других фазных токов.

Угол σ (угол сдвига нуля тока относительно нуля напряжения своей фазы) зависит от коэффициента K и при $K > 0,66$ $\sigma < 60^\circ$, что и показано на рис. 3.20. Ток i_n в случае $\sigma < 60^\circ$ не меняет направления, т.е. реактивная энергия не возвращается в источник, а происходит межфазовый обмен энергией.

Граничное значение коэффициента K , при котором реактивная энергия не возвращается в источник, равна числу 0,66. При $K \leq 0,66$ угол сдвига $\sigma > 60^\circ$ и на интервале II ток фазы не успевает спасть до нуля.

Тогда для всего интервала II (60° — 120°) для тока i_C будет справедлива схема замещения по рисунку 3.21, б, а в начале интервала III ток i_C продолжит спадать по цепи, показанной на рис. 3.22, а, навстречу ЭДС источника питания. Диаграммы токов i_C и i_n для этого случая показаны на рис. 3.22, б.

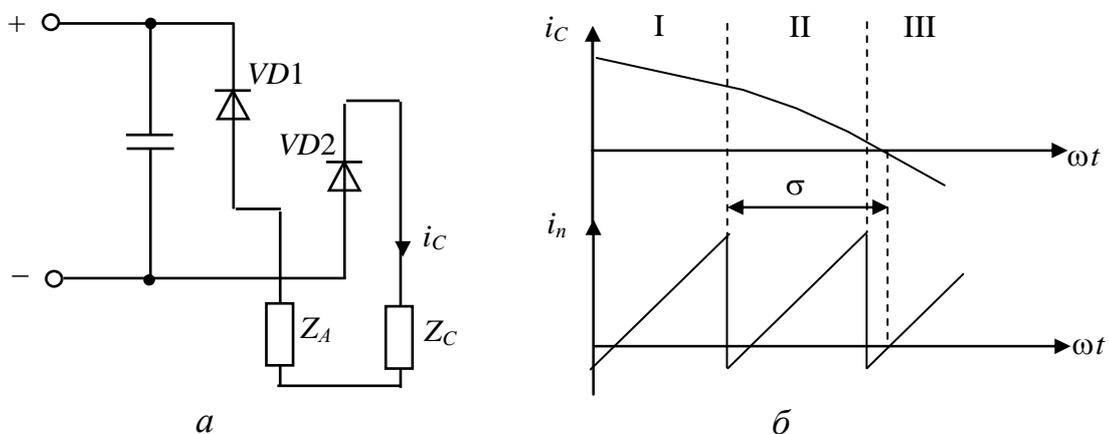


Рис. 3.22

Ясно, что в таких случаях источник питания должен обладать двухсторонней проводимостью и иметь малое внутреннее сопротивление. Это достигается установкой конденсатора на входе схемы, как и в однофазных инверторах напряжения.

Следует отметить важное с практической точки зрения соотношение напряжений. Если требуется получить на выходе инвертора эффективное значение фазного напряжения 220 В, то согласно (3.14) входное напряжение должно составлять величину $U_{ex} = 220/0,471 = 467$ В. С другой стороны, неуправляемый трехфазный мостовой выпрямитель при входном переменном напряжении 220/380 В обеспечивает на выходе $220 \cdot 2,34 = 515$ В. Таким образом, если первичным источником питания является общепромышленная сеть переменного тока 220/380 В, 50 Гц и на выходе инвертора требуется получить напряжение 220/380 В, то целесообразно в составе источника питания инвертора использовать трехфазный управляемый мостовой выпрямитель, отказавшись от применения трансформаторов как на входе выпрямителя, так и на выходе инвертора.

При 120-градусном управлении каждый из транзисторов находится в открытом состоянии 120° в соответствии с алгоритмом управления, показанным на рис. 3.23. Если при 180-градусном управлении в любой момент одновременно открыты три ключа, то при 120-градусном — два.

Из схем подключения нагрузок для каждого интервала неизменного состояния транзисторов видно, что все время к источнику подключены последовательно по две фазные нагрузки, а третья находится в отключенном состоянии. Если принять сопротивления фаз нагрузки одинаковыми и чисто активными, то выходные фазные напряжения будут на соответствующих интервалах равны либо $U_{ex}/2$, либо нулю, как показано на рис. 3.23.

Эффективное значение фазного напряжения:

$$U_{\phi_{эф}} = U_{ex} / \sqrt{6} = 0,408 \cdot U_{ex}. \quad (3.15)$$

Для линейного напряжения, например u_{AB} , можно записать:

$$u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B.$$

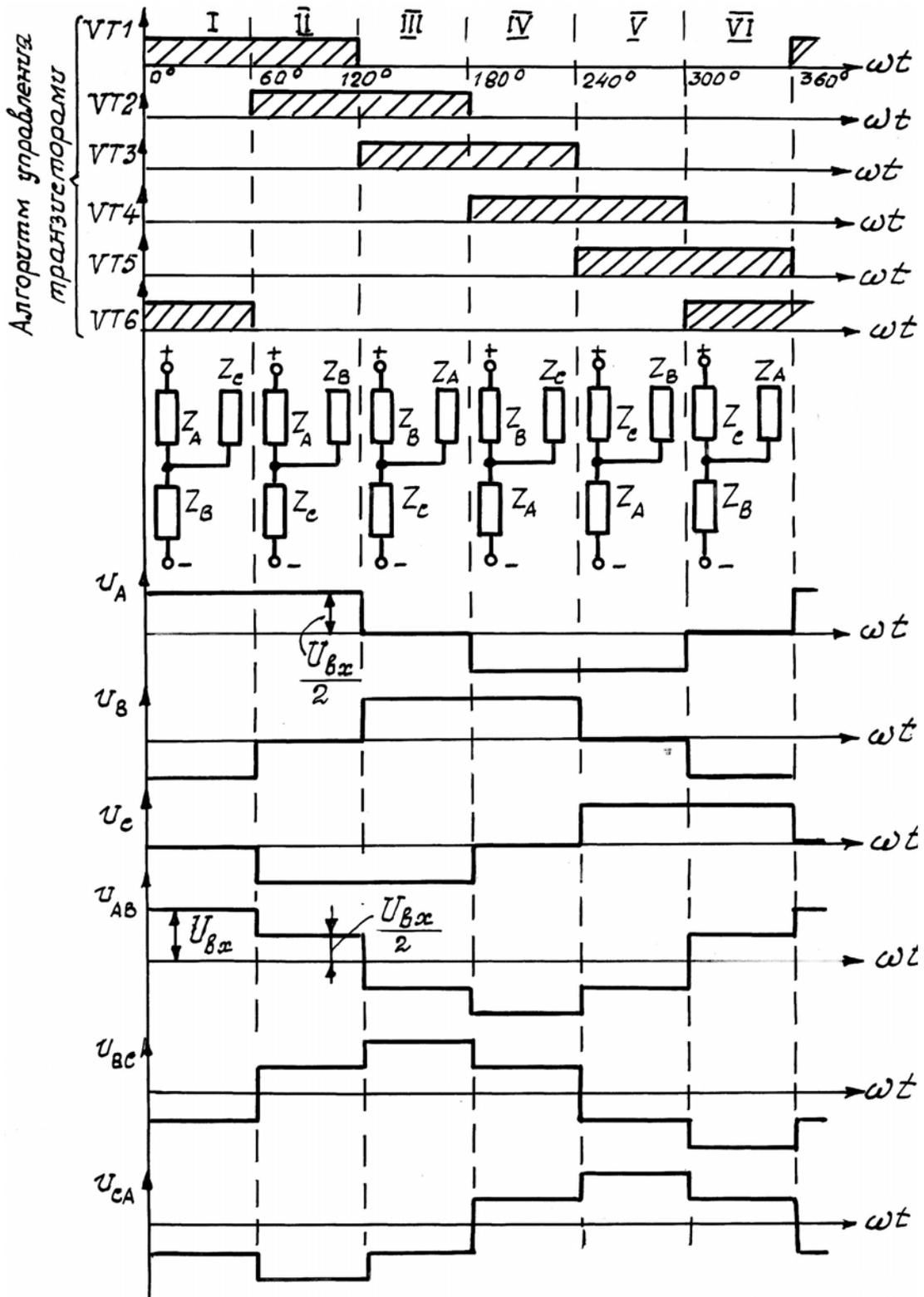


Рис. 3.23 — Напряжения в трехфазном мостовом инверторе при 120-градусном управлении

Тогда, приняв потенциал общей точки соединения нагрузок фаз за нулевой, для интервала I получим:

$$u_{AB} = U_{ex}/2 - (-U_{ex}/2) = U_{ex}.$$

Аналогично для интервала II:

$$u_{AB} = U_{ex}/2 - 0 = U_{ex}/2.$$

Для интервала III:

$$u_{AB} = 0 - U_{ex}/2 = -U_{ex}/2.$$

Линейное напряжение, таким образом, имеет ступенчатую форму с амплитудой первой ступени U_{ex} и второй $U_{ex}/2$.

Эффективное значение линейного напряжения:

$$U_{L_{эф}} = U_{ex} / \sqrt{2} = 0,707 \cdot U_{ex}. \quad (3.16)$$

При активно-индуктивной нагрузке процессы усложняются, а форма напряжений начинает изменяться. Это является недостатком инвертора при 120-градусном управлении.

Вычисляя отношения линейных и фазных напряжений при любом из рассмотренных законов управления транзисторами, можно убедиться, что в трехфазном инверторе напряжения $U_{L_{эф}} / U_{\phi_{эф}} = \sqrt{3}$, как и в обычных трехфазных системах синусоидальных ЭДС.

4 ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ И ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

4.1 Силовые транзисторные ключи

При анализе процессов в рассмотренных выше схемах транзисторы полагались идеализированными. Реальные же транзисторы обладают инерционностью, что накладывает существенные особенности на функционирование схем энергетической электроники и схемотехнику отдельных узлов и устройств в целом.

Основные теоретические сведения по ключевому режиму работы транзисторов рассмотрены во второй части дисциплины «Электронные цепи и микросхемотехника». Напомним, что при ключевом режиме работы биполярный транзистор одну часть периода функционирования схемы находится в состоянии отсечки токов (переходы база-эмиттер и база-коллектор смещены в обратном направлении, как показано на рис. 4.1, *а*), другую часть периода — в состоянии насыщения (переходы база-эмиттер и база-коллектор смещены в прямом направлении, см. рис. 4.1, *б*). Кроме того, при переключении транзистор кратковременно находится и в активной области (переход база-эмиттер смещен в прямом направлении, переход база-коллектор — в обратном, см. рис. 4.1, *в*).

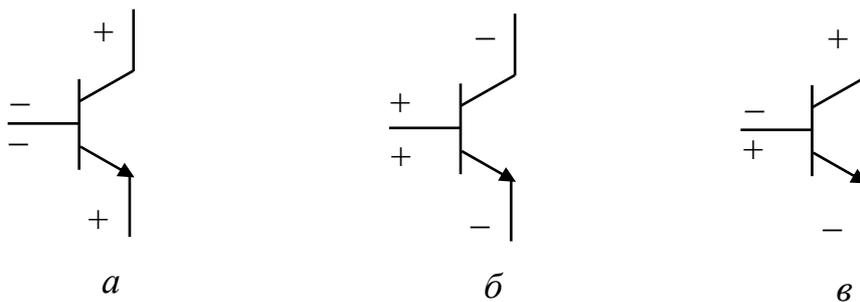


Рис. 4.1 — Смещение переходов транзистора в различных состояниях

Временные диаграммы работы транзистора в схеме с общим эмиттером в ключевом режиме при активной нагрузке представлены на рис. 4.2. При подаче на вход транзистора управляющего напряжения U_y в отпирающей полярности ток в его коллекторе i_k из-за инерционности носителей появляется не сразу, а спустя

некоторое время, называемое временем задержки $t_{зд}$. Затем за время нарастания $t_{нр}$ ток коллектора достигает своего максимального значения $I_{кнас}$, а напряжение на коллекторе $u_к$ становится минимальным, равным напряжению насыщения $U_{кнас}$. Интервал времени, являющийся суммой времен задержки и нарастания, составляет время включения транзистора $t_{вкл} = t_{зд} + t_{нр}$.

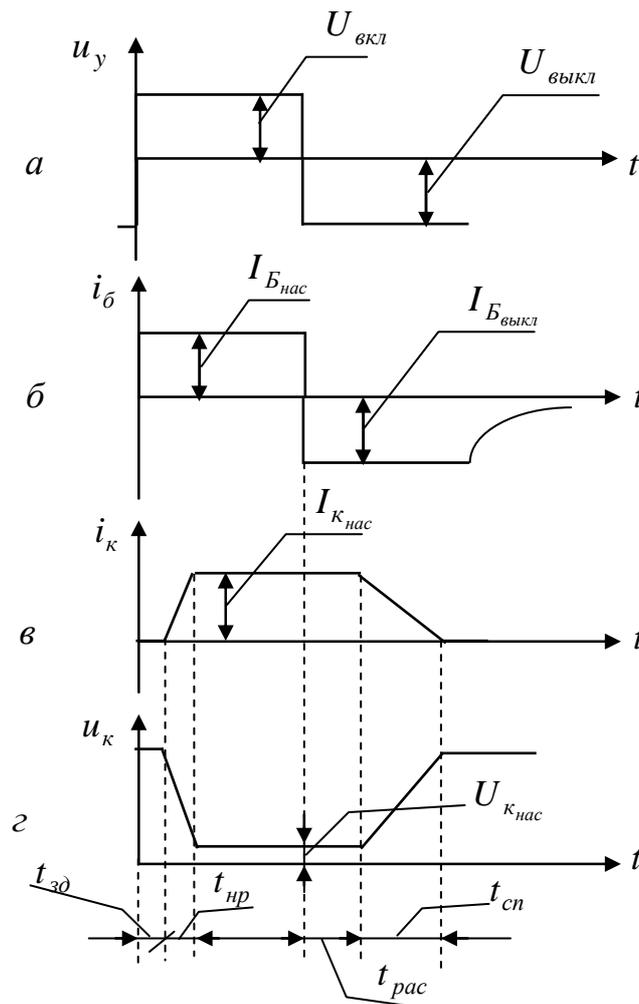


Рис. 4.2 — Диаграммы переключения транзистора

При запирании транзистора, когда на его входе изменилась полярность управляющего напряжения и тока базы $i_б$, транзистор еще некоторое время $t_{рас}$, обусловленное рассасыванием носителей заряда, не выходит из режима насыщения, а затем ток кол-

лектора за время спада t_{cn} спадает до нуля. Сумма времен рассеивания и спада составляет время выключения $t_{выкл} = t_{рас} + t_{cn}$.

Предельно допустимыми параметрами, определяющими выбор типа транзистора, являются мгновенные значения напряжения в закрытом состоянии и тока в открытом состоянии и их сочетание в активной области (на интервалах времени $t_{нр}$ и t_{cn}), обычно указываемое в справочных материалах в виде графика области безопасной работы, называемой также областью максимальных режимов (ОМР).

Типичный вид графика ОМР силового транзистора приведен на рис. 4.3. Вертикаль 1 соответствует граничному напряжению. Горизонтальная прямая 2 ограничивает максимальное значение тока из условия допустимой плотности тока элементов транзистора. Линия 3 определяет максимальную рассеиваемую мощность при работе транзистора в активной области. Линия 4 ограничивает ток и напряжение из условия вторичного пробоя транзистора. Граница ОМР аппроксимируется отрезками прямых, так как по осям графика (напряжение на коллекторе U_k и ток коллектора I_k) используется нелинейный масштаб.

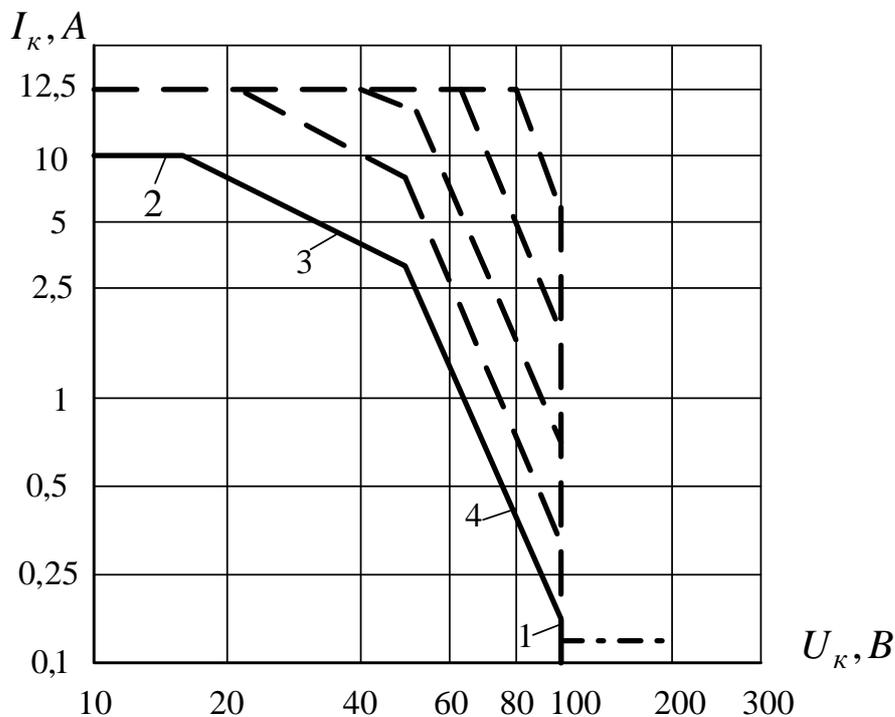


Рис. 4.3 — Типовые характеристики ОМР

Семейство проведенных штриховыми линиями границ соответствует некоторым специально оговоренным условиям эксплуатации.

При построении силовых ключей необходимо решать комплекс противоречивых задач по уменьшению потерь в транзисторах и минимизации мгновенной мощности $p = u_k \cdot i_k$ в активной области, что позволяет либо использовать в схеме транзисторы меньшей мощности, либо уменьшать количество используемых транзисторов (а в ряде случаев и вообще создать работоспособную схему). Для решения сформулированных задач в настоящее время разработан широкий класс схем транзисторных ключей, основные из которых рассматриваются ниже.

Ключ с *RCD*-цепью по схеме на рис. 4.4.

Предварительно вернемся к схеме мостового инвертора напряжения при активно-индуктивной нагрузке (схема на рис. 3.2 и диаграммы на рис. 3.4).

Переключение транзисторов здесь происходит в первом приближении при постоянстве тока нагрузки (на самом деле ток нагрузки спадает по экспоненте, но на относительно коротком начальном интервале экспоненты можно допустить, что ток неизменен). При сильном запирающем сигнале ток в запираемом транзисторе на интервале t_{cn} спадает по линейному закону:

$$i_{VT} = I_1 \left(1 - \frac{t}{t_{cn}} \right),$$

где I_1 — амплитудное значение тока первичной обмотки трансформатора.

В случае отсутствия *RCD*-цепи, так как $I_1 = const$ и i_{VT} линейно уменьшается, сразу по окончании интервала t_{pac} открываются соответствующие обратные диоды, ток в которых линейно

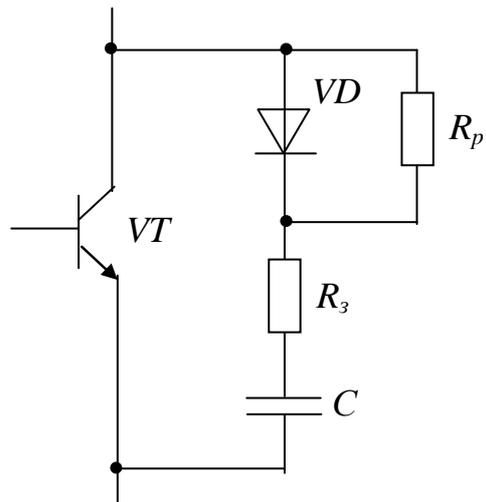


Рис. 4.4

нарастает, а к транзистору скачком прикладывается напряжение отсечки, равное по величине U_{ex} . В начале интервала t_{cn} будет наблюдаться максимум мгновенной мощности:

$$P_m = U_{ex} \cdot I_1.$$

При наличии RCD -цепи с началом интервала t_{cn} обратные диоды не открываются, а ток ответвляется в цепь конденсатора. Ток конденсатора i_C будет равен:

$$i_C = I_1 - i_{VT} = I_1 \frac{t}{t_{cn}}.$$

Напряжение на транзисторе будет равно сумме напряжений на зарядном резисторе R_3 и конденсаторе u_C :

$$\begin{aligned} u_k &= R_3 \cdot i_C + u_C = R_3 \cdot i_C + \frac{1}{C} \int_0^t I_1 \frac{t}{t_{cn}} dt = \\ &= R_3 I_1 \frac{t}{t_{cn}} + \frac{1}{C} \cdot \frac{I_1}{t_{cn}} \cdot \frac{t^2}{2}. \end{aligned}$$

В случае $R_3 = 0$ напряжение на транзисторе и мгновенная мощность p соответственно будут:

$$u_k = \frac{I_1 \cdot t^2}{2C \cdot t_{cn}}; \quad (4.1)$$

$$p = u_k \cdot i_{VT} = \frac{I_1^2 \cdot t^2}{2C \cdot t_{cn}} - \frac{I_H^2 \cdot t^3}{2C \cdot t_{cn}^2}. \quad (4.2)$$

Определим максимум мгновенной мощности. Для этого продифференцируем (4.2) по времени и приравняем производную нулю, откуда найдем момент появления максимума:

$$\begin{aligned} \frac{dp}{dt} &= \frac{2I_1^2 \cdot t}{2C \cdot t_{cn}} - \frac{3I_1^2 \cdot t^2}{2C \cdot t_{cn}^2} = 0, \\ t &= \frac{2}{3} t_{cn}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Подставим (4.3) в (4.2):

$$P_m = \frac{I_1^2 \cdot 4t_{cn}^2}{9 \cdot 2C \cdot t_{cn}} - \frac{I_1^2 \cdot 8t_{cn}^3}{27 \cdot 2C \cdot t_{cn}^2} = \frac{2I_1^2 \cdot t_{cn}}{27C}. \quad (4.4)$$

Наилучший вариант — завершить заряд конденсатора в момент, когда ток в транзисторе спадает до нуля. В этом случае в момент окончания интервала t_{cn} напряжение на транзисторе становится равным U_{ex} и после этого открываются обратные диоды. Тогда из (4.1) получим:

$$u_k = U_{ex} = \frac{I_1 \cdot t_{cn}^2}{2C \cdot t_{cn}} = \frac{I_1 \cdot t_{cn}}{2C},$$

$$C = \frac{I_1 \cdot t_{cn}}{2U_{ex}}. \quad (4.5)$$

Подставим (4.5) в (4.4):

$$P_m = \frac{2I_1^2 \cdot t_{cn} \cdot 2U_{ex}}{27I_1 \cdot t_{cn}} = \frac{4}{27}U_{ex} \cdot I_1 = 0,148U_{ex}I_1. \quad (4.6)$$

Из последнего соотношения видно, что использование *RCD*-цепочки уменьшает пиковую мощность (максимум мгновенной мощности) почти в семь раз.

Если емкость конденсатора будет меньше, чем определенная по (4.5), то пиковая мощность будет больше рассчитанной по (4.6). При увеличении емкости относительно оптимального значения в соответствии с (4.5) пиковая мощность транзистора возрастает, хотя и увеличивается быстродействие ключа.

Определим расчетные соотношения для выбора мощностей зарядного и разрядного резисторов.

Мощность зарядного резистора:

$$P_{R_3} = R_3 I_3^2,$$

где квадрат эффективного значения зарядного тока конденсатора I_3^2 будет:

$$I_3^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_3} i_C^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_3} I_1^2 \frac{t^2}{t_{cn}^2} dt = \frac{1}{T} I_1^2 \frac{t}{t_{cn}^2} \cdot \frac{t_3^2}{3}.$$

При $t_3 = t_{cn}$ получим:

$$P_{R_3} = R_3 \frac{1}{T} I_1^2 \frac{t_{cn}}{3} = \frac{1}{3} I_1^2 \gamma_{cn}, \quad (4.7)$$

где относительная длительность спада тока транзистора $\gamma_{cn} = t_{cn}/T$.

Мощность разрядного резистора:

$$P_{R_p} = \frac{Q_C}{T} = \frac{CU_{ex}}{2} f, \quad (4.8)$$

где Q_C — запасаемая конденсатором энергия.

С учетом того, что конденсатор должен разрядиться через транзистор на интервале его открытого состояния, т.е. за время $T/2$, и принимая постоянную времени разряда $3R_p C$, определим величину сопротивления разрядного резистора:

$$3R_p C = T/2; \quad R_p = \frac{T}{6C} = \frac{1}{6fC}. \quad (4.9)$$

В начальный момент разряда конденсатора величина тока разряда равна:

$$i_{pнач} = U_{ex}/R_p.$$

Этот ток добавляется к рабочему току транзистора, что необходимо учитывать при проектировании.

Основной недостаток ключа с RCD -цепью — наличие больших потерь, так как вся запасаемая в конденсаторе энергия должна выделиться в виде тепла в разрядном резисторе. От этого недостатка свободна схема ключа с LCD -цепью, рассматриваемая ниже.

Ключ с LCD -цепью по схеме на рис. 4.5.

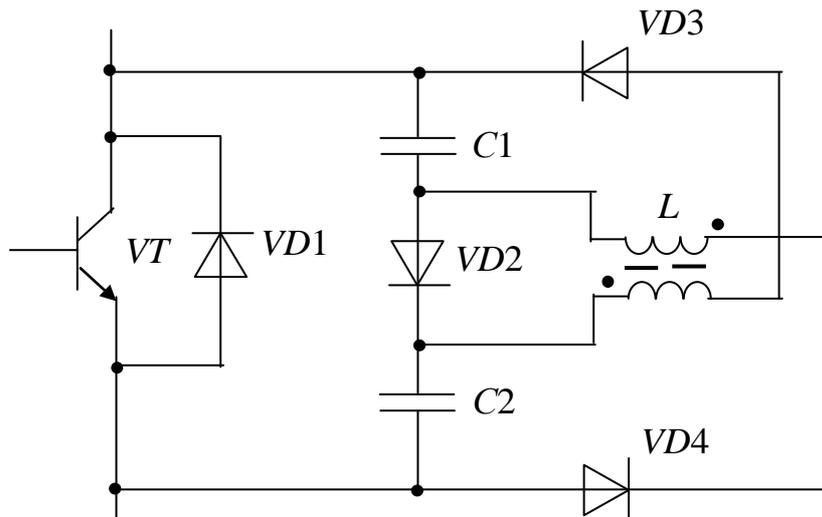


Рис. 4.5

По сравнению с предыдущей схемой здесь вместо одного конденсатора используются два. При выключении транзистора, когда ток через него линейно спадает, током нагрузки (который

по-прежнему на интервале коммутации считается неизменным) заряжаются включенные последовательно конденсаторы $C1$ и $C2$. Кроме того, в конденсаторы переходит энергия, накопленная ранее в дросселе L , содержащем две полуобмотки. Например, в конденсатор $C1$ энергия переходит при протекании тока по цепи: «конец» нижней полуобмотки L — $VD3$ — $C1$ — $VD2$ — «начало» нижней полуобмотки L . Первый этап работы схемы закончится, когда конденсаторы полностью зарядятся, т.е. сумма напряжений на $C1$ и $C2$ станет равна напряжению питания $U_{вх}$ (считая, что ключ работает в схеме мостового инвертора напряжения).

С этого момента начинается второй этап. Открывается обратный диод транзистора, включенного в вертикальной стойке с рассматриваемым транзистором, полуобмотки дросселя соединяются последовательно и через указанный обратный диод, диоды $VD2$ — $VD4$ избыточная энергия коммутации, запасенная ранее в дросселе, отдается в источник питания.

На третьем этапе, при включении транзистора, происходит колебательный разряд конденсаторов через полуобмотки дросселя (например, $C1$ разряжаются через VT , $VD4$ и верхнюю полуобмотку дросселя). Разряжаются конденсаторы до нуля, перезаряда не будет, так как в цепях разряда включены диоды. В момент окончания разряда амплитуда тока в каждом из контуров достигает максимального значения $I_{кт}$:

$$I_{кт} = U_{вх} / 2\rho, \quad (4.10)$$

где $\rho = \sqrt{L/C}$ — волновое сопротивление контура.

Через транзистор же будет протекать, помимо основного рабочего тока, удвоенный ток $I_{кт}$ (два контура при разряде включаются в параллель). Исходя из суммы всех этих токов и должен выбираться транзистор.

На четвертом этапе полуобмотки дросселя соединяются последовательно и закорачиваются через VT и $VD2$ — $VD4$. К рабочему току транзистора добавляется ток $I_{кт}$, который на всем этапе неизменен, если пренебречь активным сопротивлением цепи протекания этого тока.

Далее следует первый этап и так далее.

Ключи с ограничением напряжения коллектор-база

Динамические параметры транзисторов, в частности время рассасывания t_{pac} , определяются степенью насыщения q . Величина t_{pac} может возрасть на порядок и более, если сравнивать транзистор, работающий на границе насыщения, и транзистор со степенью насыщения $q = 2 - 3$. Увеличение t_{pac} снижает быстродействие ключа, существенно увеличивает потери на выключение, то есть динамические потери.

У реальных транзисторов существует разброс значения коэффициента усиления по току $h_{21э}$, от образца к образцу, поэтому при проектировании преобразователей пользуются минимальным гарантированным значением этого параметра. Кроме того, нагрузка преобразователей обычно не постоянная, а изменяется в широких пределах, например один к десяти. Поэтому в преобразователе транзисторы, рассчитанные на минимальный коэффициент усиления и максимальную нагрузку, могут работать с большим коэффициентом насыщения и с большими потерями. Отсюда следует, что целесообразно стабилизировать режим работы силовых биполярных транзисторов на уровне слабого насыщения ($q = 1 - 1,5$). На первый взгляд, для реализации этого положения следует измерять ток коллектора и в соответствии с его величиной изменять ток базы. Однако это усложнит схему, а кроме того, потребуется настройка под каждый транзистор индивидуально (т.к. каждый транзистор имеет свое значение $h_{21э}$).

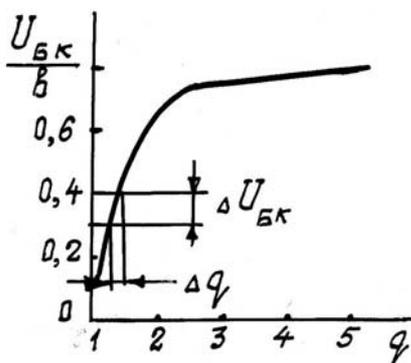


Рис. 4.6

Наиболее объективную информацию о состоянии транзистора дает напряжение база-коллектор. При ненасыщенном транзисторе оно имеет плюс на коллекторе, при $q = 1$ оно равно нулю и при $q > 1$ имеет плюс на базе (см. рис. 4.1). Зависимость напряжения база-коллектор $U_{БК}$ от степени насыщения приведена на рис. 4.6.

Простейшая схема из рассматриваемой группы ключей приведена на рис. 4.7.

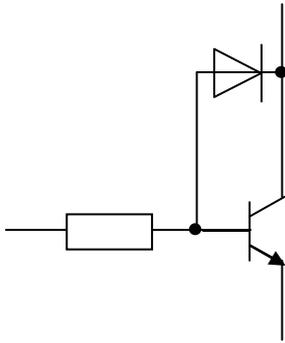


Рис. 4.7

При увеличении напряжения $U_{БК}$ до значения напряжения на открытом диоде последний откроется, и часть тока управления ответвится в диод. Но падение напряжения на открытом диоде сравнительно велико, и, хотя удастся стабилизировать величину $U_{БК}$ на линейном участке (обозначено $\Delta U_{БК}$ на рис. 4.6), получить слабую степень насыщения, близкую к единице, здесь не удастся.

Скомпенсировать падение напряжения на диоде, шунтирующем база-коллекторный переход, можно с помощью диода $VD2$, как показано на рис. 4.8.

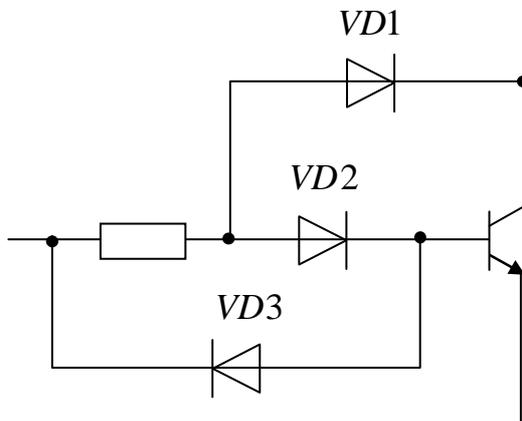


Рис. 4.8

Диод $VD3$ здесь служит для создания цепи запирающего транзистора при отрицательной полярности управляющего сигнала. Если диоды $VD1$ и $VD2$ имеют идентичные параметры, то $VD1$ открывается при $U_{БК} = 0$ (так как должно выполняться соотношение $U_{VD1} = U_{VD2} + U_{БК}$) и поддерживается степень насыщения транзистора $q = 1$.

Задать любую степень насыщения, в том числе и $q = 1$ или чуть больше единицы, что практически более целесообразно, можно в схеме на рис. 4.9.

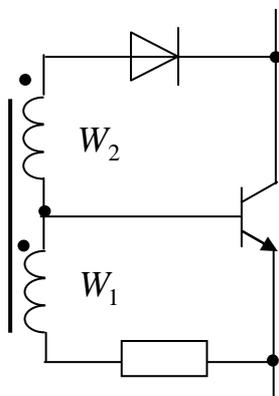


Рис. 4.9

Если транзистор управляется разнополярными импульсами с обмотки W_1 трансформатора управления, то последовательно с диодом включается дополнительная обмотка W_2 .

Исходя из соотношения $U_{БК} = U_{VD1} + U_{W2}$ и задавая соответствующую величину U_{W2} , можно получить требуемую величину $U_{БК}$ и, следовательно, нужное значение q .

Еще раз заметим, что в ненасыщенном ключе достигается максимальное быстродействие, но увеличено падение напряжения в открытом состоянии, а в глубоко насыщенном ключе минимально падение напряжения, но он долго выключается. Объединить эти достоинства в одной схеме можно, если управлять транзистором по двум переходам — база-эмиттер и база-коллектор. Вариант схемы с использованием двух трансформаторов управления представлен на рис. 4.10, *а*.

На интервале открытого состояния расчетом параметров в цепи управления, содержащей трансформатор *TV2*, обеспечивается глубокая степень насыщения транзистора, и падение напряжения на нем минимально (напряжение импульсного трансформатора *TV1* при этом равно нулю и диод закрыт). Непосредственно перед подачей запирающего сигнала в цепь база-эмиттер с трансформатора *TV1* подается короткий импульс напряжения, как показано на рис. 4.10, *б*, открывается диод, и транзистор выводится на границу насыщения и затем быстро выключается в соответствии с сигналом с трансформатора *TV2*.

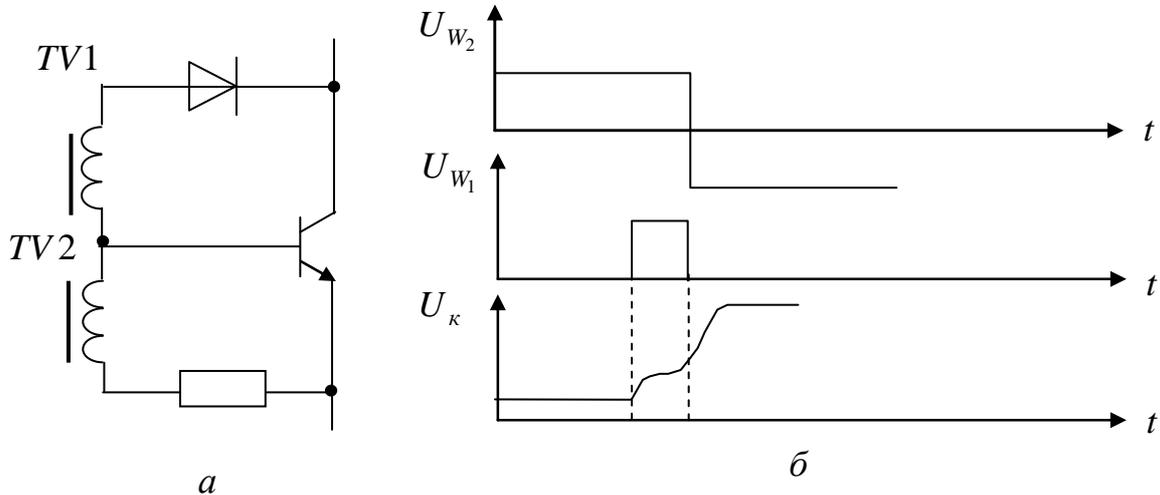


Рис. 4.10

Ключи с пропорционально-токовым управлением позволяют как стабилизировать степень насыщения транзистора при изменении нагрузки, так и существенно снизить мощность системы управления, так как в них часть тока нагрузки идет на управление транзистором. Один из вариантов схемы такого ключа приведен на рис. 4.11

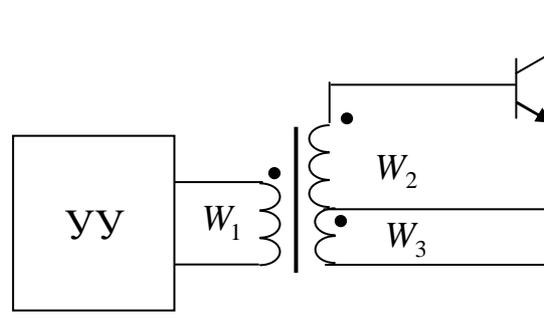


Рис. 4.11

От устройства управления УУ на первичную обмотку W_1 трансформатора подается прямоугольное переменное напряжение или даже короткие разнополярные импульсы. Материал сердечника трансформатора управления должен иметь непрямоугольную кривую перемагничивания, так как нагрузка трансформатора несимметричная. При появлении на обмотке W_1 положительной полуволны (или короткого импульса) напряжения (плюс на начале обмотки) на начале обмотки W_2 наводится плюс и транзистор открывается. Ток обмотки W_2 является током базы транзистора I_B . По обмотке W_3 потечет ток коллектора I_K . Пренебрегая малой величиной тока намагничивания, условие равенства ампервитков можно записать в следующем виде:

$$I_B \cdot W_2 = I_K \cdot W_3.$$

Отсюда получим:

$$I_B = I_K \frac{W_3}{W_2} = I_K \frac{1}{h_{21}}. \quad (4.11)$$

То есть ток базы автоматически отслеживает ток коллектора, а отношение витков обмоток W_2 и W_3 должно равняться коэффициенту усиления транзистора по току (в схеме ключа реализуется положительная обратная связь по току).

Для закрывания транзистора к обмотке W_1 следует приложить напряжение отрицательной полярности, причем должно соблюдаться неравенство:

$$\frac{U_{W_1}}{W_1} > \frac{U_{W_2}}{W_2}. \quad (4.12)$$

Таким образом, степень насыщения транзистора в схеме на рис. 4.11 определяется коэффициентом трансформации трансформатора управления и величиной h_{21} отдельного транзистора. Для стабилизации слабой степени насыщения транзистора следует совместить схемы на рисунках 4.9 и 4.11, что и показано на рис. 4.12.

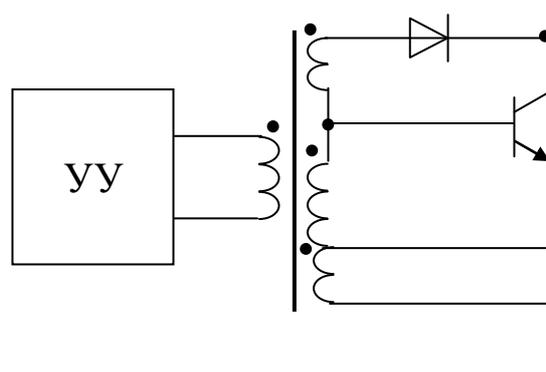


Рис. 4.12

Ключи переменного тока предназначены для работы в устройствах, питание которых осуществляется напряжением переменного тока. Для защиты транзисторов от напряжения обратной полярности в схемах ключей переменного тока используются дополнительные диоды. Например, в схеме на рис. 4.13, *а* транзистор расположен в диагонали постоянного тока диодного моста. Недостатком схемы является повышенное падение напряжения на элементах ключа, так как в цепи протекания тока нагрузки при любой полярности переменного напряжения находятся три прибора.

В схемах на рисунках 4.13, *б*, 4.13, *в* последовательно включаются по два прибора, но здесь вместо одного используются по два транзистора. Из двух последних схем более предпочтительна схема на рис. 4.13, *в*, так как здесь не требуется гальваническая развязка цепей управления транзисторами.

Схемы ключей переменного тока на рис. 4.13 являются упрощенными. На самом деле вместо идеализированных транзисторов должны использоваться схемы, рассмотренные в этом разделе выше.

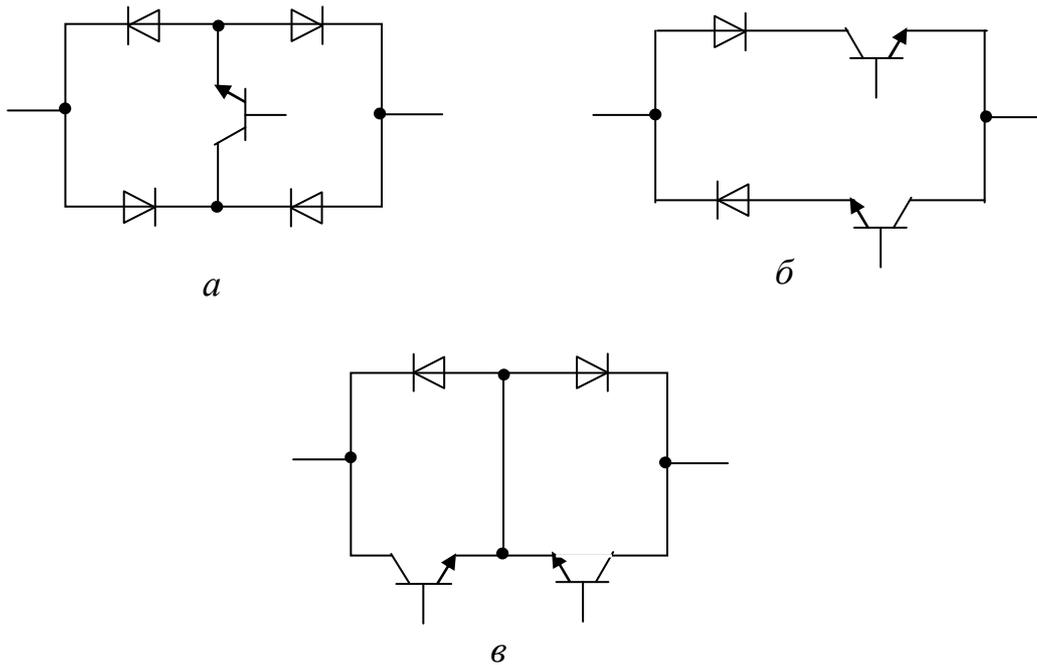


Рис. 4.13 — Схемы ключей переменного тока

4.2 Транзисторные переключатели

Вернемся к схеме однофазного мостового инвертора на рис. 3.2. Ранее процессы в схеме были рассмотрены для идеализированных безинерционных транзисторов. С учетом же реальных времен включения и выключения транзисторов эта схема будет просто неработоспособной, если управлять транзисторами симметричными по длительности сигналами. Дело в том, что время выключения транзисторов $t_{\text{выкл}}$ всегда больше времени включения $t_{\text{вкл}}$ (см. рис. 4.2), и поэтому при каждом переключении на коротком интервале времени $t_{\text{выкл}} - t_{\text{вкл}}$ два транзистора, образующих вертикальную стойку (например, $VT1$ и $VT2$ на рис. 3.2), окажутся включенными и через них закоротится источник питания. Возникающие при этом кратковременные периодические токи короткого замыкания получили название «сквозные токи». Величина сквозных токов ограничивается лишь внутренним сопротивлением источника питания и сопротивлением транзисторов в открытом состоянии и составляет такую величину, что при первом же переключении (первом сквозном токе) транзисторы выходят из строя.

В связи с наличием такого явления, как сквозные токи, выделим вертикальные пары соединенных последовательно транзисторов в схемах рассмотренных выше инверторов в переключателе. Переключатель, таким образом, должен содержать два включенных последовательно и управляемых в противотакте транзисторных ключа по подобию рассмотренных в предыдущем подразделе, снабженных устройством устранения сквозных токов.

Для обеспечения работоспособности переключателя сквозные токи необходимо либо ограничить по величине за счет включения в цепь балластных элементов, либо так сформировать сигналы управления противотактными транзисторами, чтобы вообще исключить возможность одновременного открытого состояния обоих транзисторов.

Из балластных элементов в принципе можно использовать резистор или дроссель. Но так как через этот элемент должен протекать и ток нагрузки, из-за безнадёжного снижения КПД применение балластного резистора отпадает сразу.

Схема с использованием балластного дросселя приведена на рис. 4.14, а.

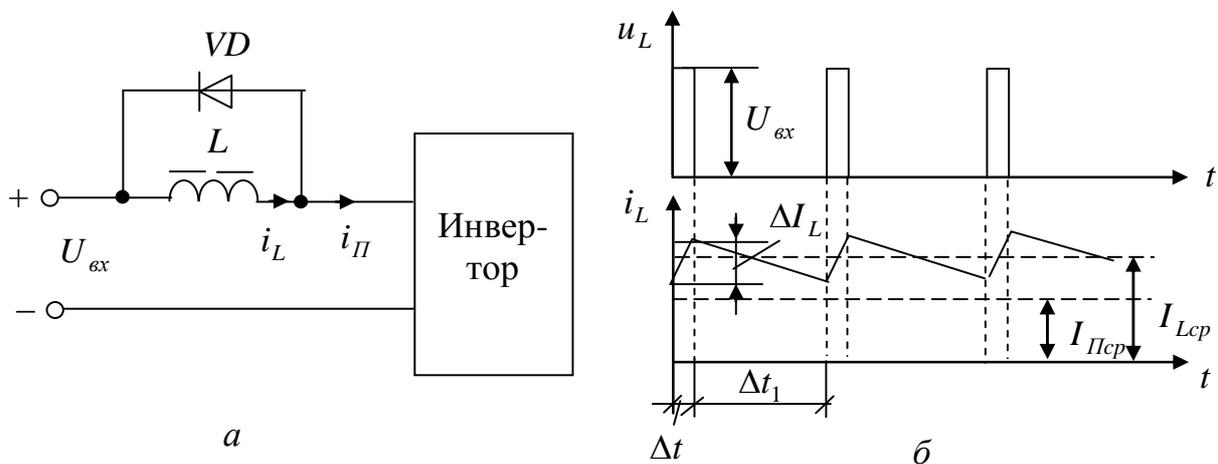


Рис. 4.14

На интервале Δt короткого замыкания источника питания все напряжение U_{ex} прикладывается к дросселю, и ток дросселя i_L нарастает на величину ΔI_L , как показано на рис. 4.14, б. Процессы связаны соотношением:

$$U_{\text{ex}} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t}. \quad (4.13)$$

На оставшейся части полупериода Δt_1 ток в дросселе спадает к исходному значению, замыкаясь через диод VD . Напряжение на дросселе при этом равно падению напряжения на диоде:

$$\Delta U_{VD} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t_1}. \quad (4.14)$$

Для проектирования следует, задавшись величиной всплеска тока (через транзисторы) ΔI_L , из (4.13) определить индуктивность дросселя и из (4.14), зная остальные величины, найти Δt_1 . Так как сумма $\Delta t + \Delta t_1$ не должна превышать половину периода работы инвертора, можно найти максимальную допустимую частоту инвертора f_{max} :

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{2(\Delta t + \Delta t_1)}. \quad (4.15)$$

При большей частоте на интервалах Δt_1 ток в дросселе не будет успевать спадать до начального значения, то есть ограничивать сквозные токи дроссель не сможет.

Принцип устранения сквозных токов в переключателях по цепи управления поясняется с помощью рис. 4.15 и 4.16 на примере однофазного мостового инвертора, состоящего из переключателей П1 и П2.

Здесь задающий генератор ЗГ формирует симметричное переменное прямоугольное напряжение. По каждому фронту этого напряжения формирователь импульсов ФИ вырабатывает короткие однополярные импульсы, передаваемые в цепи баз всех транзисторов инвертора с помощью импульсного трансформатора $TV2$. В цепях баз транзисторов напряжения трансформаторов $TV1$ и $TV2$ суммируются, и с учетом включения начал и концов обмоток формируются несимметричные по длительности импульсы управления u_y .

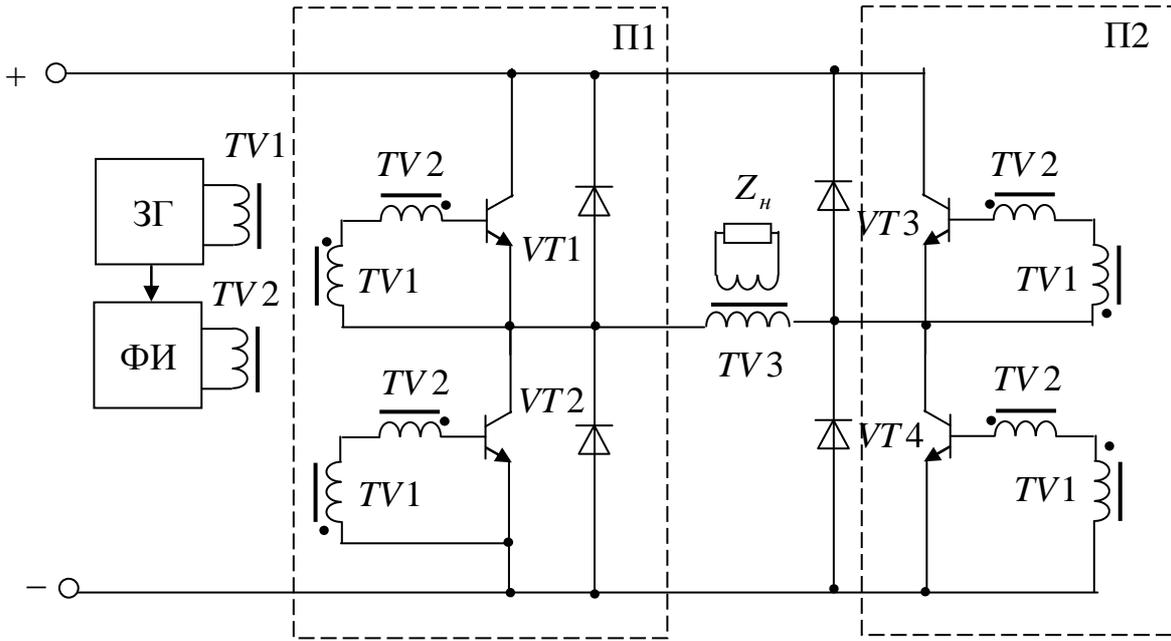


Рис. 4.15 — Инвертор с устранением сквозных токов

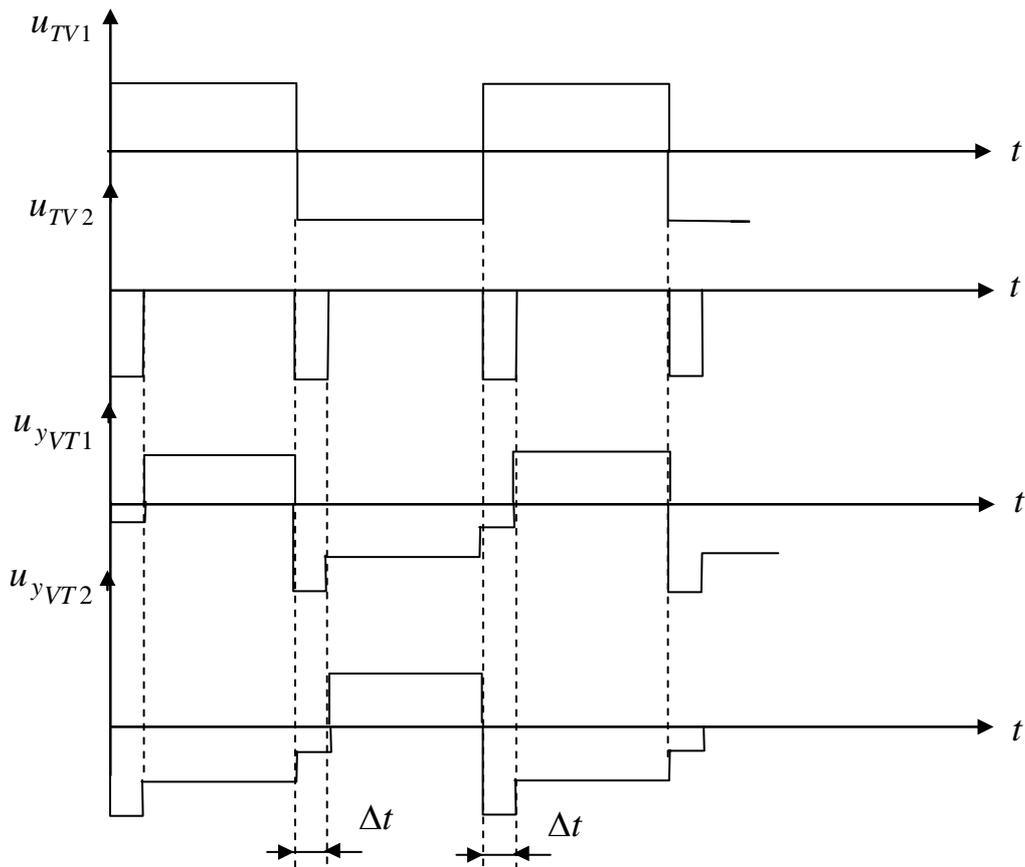


Рис. 4.16 — Диаграммы напряжений управления переключателем с устранением сквозных токов

Например, в переключателе П1 на интервале Δt к обоим транзисторам прикладываются управляющие напряжения в запирающей полярности. На этих интервалах происходит задержка включения вступающего в работу транзистора и форсированное рассасывание выключаемого транзистора. Правильный выбор величины Δt позволяет полностью устранить сквозные токи.

5 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ ЯЧЕЙКИ СО ЗВЕНОМ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Основой построения разнообразных по назначению преобразователей электрической энергии второго поколения являются базовые схемы — преобразовательные ячейки. На рис. 5.1 представлена универсальная преобразовательная ячейка с высокочастотным трансформатором. Чтобы не затенять картины основных процессов, ключи здесь представлены идеализированными. Ячейка состоит из инвертора (первичного коммутатора) на ключах $K1—K4$ и демодулятора (вторичного коммутатора) на ключах $K5—K8$. Так как в ячейке используются двухтактные инвертор и демодулятор, то и ячейка также двухтактная.

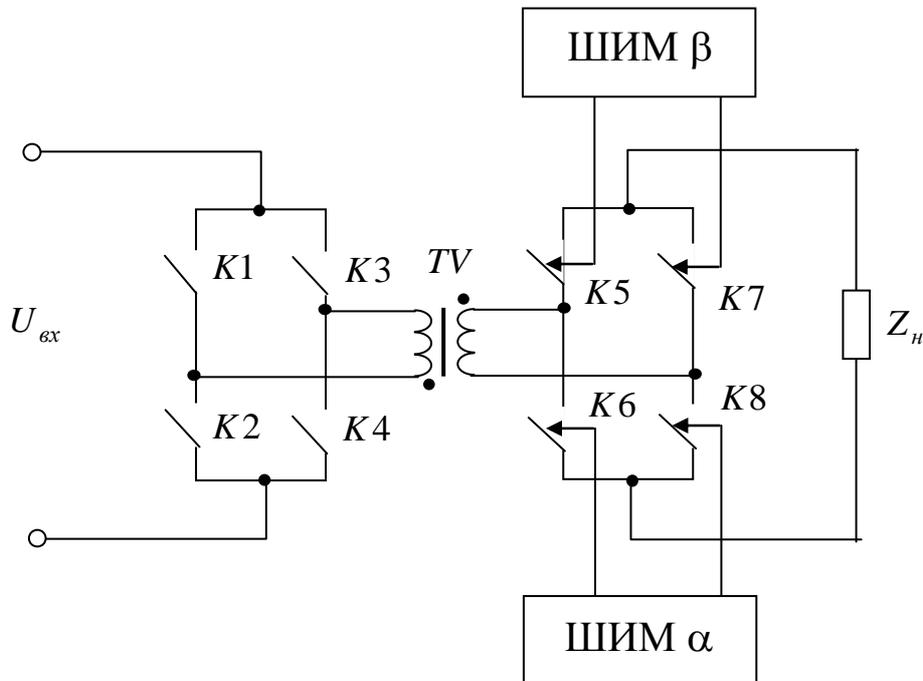


Рис. 5.1 — Универсальная преобразовательная ячейка

Ключи инвертора управляются от задающего генератора базовой импульсной последовательностью, а ключи демодулятора двумя импульсными последовательностями, имеющими регулируемый сдвиг относительно базовой. Формирование управляющих импульсных последовательностей поясняется схемой на рис. 5.2 и диаграммами на рис. 5.3.

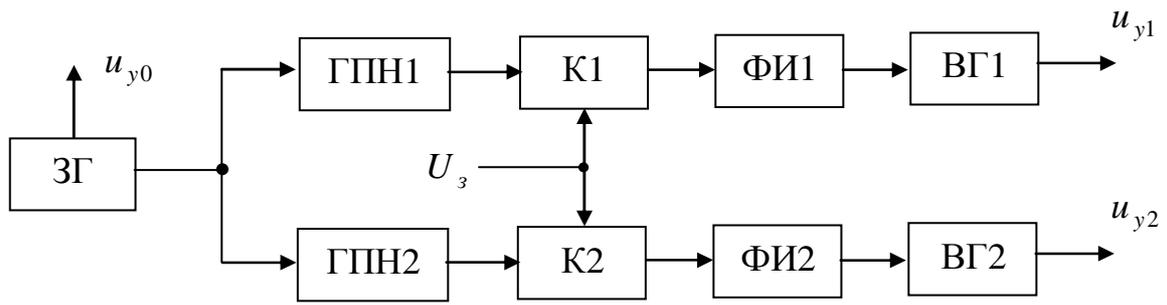


Рис. 5.2 — Схема управления универсальной преобразовательной ячейкой

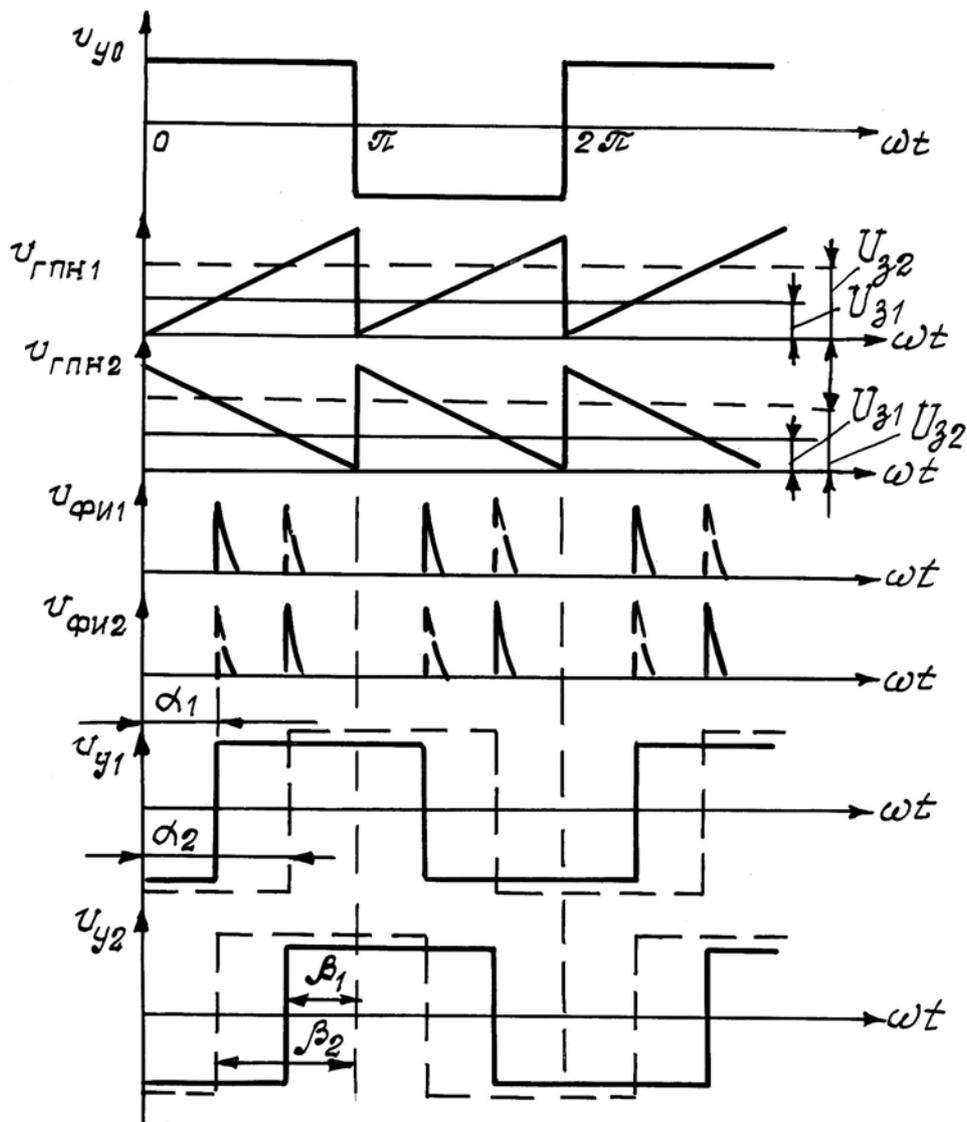


Рис. 5.3 — Формирование управляющих последовательностей

Ключи инвертора управляются от задающего генератора ЗГ базовой импульсной последовательностью u_{y0} . Кроме того, ЗГ синхронизирует работу генератора линейно-нарастающего напряжения ГПН1 и генератора линейно-спадающего напряжения ГПН2. Для наглядности диаграммы выходных напряжений генераторов разнесены, хотя они имеют общее напряжение питания. Выходные напряжения ГПН сравниваются с помощью компараторов К1 и К2 с задающим напряжением U_3 . В моменты равенства этих напряжений формирователи импульсов ФИ1 и ФИ2 вырабатывают короткие импульсы, синхронизирующие работу ведомых генераторов ВГ1 и ВГ2. Фазы импульсов $u_{ФИ1}$ и $u_{ФИ2}$ при $U_3 = U_{31}$ обозначены α_1 и β_1 . Ведомые генераторы ВГ1 и ВГ2 формируют переменные прямоугольные напряжения u_{y1} и u_{y2} соответственно.

При увеличении задающего сигнала, например до величины U_{32} , изменяются фазы импульсов $u_{ФИ1}$ и $u_{ФИ2}$, а следовательно, и фазы напряжений u_{y1} и u_{y2} , обозначенные через α_2 и β_2 . Поскольку ГПН1 и ГПН2 вырабатывают встречно-изменяющиеся напряжения, то и всякое изменение задающего сигнала приводит к встречному перемещению последовательностей выходных импульсов u_{y1} и u_{y2} . Исходя из рассмотренного принципа действия схемы последовательность импульсов u_{y1} является отстающей (относительно u_{y0}), а последовательность u_{y2} — опережающей. Отстающей импульсной последовательностью в противотакте управляются ключи демодулятора К6 и К8, а опережающей, также в противотакте, ключи К5 и К7.

Достоинством схемы управления является то, что на всех выходах действуют симметричные переменные напряжения при одинаковом токе в оба смежных полупериода. Это решает задачу согласования схемы управления с силовыми транзисторами с помощью трансформаторов.

Рассматриваемая преобразовательная ячейка может работать при любом напряжении на входе и формировать любое напряжение на выходе. Рассмотрим два простейших случая: посто-

янное напряжение на входе и выходе и переменное одной и той же частоты на входе и выходе.

При преобразовании постоянного напряжения выделим несколько характерных случаев.

1. $\alpha = \beta = 0$. Ключи демодулятора переключаются синхронно с ключами инвертора, как показано на рис. 5.4, а сам демодулятор выполняет роль выпрямителя прямоугольного переменного напряжения. Вертикальными линиями на диаграмме выходного напряжения u_n показаны моменты коммутации ключей. Выходное и входное напряжения связаны через коэффициент трансформации k_{mp} трансформатора в звене повышенной частоты.

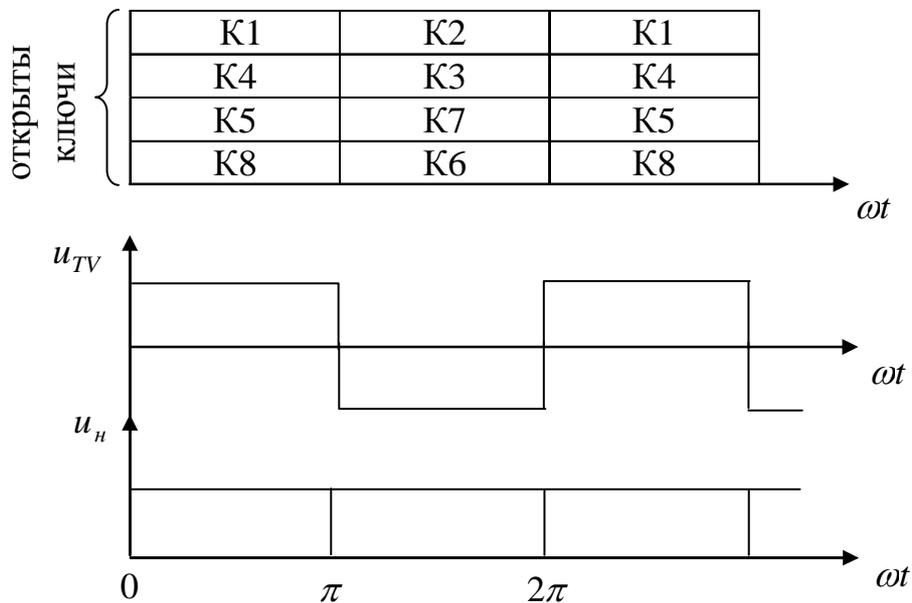


Рис. 5.4 — Формирование выходного напряжения при $\alpha = \beta = 0$

2. $0 < \alpha = \beta < \pi/2$. На интервалах времени, когда одновременно замкнуты ключи K5, K8 или K6, K7, напряжение вторичной обмотки выпрямляется и подается в нагрузку, а когда одновременно замкнуты ключи K5, K6 или K7, K8, нагрузка отключается от вторичной обмотки трансформатора и упомянутыми ключами замыкается накоротко. В результате, как изображено на рис. 5.5, в кривой выходного напряжения образуются паузы на нулевом уровне.

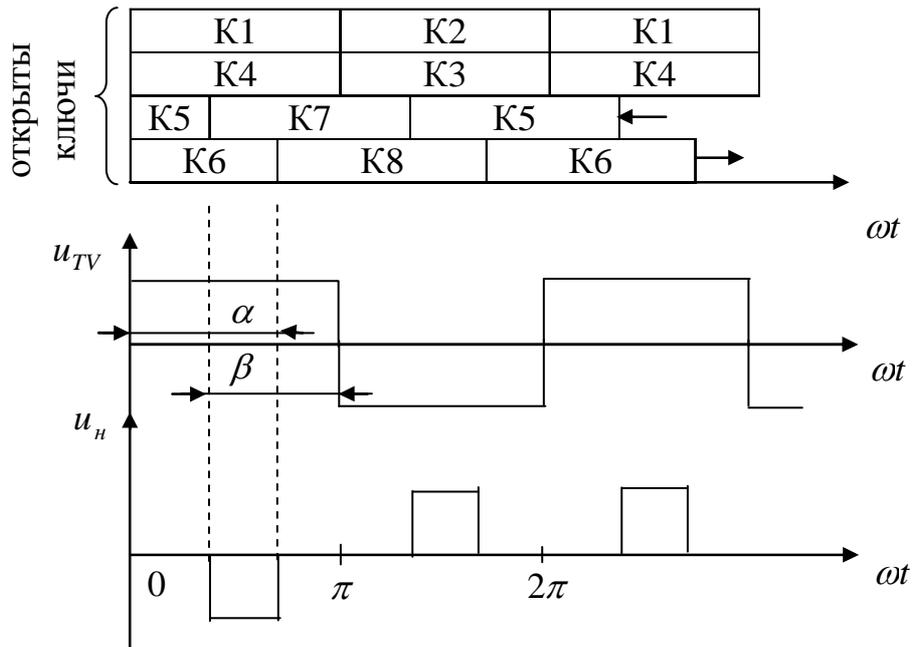


Рис. 5.6 — Формирование выходного напряжения при $\pi/2 < \alpha = \beta < \pi$

Изменяя, таким образом, задающий сигнал U_s от нуля до амплитуды пилообразных напряжений, можно регулировать выходное напряжение от максимального значения до нуля и далее до максимального значения противоположной полярности. Рассмотренное здесь преобразование напряжения получило название однополярной реверсивной модуляции.

Преобразование переменного напряжения поясняется диаграммами на рис. 5.7.

Высокочастотное переменное напряжение u_{TV} промодулировано по амплитуде низкочастотным входным синусоидальным напряжением. Из-за смены полярности входного напряжения инвертора с каждым полупериодом низкочастотного напряжения на границе двух полупериодов низкочастотного напряжения два соседних импульса высокочастотного напряжения имеют одинаковую полярность. Другими словами, на каждом полупериоде низкочастотного напряжения высокочастотное напряжение изменяет свою фазу на противоположную. При преобразовании высокочастотного напряжения демодулятором в случае $\alpha = \beta = 0$ последнее приводит к изменению полярности выходного напряжения, в результате чего в нагрузке формируется синусоидальное переменное напряжение, отличающееся от входного, как и при

преобразовании постоянного напряжения, лишь по уровню, который определяется коэффициентом трансформации трансформатора в звене повышенной частоты.

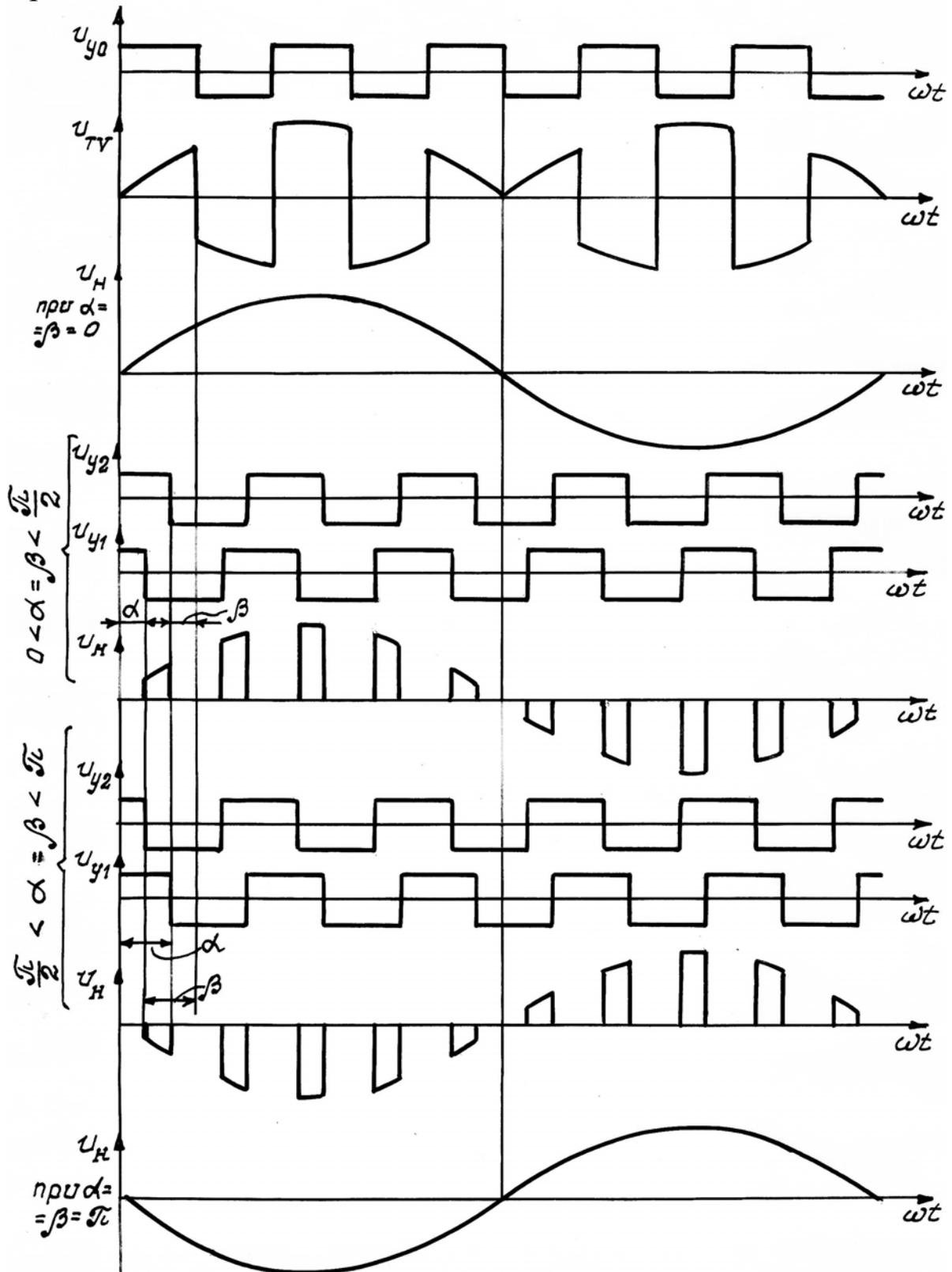


Рис. 5.7 — Преобразование переменного напряжения в универсальной ячейке

Сдвиг управляющих последовательностей u_{y1} и u_{y2} относительно последовательности u_{y0} приводит к появлению пауз на нулевом уровне в кривой выходного напряжения. Если $\alpha = \beta = \pi/2$, то нагрузка все время закорочена и $U_H = 0$. При $0 < \alpha = \beta < \pi/2$ выходное напряжение регулируется от максимального до нуля и в таких же пределах при $\pi/2 < \alpha = \beta < \pi$, но в последнем случае фаза выходного низкочастотного напряжения изменяется на противоположную. Увеличение углов управления до максимального значения $\alpha = \beta = \pi$ дает максимум выходного напряжения, как и при $\alpha = \beta = 0$, но только выходное напряжение будет в противофазе с входным.

Таким образом, при преобразовании переменного напряжения с помощью универсальной ячейки выходное напряжение можно регулировать от максимального значения до нуля, изменять его фазу и обеспечивать гальваническую развязку выхода со входом с помощью высокочастотного трансформатора.

В преобразовательной ячейке, представленной на рис. 5.8, регулирование выходного напряжения осуществляется относительно уровня входного напряжения как в большую, так и в меньшую стороны.

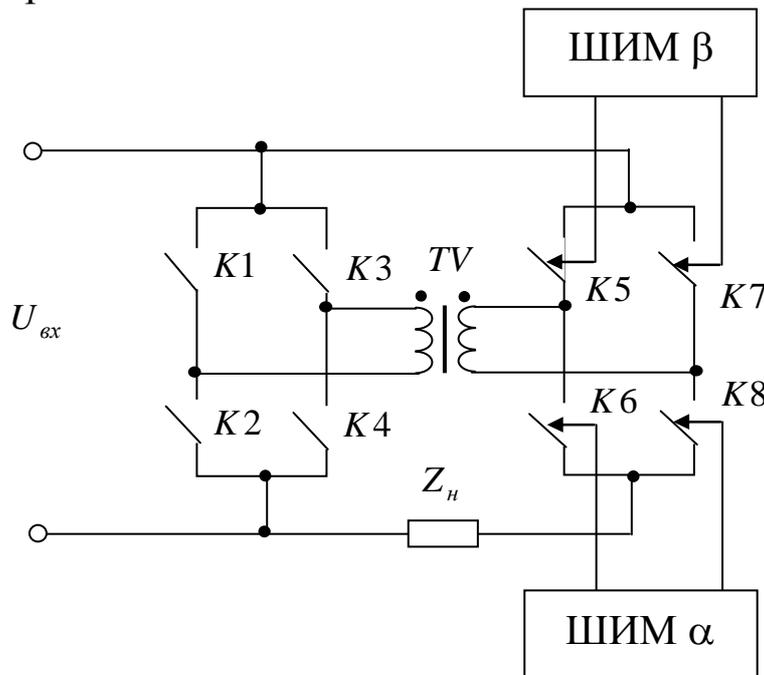


Рис. 5.8 — Преобразовательная ячейка с вольтодобавочным трансформатором

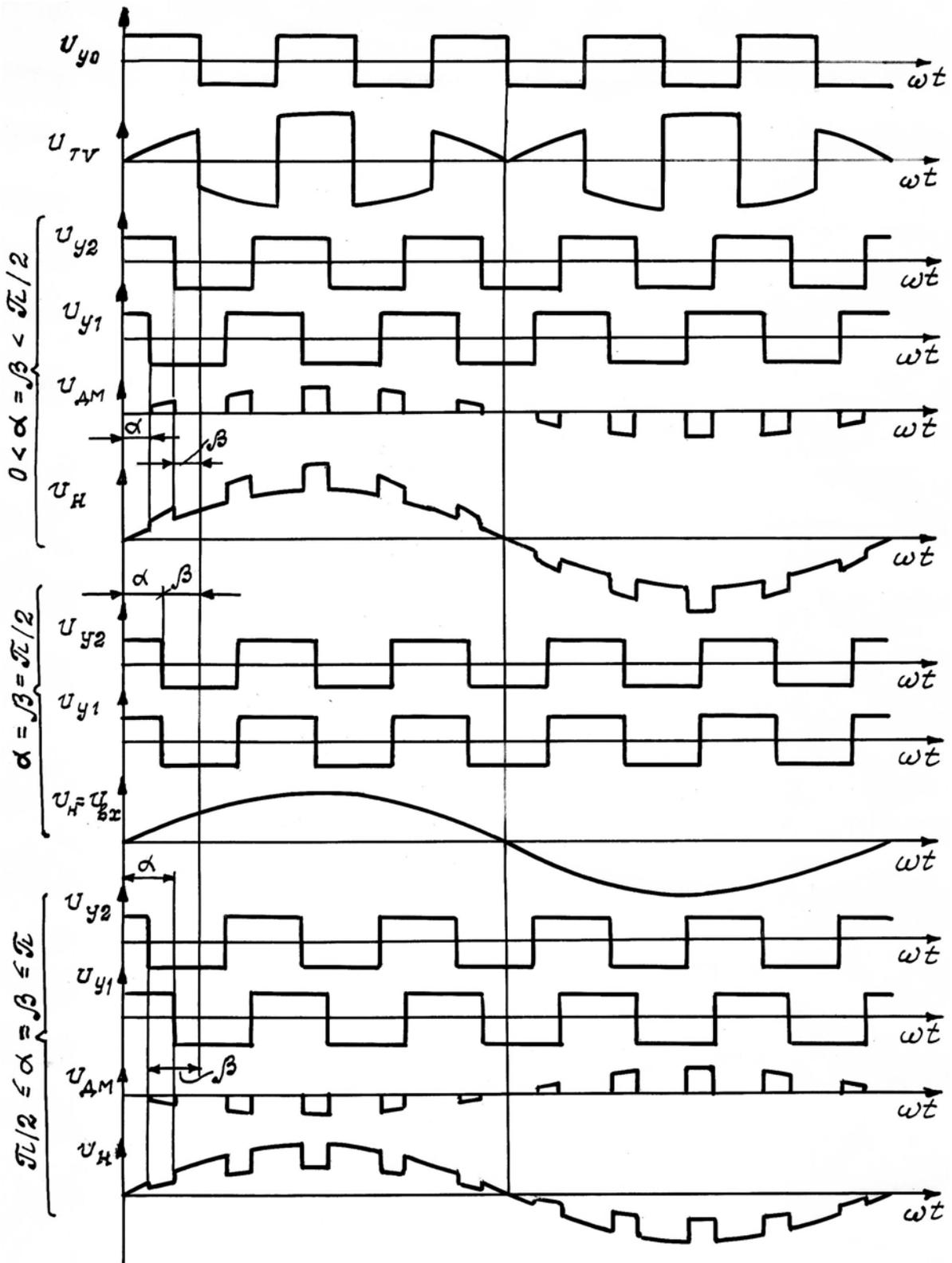


Рис. 5.9 — Преобразование переменного напряжения в ячейке с вольтодобавочным трансформатором

Высокочастотный трансформатор гальванически выход со входом не развязывает, но передает не всю мощность нагрузки, а только часть ее, пропорциональную половине диапазона регулирования.

Рассмотрим работу на примере преобразования переменного напряжения. Алгоритм управления ключами инвертора (К1—К4) и демодулятора (К5—К8) здесь такой же, как и в схеме универсальной ячейки (см. рис. 5.1). Вновь выделим характерные значения углов управления.

1. $\alpha = \beta = 0$. Диаграммы открытого состояния ключей и схемы замещения цепи на соответствующих интервалах для положительного полупериода входного напряжения изображены на рис. 5.10.

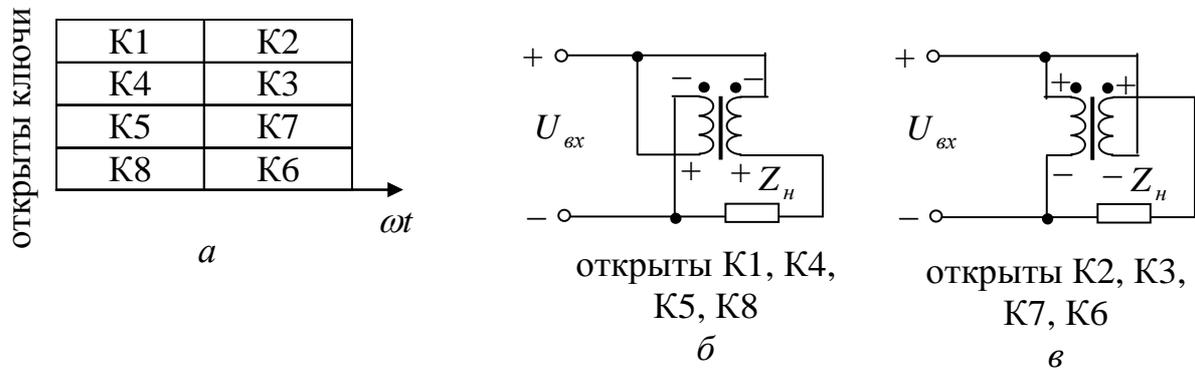


Рис. 5.10

Из схем замещения видно, что при любом сочетании состояния ключей входное напряжение и напряжение вторичной обмотки трансформатора включены последовательно и согласно. В нагрузке, следовательно, будет формироваться синусоидальное напряжение:

$$u_n = u_{ex} (1 + k_{тр}).$$

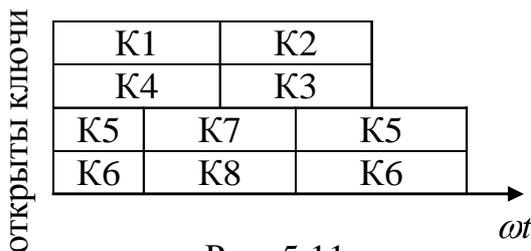


Рис. 5.11

2. $\alpha = \beta = \pi/2$. Из диаграммы на рис. 5.11 следует, что в демодуляторе поочередно открыты то пара ключей К5, К6, то пара К7, К8. Таким образом, нагрузка все время через упомянутые ключи соединена с входными за-

жимами схемы, минуя вторичную обмотку трансформатора, то есть выходное напряжение равно входному. Инвертор и трансформатор работают в режиме холостого хода.

3. $\alpha = \beta = \pi$. Напряжение вторичной обмотки трансформатора здесь, как видно из рис. 5.12, все время включено встречно с напряжением источника питания, то есть выходное напряжение будет синусоидальное по форме, но меньше входного:

$$u_n = u_{ex} (1 - k_{mp}).$$

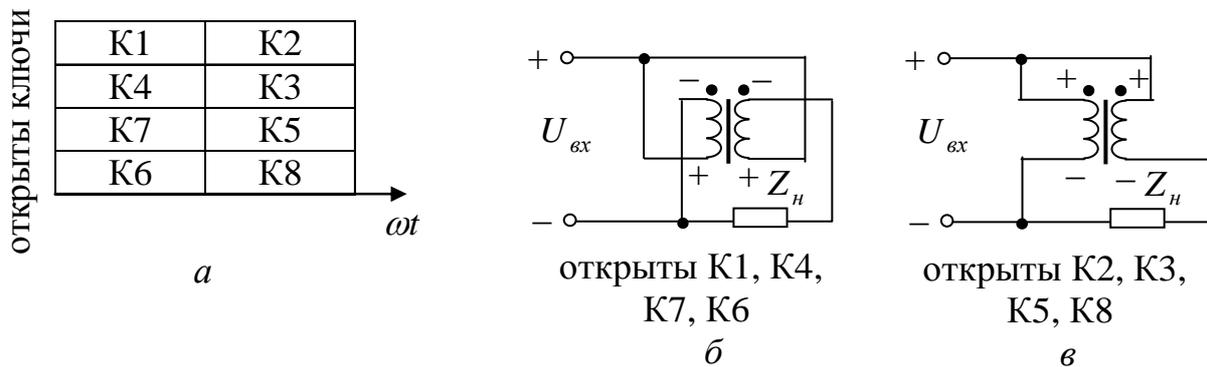


Рис. 5.12

При трех выбранных значениях углов управления реализуются последовательно режимы максимальной вольтдобавки, неискаженной (сквозной) передачи и максимальной вольтотбавки. А если углы управления изменять плавно между крайними значениями, то можно плавно изменять и выходное напряжение между режимами максимальных вольтдобавки и вольтотбавки.

4. $0 < \alpha = \beta \leq \pi/2$. Алгоритм открывания ключей устанавливается с помощью рис. 5.13.

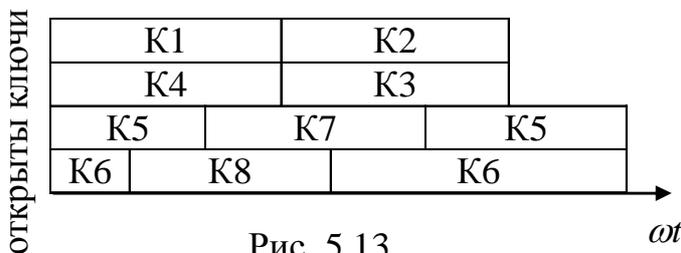
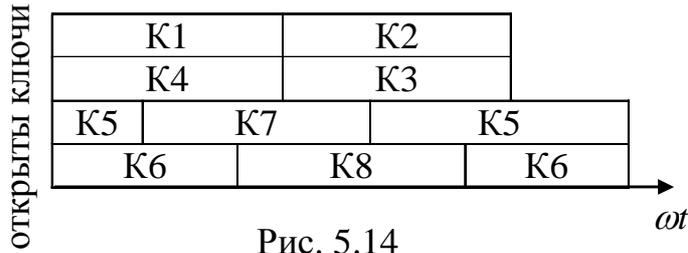


Рис. 5.13

Здесь будут чередоваться режимы сквозной передачи (например, открыты одновременно ключи K1, K4, K5, K6 либо K1, K4, K7, K8) и вольтдобавки (например, открыты одновременно K1, K4, K5, K8).



5. $\pi/2 < \alpha = \beta < \pi$. В соответствии с алгоритмом переключения ключей, представленным на рис. 5.14, будут чередоваться режимы сквозной передачи (открыты K1,

K4, K5, K6 либо K1, K4, K7, K8) и вольтдобавки (открыты K1, K4, K7, K6).

На рис. 5.9 представлены диаграммы, поясняющие формирование выходного напряжения ячейки для двух последних режимов.

Существенную особенность в работу двухтактных инверторов вносит технологический разброс параметров силовых транзисторов. Различие в падениях напряжения на транзисторах в открытом состоянии приводит к разным амплитудам смежных (положительного и отрицательного) полупериодов выходного напряжения инверторов, а неодинаковость времен переключения — к неравенству длительностей смежных полупериодов. В результате к первичной обмотке высокочастотного трансформатора прикладывается несимметричное напряжение, а в токе первичной обмотки появляется постоянная составляющая. Появление постоянной составляющей тока в первичной обмотке трансформатора вызывает изменение режима перемагничивания его магнитопровода, и при достаточно большом количестве подмагничивающих ампер-витков H_0 происходит насыщение силового трансформатора в конце одного из полупериодов даже при небольшой рабочей индукции B_m . На рис. 5.15 приведены динамические кривые перемагничивания магнитопровода трансформатора при отсутствии подмагничивающих ампер-витков постоянного тока (кривая 1) и при их наличии (кривая 2).

Возникающее вследствие несимметрии напряжения в двухтактных инверторах одностороннее насыщение сердечника трансформатора получило в технической литературе термин «замагничивание».

Замагничивание приводит к появлению импульсов тока большой амплитуды в конце одного из полупериодов работы инвертора, так как при насыщенном сердечнике трансформатора величина тока ограничивается лишь внутренним сопротивлением элементов цепи. Практически величины вызванных намагничиванием токов приводят к выходу транзисторов из строя.

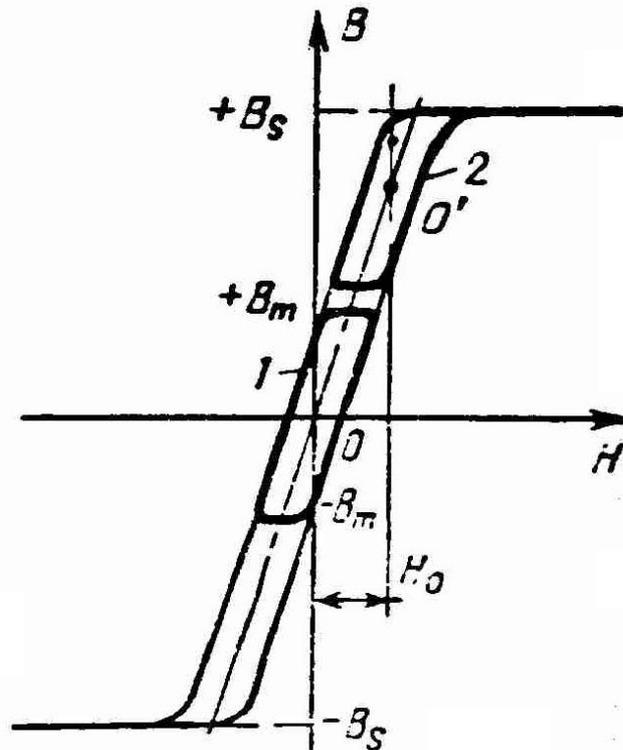


Рис. 5.15 — Изменение динамической кривой перемангничивания при несимметричном напряжении

Для исключения намагничивания используются различные схемы, в основу функционирования которых заложены измерение тока намагничивания сердечника и формирование системой управления сигнала на переключение транзисторов при резком возрастании тока намагничивания. В целом это существенно усложняет схемотехнику двухтактных инверторов.

Значительно проще решить проблему устранения намагничивания с помощью включения в цепь первичной обмотки трансформатора конденсатора C , как показано на рис. 5.16 на примере мостового инвертора.

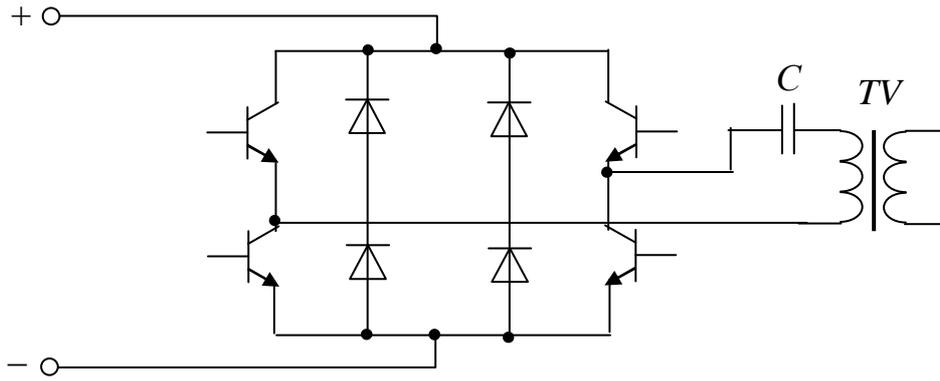


Рис. 5.16 — Мостовой инвертор, в котором устранено статическое намагничивание

Положительный эффект здесь основан на том, что через конденсатор не может протекать постоянный ток. Величина емкости конденсатора выбирается такой, чтобы на сопротивлении конденсатора выделилось напряжение несимметрии $U_{\text{несимм}}$, равное разности средних значений двух смежных полупериодов выходного напряжения инвертора. С учетом того, что частота пульсации $U_{\text{несимм}}$ в два раза меньше частоты f работы инвертора, получим:

$$C \geq \frac{I_{\text{вх}}}{\pi f U_{\text{несимм}}}. \quad (5.2)$$

Следует заметить, что конденсатор устраняет намагничивание в установившемся режиме работы, когда параметры элементов и величины воздействий не изменяются. Если же сопротивление нагрузки, входное напряжение или γ будут скачкообразно изменяться с частотой, близкой к f , то включение конденсатора от намагничивания не спасает.

Явление намагничивания характерно главным образом для инверторов, которые применяются в устройствах с промежуточным звеном повышенной частоты. Эти устройства компануются из отдельных самостоятельных функциональных узлов: инверторов, трансформаторов и выпрямителей. В итоге получается составной преобразователь, который можно назвать двухтактным преобразователем.

Принципиально намагничивание отсутствует в одноктактных преобразователях, которые рассматриваются в следующем разделе.

6 ОДНОТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

6.1 Особенности перемагничивания импульсных трансформаторов

В однотоковых преобразователях к первичной обмотке трансформатора прикладывается не переменное напряжение, а импульсы постоянного напряжения. Пусть эти импульсы имеют амплитуду U_1 , длительность t_u и период T_u , как показано на рис. 6.1, а.

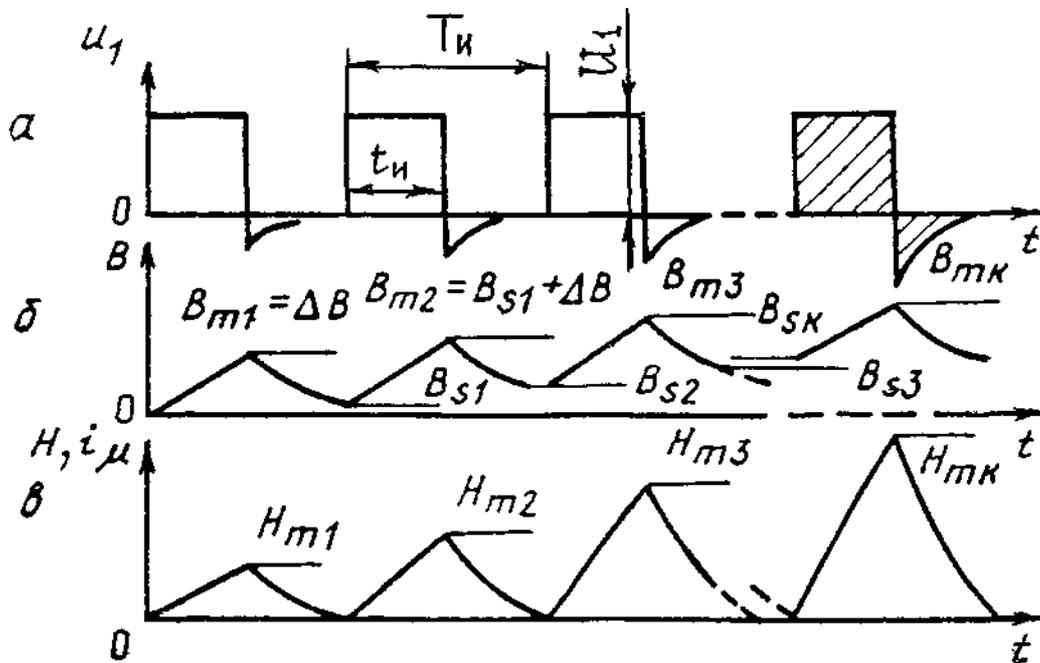


Рис. 6.1 — Процесс перемагничивания магнитопровода во времени ($B_{s1}, B_{s2}, \dots, B_{sk}$ — значения индукции, соответствующие точкам O_1, O_2, \dots, O_k на рис. 6.2)

Предполагаем, что магнитопровод находился изначально в полностью размагниченном состоянии. За время действия импульса значение магнитной индукции получит приращение

$$\Delta B = \frac{1}{W_1 S} \int_0^{t_u} u_1(t) dt = \frac{U_1 t_u}{W_1 S},$$

где W_1 — число витков первичной обмотки трансформатора;
 S — площадь сечения магнитопровода.

При этом точка, изображающая магнитное состояние магнитопровода, переместится по начальной кривой намагничивания и достигнет положения A_1 , как показано на рис. 6.2.

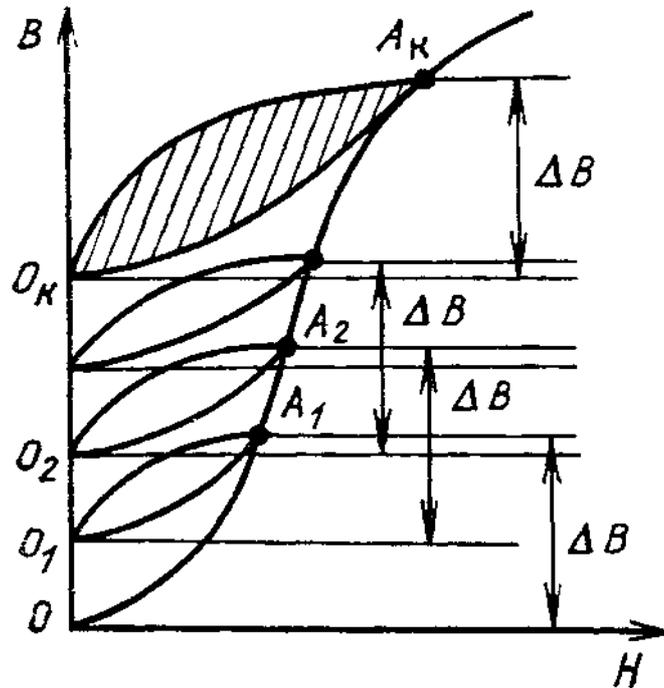


Рис. 6.2 — Импульсное намагничивание магнитопровода при однополярных импульсах напряжения

За время паузы магнитопровод размагничивается по кривой A_1O_1 , представляющей собой «спинку» соответствующей гистерезисной петли. За время второго импульса магнитопровод намагничивается по кривой O_1A_2 , во время второй паузы размагничивается по кривой A_2O_2 . Так будет происходить до тех пор, пока при каждом последующем намагничивании магнитное состояние магнитопровода будет характеризоваться одной и той же точкой A_k . В этом случае перемагничивание магнитопровода будет происходить по стационарной несимметричной петле частного цикла (заштрихованной на рис. 6.2), для которой $B_m - B_r = \Delta B$. Здесь обозначено: B_m — максимальное значение магнитной индукции (соответствует точке A_k), которое должно быть меньше индукции

насыщения B_s ; B_r — остаточная индукция, соответствующая точке O_k .

Изменение мгновенных значений индукции, напряженности и тока намагничивания i_{μ} показано на рис. 6.1, б, в.

Таким образом, главное отличие работы трансформатора при импульсном напряжении питания — перемагничивание сердечника по несимметричному циклу.

6.2 Прямоходовые преобразователи

Однотактные преобразователи классифицируются по способу передачи энергии из источника питания в нагрузку на прямоходовые и обратходовые. В прямоходовых преобразователях энергия из источника передается в нагрузку на интервалах включенного состояния транзистора (или транзисторов), в обратходовых — на интервале выключенного состояния.

Схема простейшего прямоходового преобразователя на одном транзисторе приведена на рис. 6.3.

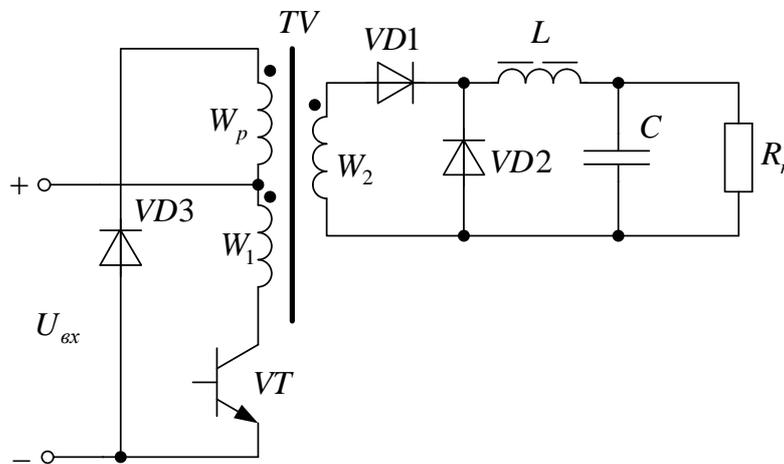


Рис. 6.3 — Однотактный прямоходовый преобразователь

При открытом состоянии транзистора VT открывается диод однополупериодного выпрямителя $VD1$ и энергия из источника через дроссель фильтра L поступает в нагрузку R_n и конденсатор фильтра C .

В момент закрывания транзистора происходит и закрытие диода $VD1$. При этом контур тока дросселя замыкается через открывающийся обратный диод $VD2$. Вследствие того, что транзистор и выпрямительный диод работают одновременно и синхронно, такой преобразователь получил еще и такое наименование, как преобразователь с прямым включением выпрямительного диода. На интервале включенного состояния транзистора ток перемагничивания трансформатора i_{μ} протекает через первичную обмотку W_1 . На интервале выключенного состояния транзистора накопленная в индуктивности намагничивания трансформатора энергия возвращается через открывшийся диод $VD3$ в источник (ток размагничивания протекает через упомянутый диод, дополнительную размагничивающую обмотку W_p и источник навстречу его полярности). Сердечник трансформатора перемагничивается по частному несимметричному циклу (см. рис. 6.2).

Для обеспечения надежного размагничивания сердечника трансформатора необходимо обеспечивать неравенство:

$$t_{вкл} \cdot W_1 < t_{выкл} \cdot W_p,$$

или, используя относительную длительность открытого состояния транзистора $\gamma = t_{вкл}/T$,

$$\gamma \cdot W_1 < (1 - \gamma) W_p.$$

Обмотки W_1 и W_p технологично в процессе изготовления мотать совместно в два провода, при этом числа их витков одинаковы. Кроме того, совместная намотка этих обмоток уменьшает паразитные параметры трансформатора. При выполнении соотношения $W_1 = W_p$ относительная длительность включенного состояния транзистора может изменяться в пределах

$$0 < \gamma < 0,5.$$

Выходное напряжение идеализированного преобразователя определяется из соотношения

$$U_n = U_{вх} \gamma \frac{W_2}{W_1}.$$

Диаграммы изменения токов в преобразователе показаны на рис. 6.4 (предполагается, что индуктивность дросселя достаточно велика и ток через него практически не пульсирует).

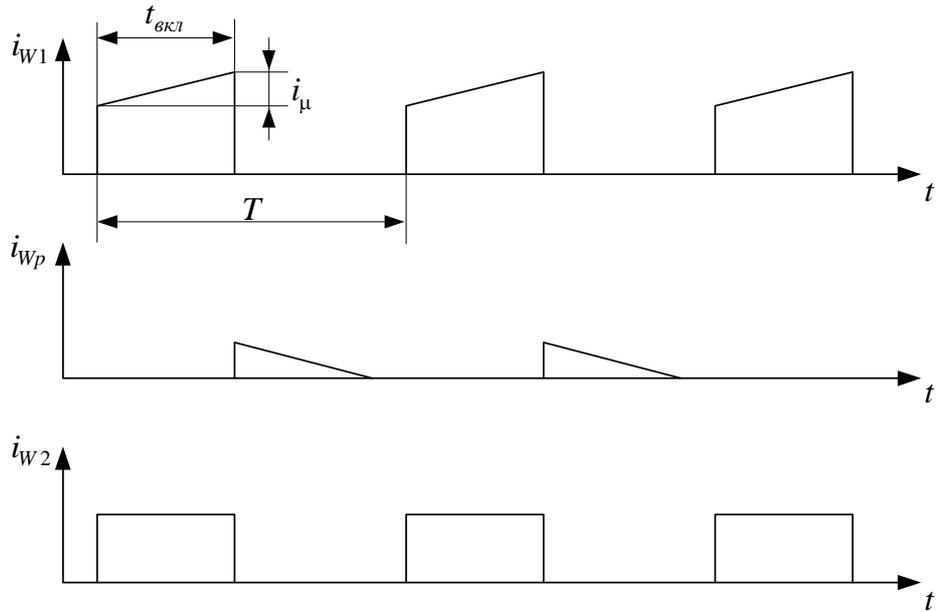


Рис. 6.4

На интервале выключенного состояния транзистора к нему прикладывается сумма напряжений обмоток W_1 и W_p трансформатора, то есть удвоенное напряжение питания. Уменьшить это напряжение в два раза и одновременно избавиться от размагничивающей обмотки трансформатора можно в схеме на рис. 6.5.

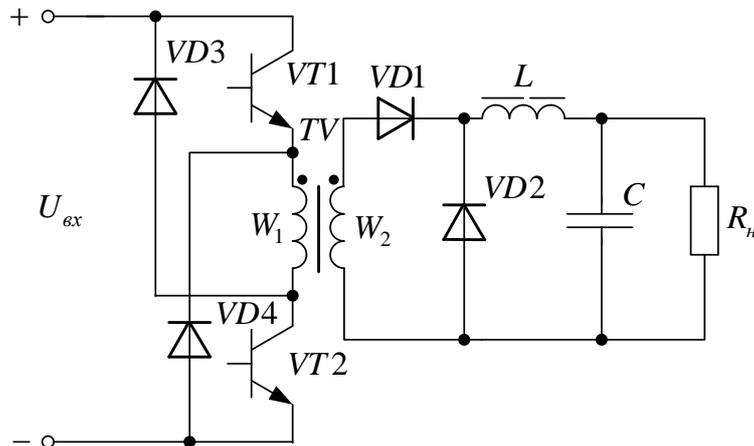


Рис. 6.5 — Двухтранзисторный однотактный прямоходовый преобразователь

Оба транзистора здесь работают синхронно. На интервале включенного состояния транзисторов первичная обмотка трансформатора подключается к источнику питания, и процессы в схе-

ме совершенно идентичны процессам в одностранзисторном преобразователе. При выключении транзисторов ток размагничивания протекает через обмотку W_1 , открывающиеся диоды $VD3$ и $VD4$ и источник питания встречно его полярности. К каждому из транзисторов при этом через соответствующий диод (например, к $VT1$ — через диод $VD4$) прикладывается напряжение источника питания. Недостатком этой схемы по-прежнему является тот факт, что величина γ не может превышать значения 0,5 (вспомним, что при малых значениях γ большую величину имеет коэффициент пульсаций выходного напряжения). Получить значения $\gamma > 0,5$ можно в схеме с дополнительными обмотками трансформатора W_{don} , показанной на рис. 6.6.

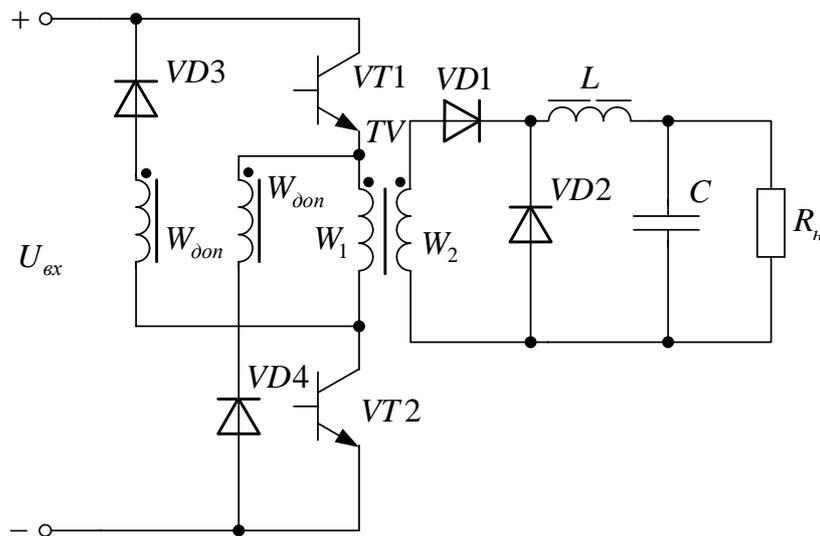


Рис. 6.6

В этой схеме на интервале размагничивания дополнительные обмотки трансформатора включаются последовательно встречно с первичной обмоткой, что обеспечивает большее значение вольт на виток ($U_{ex}/W_1 - 2W_{don}$), чем на интервале намагничивания, когда через открытые транзисторы к источнику питания подключается только первичная обмотка (число вольт на виток равно U_{ex}/W_1). Однако следует учитывать, что увеличение скорости размагничивания сердечника приводит к росту напряжения на транзисторах в выключенном состоянии:

$$U_{VT} = U_{ex} \frac{W_1 - W_{don}}{W_1 - 2W_{don}}.$$

Схеме на рис. 6.6 равнозначна по рассматриваемому эффекту и схема на рис. 6.7, в которой первичная обмотка выполнена с отпайками.

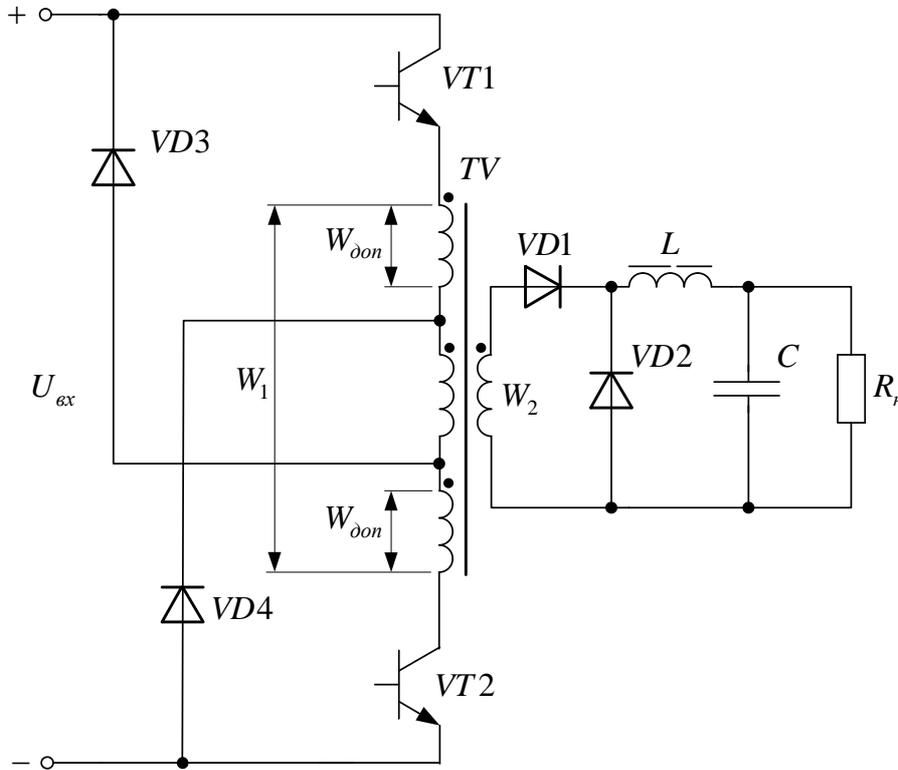


Рис. 6.7

Для всех представленных выше схем одноктактных преобразователей характерен частный несимметричный цикл перемагничивания сердечника трансформатора, заштрихованный на рис. 6.2 или приведенный на рис. 6.8, при изменении индукции от B_1 до B_r .

Амплитуда рабочей индукции при этом

$$B_{m1} = \frac{\Delta B_1}{2} = \frac{B_1 - B_r}{2}.$$

Существенно увеличить амплитуду рабочей индукции до значения

$$B_{m2} = \frac{\Delta B_2}{2} = \frac{B_1 + B_0}{2}$$

можно, если принудительно размагничивать магнитопровод до точки $(-H_0, -B_0)$, как показано на рис. 6.8.

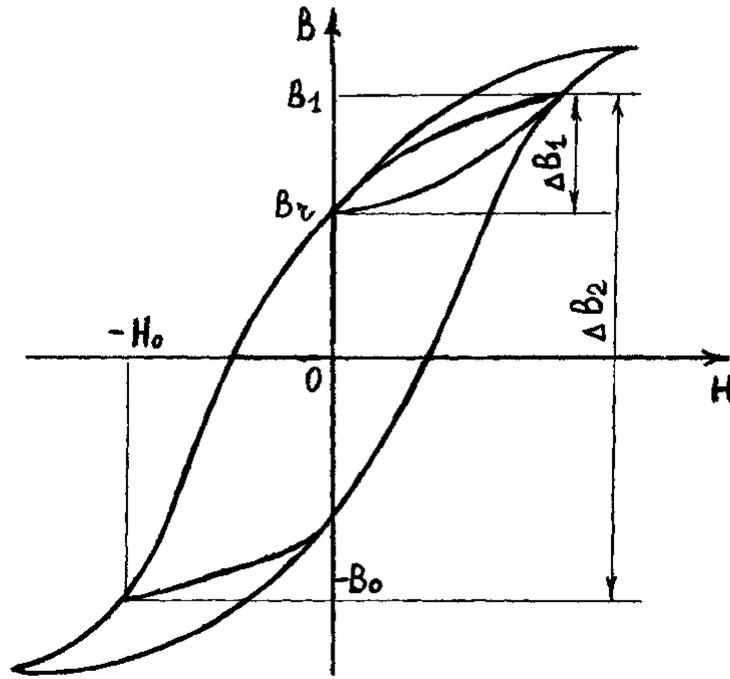


Рис. 6.8 — Частные циклы перемагничивания магнитопровода в одноктных преобразователях

Установить начальное подмагничивание величиной $-H_0$ можно при помощи дополнительной обмотки трансформатора W_p , которая через дроссель L_p подключается к источнику размагничивания E_p , как показано на рис. 6.9.

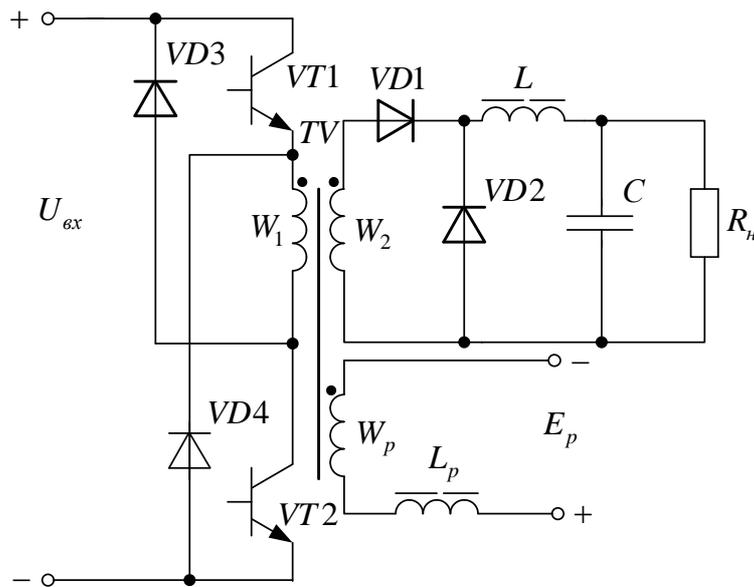


Рис. 6.9 — Одноктный преобразователь с принудительным размагничиванием магнитопровода трансформатора

Рассмотрим методику расчета цепи принудительного размагничивания.

Для достижения индукции B_0 необходим постоянный ток через обмотку размагничивания

$$I_{0p} = \frac{H_0 \cdot l}{W_p}, \quad (6.1)$$

где l — длина средней силовой линии магнитопровода трансформатора.

Во время работы преобразователя в обмотке размагничивания будет наводиться переменное напряжение с амплитудой

$$U_{pm} \approx \frac{U_{ex} \cdot W_p}{W_1}. \quad (6.2)$$

Это напряжение приводит к появлению в цепи переменной составляющей тока с амплитудой I_{pm} . Пренебрегая для переменной составляющей тока активным сопротивлением цепи размагничивания r_p по сравнению с индуктивным, получим:

$$I_{pm} = \frac{U_{pm}}{\omega L_p} = \frac{U_{pm}}{2\pi \cdot f \cdot L_p}, \quad (6.3)$$

где f — частота работы преобразователя;

L_p — индуктивность дросселя в цепи размагничивания.

Переменная составляющая тока в цепи размагничивания приводит к изменению напряженности магнитного поля и соответственно индукции размагничивания. Но, ограничив величину переменной составляющей тока на уровне $I_{pm} \approx 0,1I_{0p}$, можно с достаточной для практических расчетов точностью стабилизировать положение рабочей точки $(-H_0, -B_0)$ на кривой перемагничивания.

Из выражения (6.3) с учетом (6.1) и (6.2) определим величину индуктивности дросселя в цепи размагничивания:

$$L_p = \frac{U_{pm}}{2\pi \cdot f \cdot I_{pm}} = \frac{U_{ex} \cdot W_p^2}{0,2\pi \cdot f \cdot H_0 \cdot l \cdot W_1}. \quad (6.4)$$

Аналогичный цикл перемагничивания сердечника реализуется и в схеме на рис. 6.10.

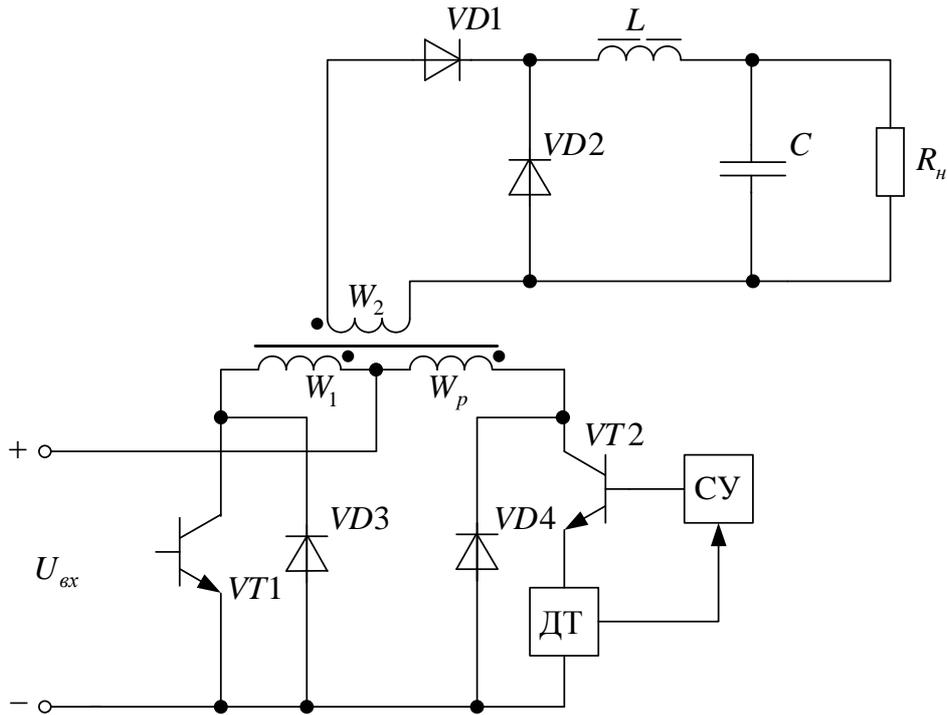


Рис. 6.10 — Вариант схемы однотактного преобразователя с увеличенной амплитудой рабочей индукции трансформатора

Внешне схема похожа на двухтактный инвертор с выводом средней точки первичной обмотки трансформатора. На интервале включенного состояния транзистора VT_1 энергия от источника передается в нагрузку. На интервале выключенного состояния VT_1 включается вспомогательный транзистор VT_2 и происходит размагничивание сердечника с помощью обмотки W_p . При достижении размагничивающим током через эту обмотку и транзистор VT_2 величины, соответствующей напряженности $-H_0$ (см. рис. 6.8), схема управления $СУ$ посредством сигнала с датчика тока $ДТ$ выключает вспомогательный транзистор и следующей рабочий такт начинается из точки $(-H_0, -B_0)$ на кривой перемагничивания.

Для схем с ограничением относительного интервала времени передачи энергии из источника в нагрузку ($\gamma \leq 0,5$) можно увеличить γ в два раза, если использовать две однотактные ячейки, работающие на общую нагрузку. При этом транзисторы одной ячейки (например, VT_1 и VT_2) должны работать со сдвигом на половину периода, т.е. в противотакте, с транзисторами другой ячейки (например, VT_3 и VT_4). Схема такого преобразователя

приведена на рис. 6.11. Увеличение вдвое значения γ позволяет существенно уменьшить коэффициент пульсаций выходного напряжения (см. рис. 2.4), что в итоге облегчает выходной фильтр.

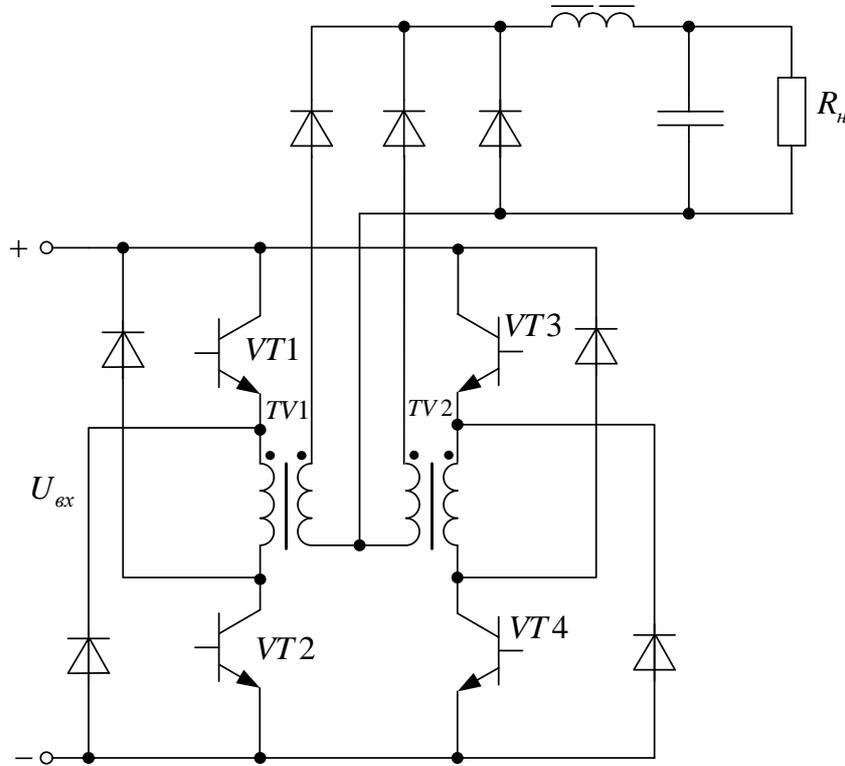


Рис. 6.11 — Сдвоенный однотоктный преобразователь

6.3 Обратногоходовые преобразователи

Простейший вариант схемы такого преобразователя приведен на рис. 6.12.

В этой схеме открытому состоянию транзистора соответствует закрытое состояние выпрямительного диода (вследствие чего такая схема иногда называется преобразователем с обратным включением диода). При этом забираемая от источника питания энергия накапливается в индуктивности намагничивания трансформатора. В закрытом состоянии транзистора происходит открывание диода, через который накопленная ранее энергия поступает в нагрузку и конденсатор фильтра. Трансформатор в рассматриваемой схеме выполняет функцию накопителя энергии, то есть дросселя, и поэтому выполняется с немагнитным зазором в сердечнике.

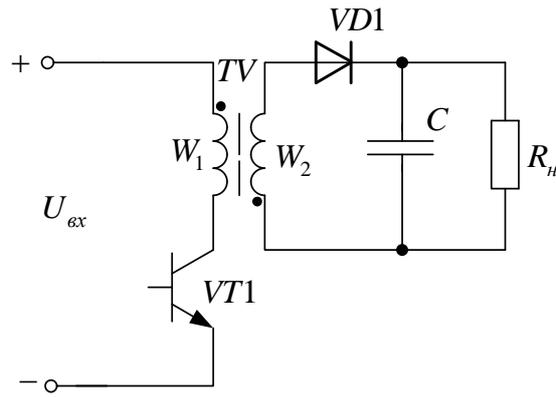


Рис. 6.12 — Однотактный
обратноходовый преобразователь

Для пояснения функционирования обратноходового преобразователя используем рис. 6.13.

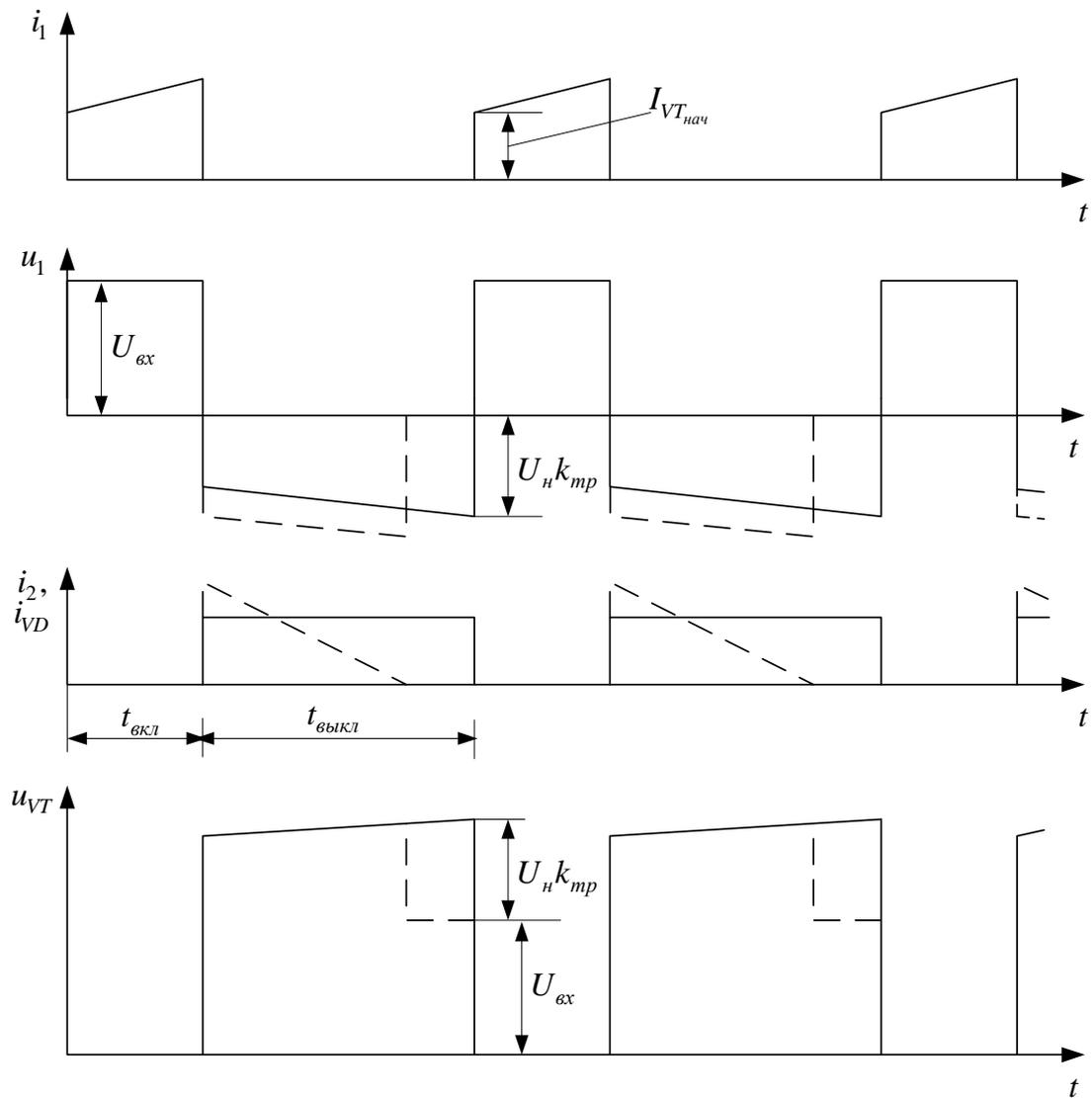


Рис. 6.13 — Диаграммы токов и напряжений
в обратноходовом преобразователе

Пусть преобразователь работал в установившемся режиме, в момент времени $t = 0$ произошло открывание транзистора и к началу первичной обмотки трансформатора оказался приложенным положительный потенциал источника питания. При этом напряжение на вторичной обмотке трансформатора, суммируясь с напряжением на конденсаторе фильтра, закрывает ранее открытый выпрямительный диод и нагрузка от трансформатора отключается.

Коллекторный ток транзистора нарастает по линейному закону

$$i_{VT} = I_{VTнач} + \frac{U_{ex} \cdot t}{L_1},$$

где L_1 — индуктивность намагничивания трансформатора, приведенная к его первичной обмотке;

$I_{VTнач}$ — ток в коллекторе транзистора и в L_1 в момент открывания транзистора.

К моменту закрывания транзистора ток в его коллекторе и в индуктивности намагничивания силового трансформатора достигает своего максимального значения

$$i_{VTmax} = I_{VTнач} + \frac{U_{ex} \cdot t_{вкл}}{L_1}.$$

В течение рассматриваемого интервала напряжение на нагрузке, отключенной от источника питания закрытым диодом, уменьшается по закону

$$u_H = U_{Hнач} \cdot e^{-\frac{t}{R_H C}},$$

где $U_{Hнач}$ — напряжение на нагрузке в момент открывания транзистора.

К концу рассматриваемого интервала напряжение на нагрузке достигает значения

$$U_{Hкон} = U_{Hнач} \cdot e^{-\frac{t_{вкл}}{R_H C}}.$$

После закрывания транзистора полярности напряжений на обмотках трансформатора изменяются на противоположные исходным, выпрямительный диод открывается и в нагрузку начина-

ет поступать энергия, накопленная в трансформаторе в течение предыдущего интервала. Ток в индуктивности намагничивания трансформатора и ток диода уменьшаются по мере расходования в нагрузке накопленной энергии. Если пренебречь пульсациями напряжения на нагрузке, то уменьшение тока i_{VD} через диод и через индуктивность намагничивания трансформатора, приведенную к его вторичной обмотке (i_{L_2}), будет иметь линейный характер:

$$i_{VD} = i_{L_2} = I_{VT_{\max}} \frac{W_1}{W_2} - \frac{U_H t}{L_2}, \quad (6.5)$$

где L_2 — индуктивность намагничивания трансформатора, приведенная ко вторичной обмотке.

Из (6.5) расчетное время t^* спада токов i_{VD} и i_{L_2} до нуля составит значение

$$t^* = \frac{I_{VT_{\max}} \cdot L_2 \cdot W_1}{W_2 \cdot U_H}.$$

В зависимости от соотношения параметров элементов схемы возможно два режима работы — режим непрерывного тока в индуктивности намагничивания трансформатора и режим прерывистого тока в той же индуктивности. В первом случае, когда длительность $t_{\text{выкл}}$ закрытого состояния транзистора соответствует неравенству $t_{\text{выкл}} < t^*$, к моменту очередного открывания транзистора токи i_{VD} и i_{L_2} не успевают уменьшиться до нуля.

Во втором случае $t_{\text{выкл}} > t^*$, к моменту очередного открывания транзистора диод успевает закрыться, так как энергия, ранее накопленная в индуктивности намагничивания, полностью успела передаться в нагрузку. Вследствие этого нагрузка отключается от трансформатора раньше, чем произойдет открывание транзистора.

Временные диаграммы, соответствующие режиму непрерывного тока, на рис. 6.13 изображены непрерывными линиями, а режиму прерывистого тока — штриховыми. Для обеспечения режима непрерывного тока должно выполняться неравенство:

$$L_1 \geq \frac{U_{\text{вх}} \cdot \gamma (1 - \gamma) W_1}{2f \cdot I_H \cdot W_2}.$$

Наибольшее практическое применение находит режим непрерывного тока. Для этого режима условие равенства вольтсекундных площадок напряжения разной полярности на первичной обмотке трансформатора можно записать в следующем виде:

$$\frac{U_{\text{ex}}}{W_1} \gamma = \frac{U_{\text{н}}}{W_2} (1 - \gamma). \quad (6.6)$$

Из (6.6) выводится формула регулировочной характеристики:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{ex}} \frac{W_2 \gamma}{W_1 (1 - \gamma)}. \quad (6.7)$$

Последняя формула выведена для идеализированного преобразователя (т.е. для преобразователя, выполненного на элементах без потерь). Формула для регулировочной характеристики, учитывающая активные сопротивления обмоток трансформатора, громоздка и здесь не приводится. Ее можно найти, например, в [6].

Обратноходовый преобразователь может быть выполнен и на двух синхронно работающих транзисторах, как показано на рис. 6.14. Диоды $VD1$ и $VD2$ предназначены для возврата в источник питания энергии, накопленной в индуктивности рассеяния первичной обмотки трансформатора. Кроме того, они защищают транзисторы от перенапряжения при обрыве нагрузки.

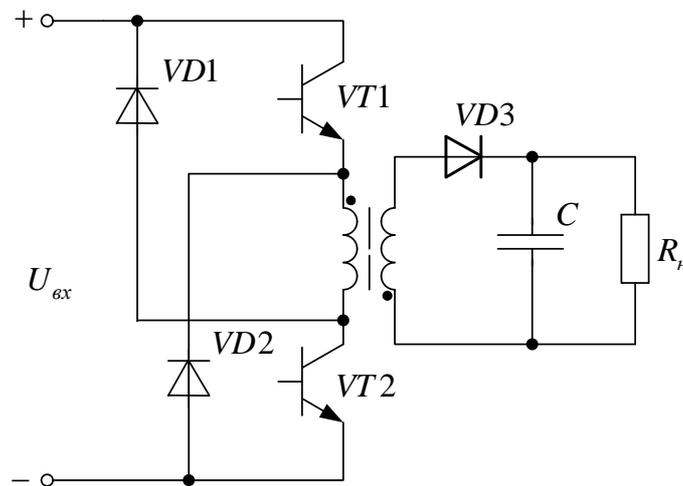


Рис. 6.14 — Обратноходовый двухтранзисторный одноктактный преобразователь

7 КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Как было показано выше, основным направлением миниатюризации преобразователей является повышение частоты преобразования. От неограниченного увеличения частоты разработчиков удерживает неидеальность характеристик элементов. Они имеют коммутационные потери, пропорциональные частоте коммутации. Если даже оставить в стороне экономические аспекты, необходимо учитывать влияние потерь мощности на физические размеры. В какой-то момент сокращение размеров электромагнитных элементов, достигаемое увеличением частоты коммутации, сводится на нет требуемым увеличением размеров охлаждающего элемента, который должен рассеивать выделившееся в полупроводниковых элементах тепло.

В преобразователях с прямоугольной формой переключаемых токов и напряжений, выполненных на биполярных транзисторах, максимальное значение частот не превышает значений 30—50 кГц. Принято считать, что именно в этом интервале частот достигается оптимальное соотношение между массой, габаритами, КПД, надежностью и стоимостью таких преобразователей.

С появлением мощных МОП-транзисторов предельная частота переключения может достигать нескольких десятков мегагерц. Но и в этом случае при прямоугольной форме токов и напряжений с повышением частоты переключения увеличиваются и коммутационные потери, и помехи.

Так, наличие индуктивностей соединительных проводников и емкостей переходов в полупроводниковых приборах приводит к индуктивному характеру нагрузки при выключении транзисторов и емкостному — при их включении. При выключении транзистора индуктивная нагрузка вызывает выбросы напряжения, возникающие из-за резкого изменения тока в паразитных индуктивностях, и создает перегрузки по напряжению и помехи. С другой стороны, если транзистор включается при значительном напряжении, то в нем будет рассеиваться энергия, накопленная в его выходной емкости C_x и равная $0,5C_x U^2$. Кроме того, включение при высоких уровнях напряжения приводит к возникновению сильных импульсных помех, проникающих через паразит-

ную емкостную связь в схему управления и ухудшающих устойчивость работы схемы.

Для улучшения характеристик переключения транзисторов разработано два метода формирования процессов коммутации [6]. Первый состоит в переключении транзисторов при нулевом токе (ПНТ), второй — при нулевом напряжении (ПНН). Реализуются оба метода путем введения в схему резонансных LC -контуров и созданием, таким образом, резонансных ключей (РК).

В РК ПНТ формируются квазисинусоидальные колебания тока через ключ, в результате чего создаются условия для его коммутации при нулевом токе как при включении, так и при выключении.

В РК ПНН формируются квазирезонансные колебания напряжения на ключе и обеспечивается его включение и выключение при нулевом напряжении.

Поскольку в резонансных схемах транзистор не испытывает одновременного воздействия напряжения и тока с большими амплитудами, то перегрузки и потери на переключение сводятся к минимуму.

Функциональные схемы резонансных ключей, реализующие возможность переключения ПНТ, приведены на рис. 7.1, а и ключей, реализующих возможность переключения ПНН, — на рис. 7.1, б.

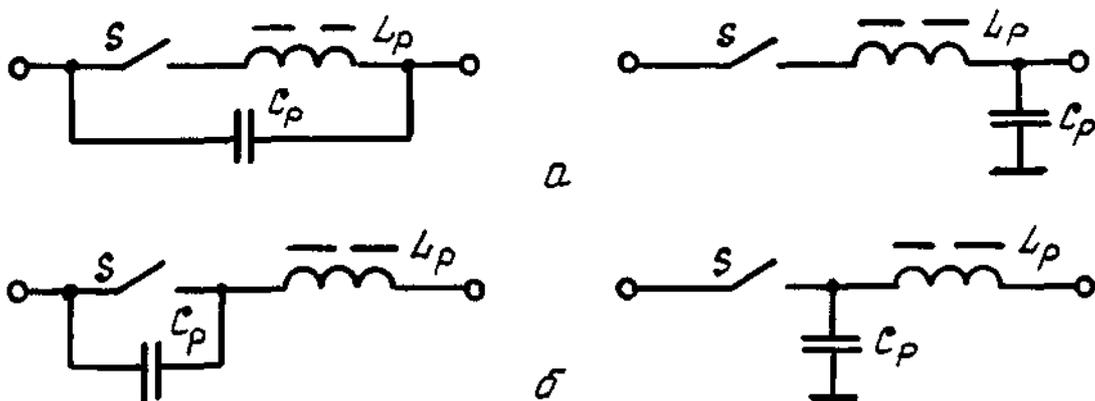


Рис. 7.1

Из рис. 7.1 видно, что РК могут иметь два или три зажима для подключения в цепь. Соответственно они называются двухполюсником либо трехполюсником.

В схемах ПНТ получение нулевого тока при включении ключа S обеспечивается индуктивностью L_p резонансного контура $L_p C_p$. В схемах ПНН нулевое напряжение при переключении ключа S обеспечивается конденсатором аналогичного резонансного контура. Очевидно, что режимы ПНТ или ПНН могут быть реализованы лишь при определенных фазовых соотношениях процессов в колебательных контурах. Поэтому в схемах с резонансными ключами обычно используют частотно-импульсную модуляцию.

На схемах, изображенных на рис. 7.1, ключи S условно изображают транзисторы, которые при наличии в схеме колебательных процессов должны быть защищены диодами от напряжения обратной полярности. Диоды могут быть включены как последовательно с транзистором, так и параллельно ему. То или иное включение диодов определяет рабочие характеристики преобразователя.

Схемы включения транзисторов (условно приняты биполярные) с защитным диодами приведены на рис. 7.2.

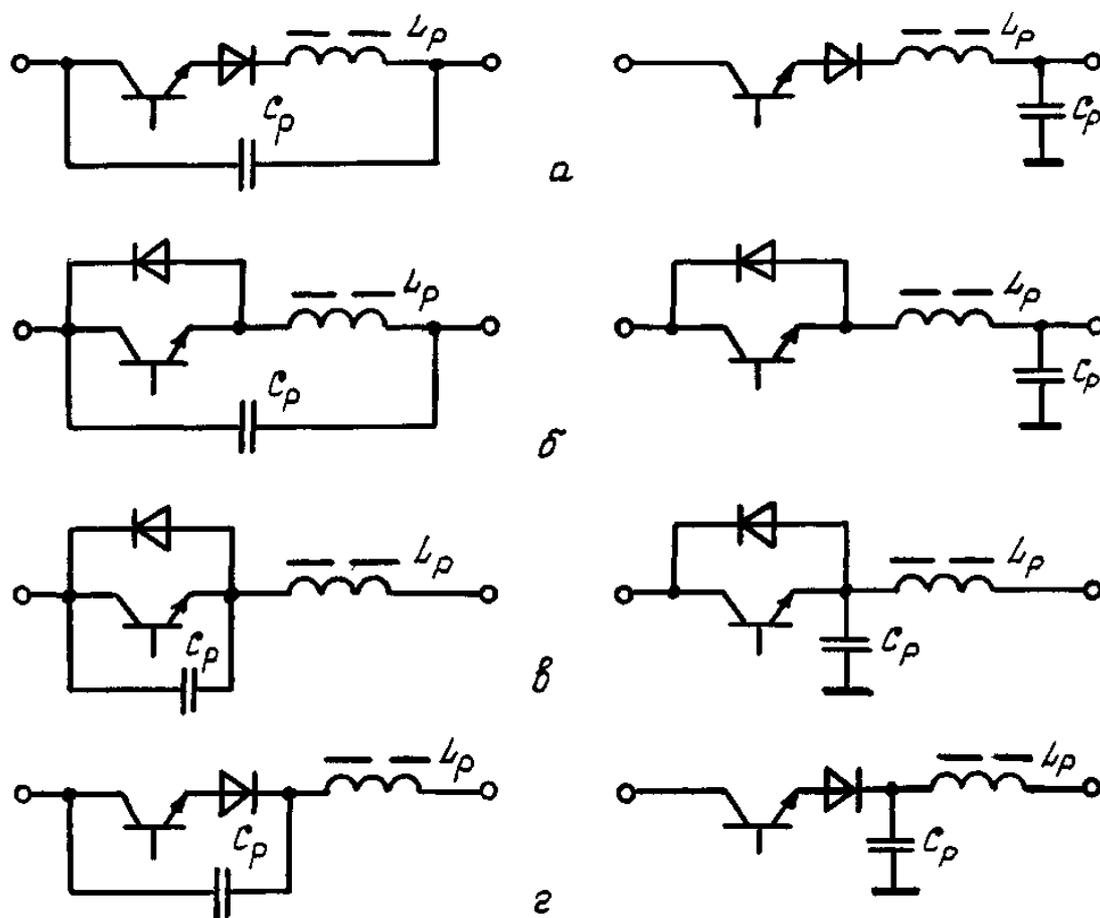


Рис. 7.2

Ключи на рис. 7.2, *а* являются схемами ПНТ с однополупериодным режимом работы, на рис. 7.2, *б* — с двухполупериодным режимом, на рис. 7.2, *в* — схемами ПНН с однополупериодным, на рис. 7.2, *г* — с двухполупериодным режимом. Термины «однополупериодный» и «двухполупериодный» здесь означают следующее. Если наличие диода препятствует обмену энергией между реактивными элементами контура, а значит, и протеканию тока различного направления, то такая схема является однополупериодной. В двухполупериодной схеме обмен энергией между L_p и C_p происходит в течение любого рабочего полупериода преобразователя.

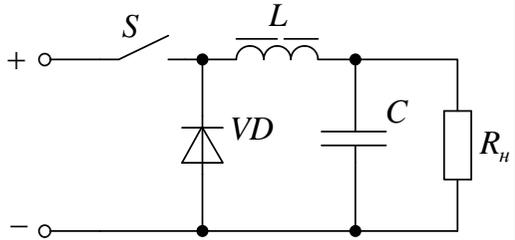
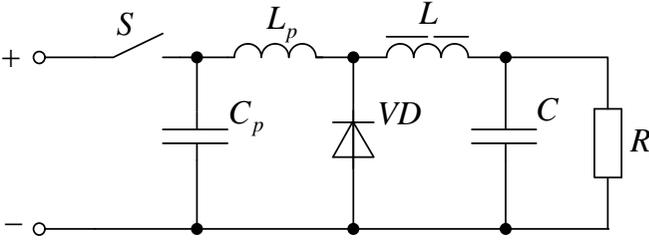
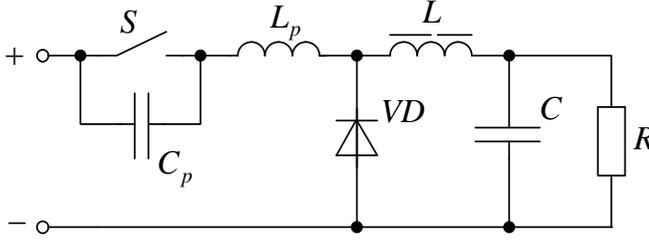
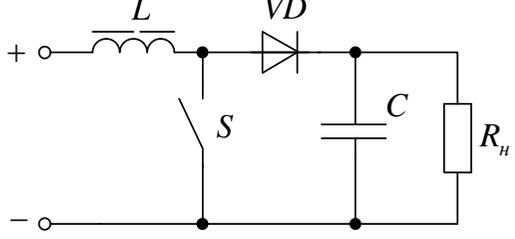
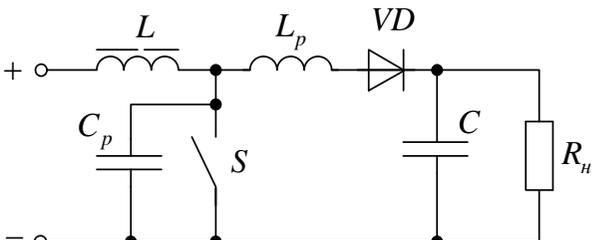
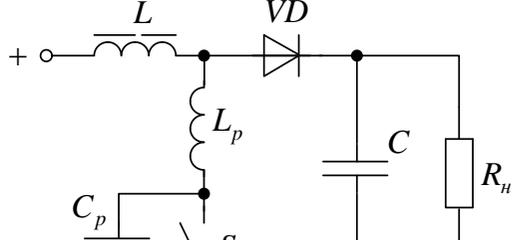
В схемах на рис. 7.2, *а* диод препятствует обратному протеканию тока через индуктивность, а в схемах на рис. 7.2, *в* наличие диода препятствует появлению напряжения обратной полярности на конденсаторе. Поэтому указанные схемы относятся к однополупериодным. В схемах ПНТ диод для обеспечения двухполупериодности режима работы включается параллельно транзистору, в схемах ПНН — последовательно. Эта обратимость определяется принципом дуальности токов и напряжений в индуктивных и емкостных электрических цепях.

Принцип резонансного переключения может быть применен к большому числу преобразователей. Путем простой замены в силовой части схемы обыкновенного ключа на резонансные можно получить квазирезонансный ПНТ- или ПНН-преобразователь. Несколько примеров построения квазирезонансных преобразователей приведено в табл. 1 и 2. Принцип работы квазирезонансного ПНТ-преобразователя рассмотрим на примере понижающей схемы, показанной на рис. 7.3, *а*.

При анализе процессов примем следующие допущения:

- все элементы схемы обладают идеальными параметрами;
- индуктивности резонансного дросселя L_p и сглаживающего L связаны соотношением $L \gg L_p$;
- выходной фильтр вместе с нагрузкой замещен генератором неизменного тока I_0 .

Таблица 1 — Примеры схем квазирезонансных преобразователей с переключением в нуле напряжения

Исходная схема	Схема с РК-трехполюсником	Схема с РК-двухполюсником
<p data-bbox="190 411 689 451">Понижающий преобразователь</p> 		
<p data-bbox="235 839 645 919">Повышающий преобразователь</p> 		

Продолжение табл. 1

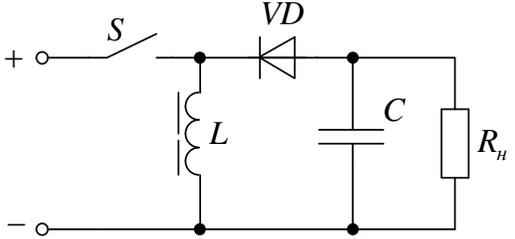
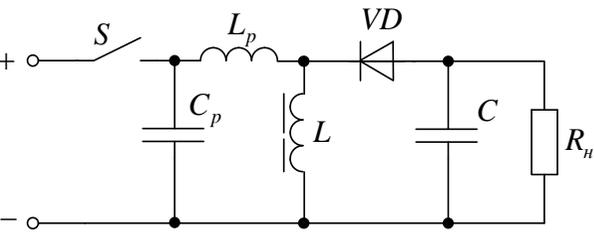
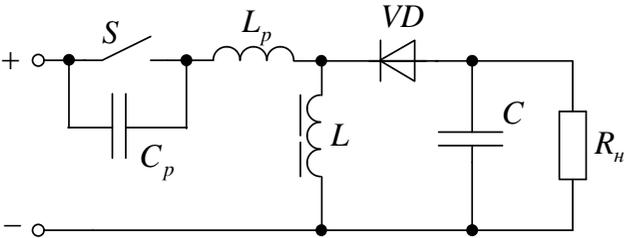
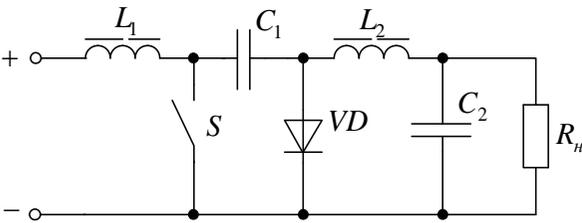
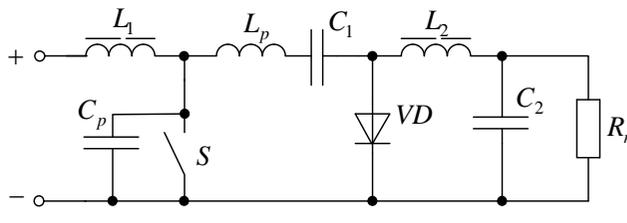
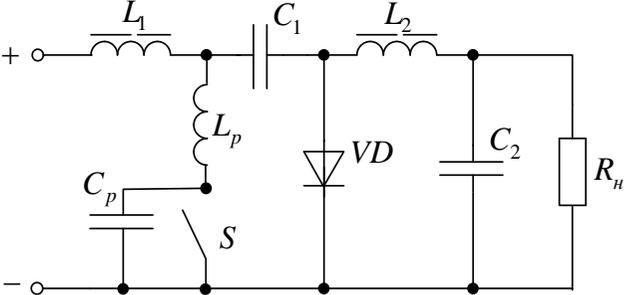
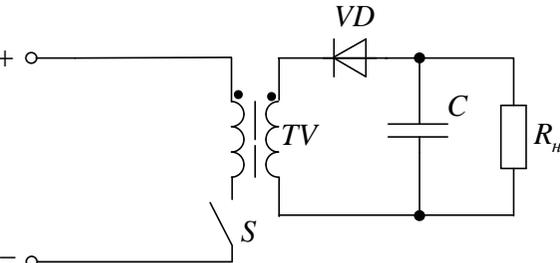
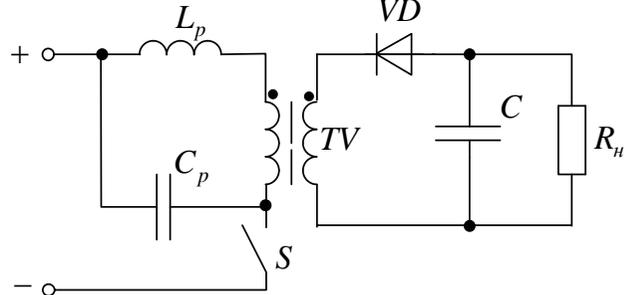
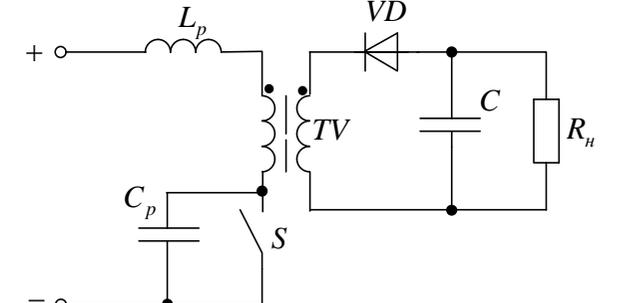
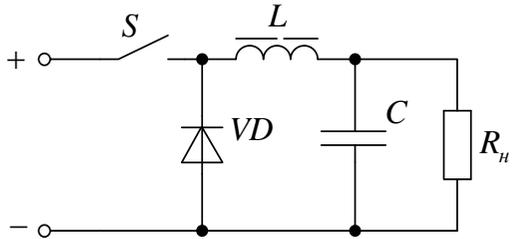
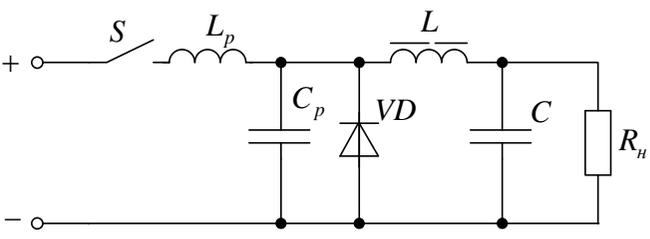
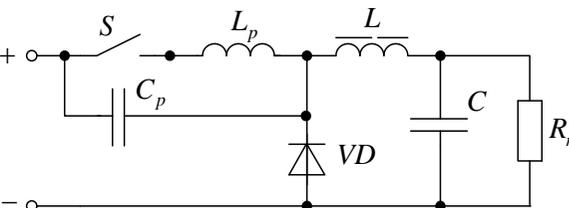
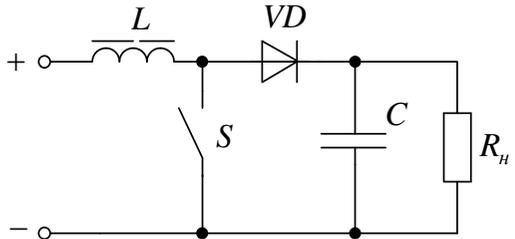
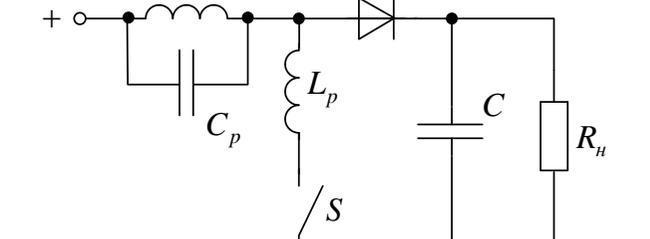
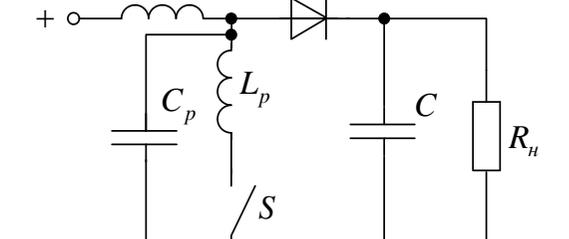
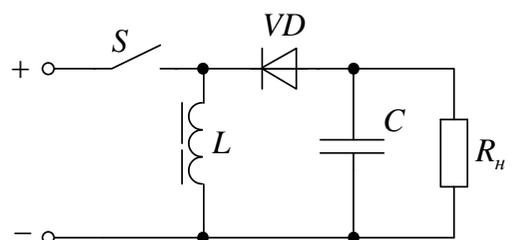
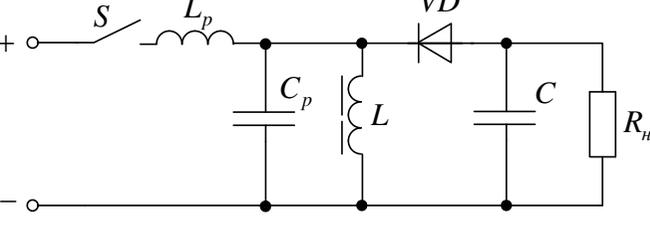
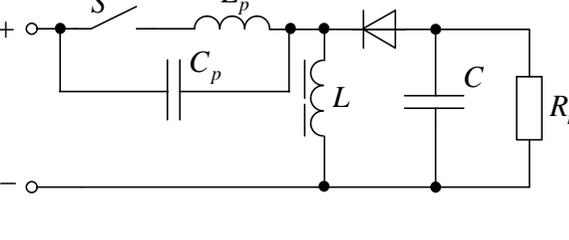
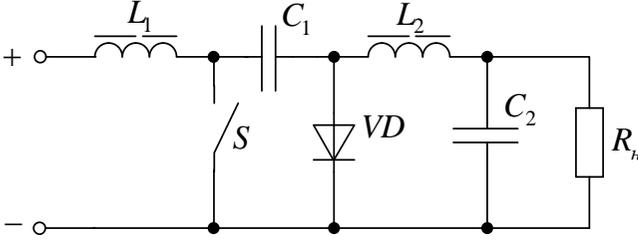
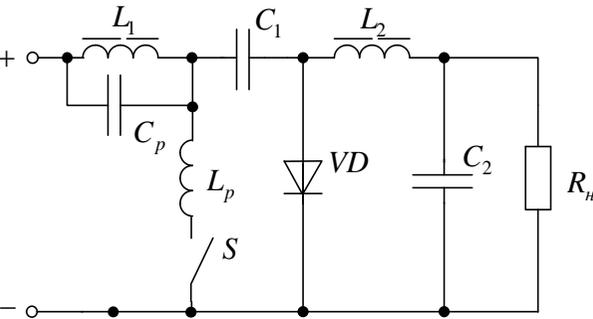
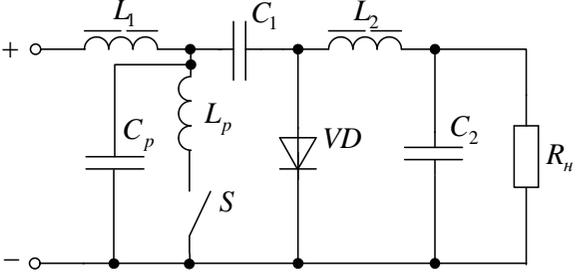
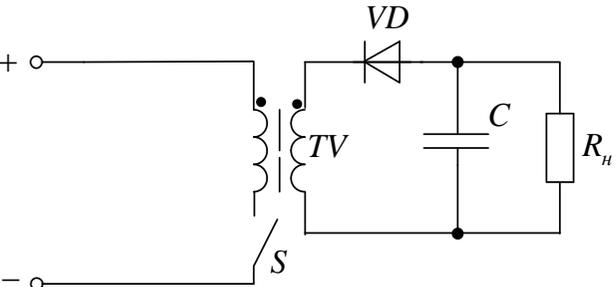
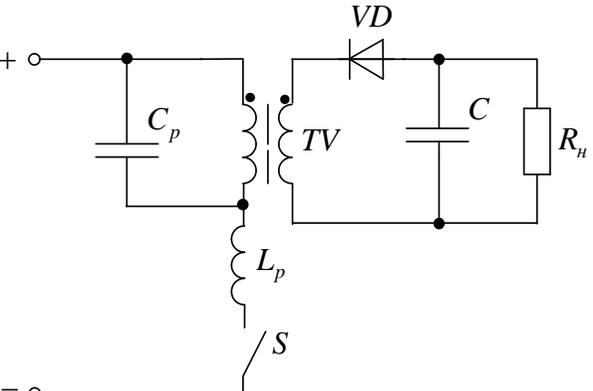
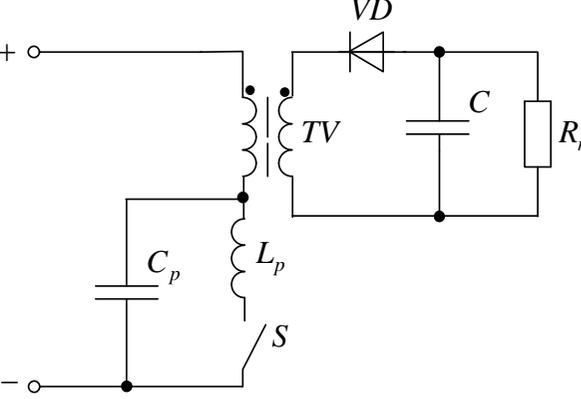
Исходная схема	Схема с РК-трехполюсником	Схема с РК-двухполюсником
<p data-bbox="152 328 696 363">Инвертирующий преобразователь</p> 		
<p data-bbox="241 671 607 707">Преобразователь Кука</p> 		
<p data-bbox="152 1032 696 1067">Обратноходовый преобразователь</p> 		

Таблица 2 — Примеры схем квазирезонансных преобразователей с переключением в нуле тока

Исходная схема	Схема с РК-трехполюсником	Схема с РК-двухполюсником
<p>Понижающий преобразователь</p> 		
<p>Повышающий преобразователь</p> 		
<p>Инвертирующий преобразователь</p> 		

Продолжение табл. 2

Исходная схема	Схема с РК-трехполосником	Схема с РК-двухполосником
<p data-bbox="286 379 645 419">Преобразователь Кука</p> 		
<p data-bbox="197 826 734 866">Обратноходовый преобразователь</p> 		

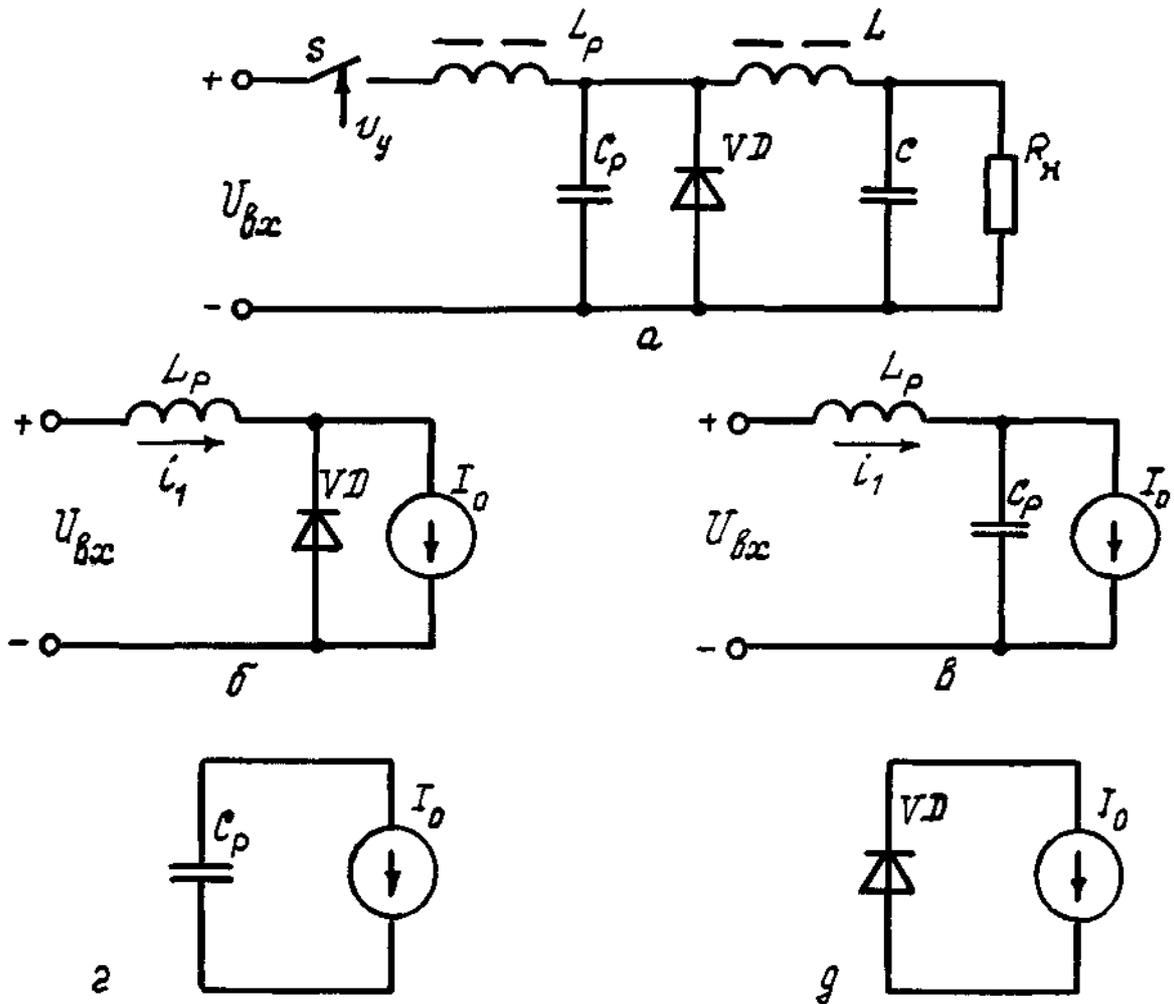


Рис. 7.3 — Понижающий ПНТ-преобразователь и его поэтапные схемы замещения

Полный период частоты переключения можно разделить на четыре интервала. Эквивалентные схемы, соответствующие этим интервалам, приведены на рис. 7.3. Предположим, что в установившемся режиме работы перед включением S через обратный диод VD протекал ток I_0 и что напряжение на резонансном конденсаторе C_p равнялось нулю. В начале цикла переключения в момент $t = 0$ включается S . Временные диаграммы приведены на рис. 7.4.

1. Интервал зарядки дросселя $0-t_1$ (схема замещения на рис. 7.3, б). Входной ток i_1 линейно нарастает, его изменение описывается уравнением:

$$L_p \frac{di_1}{dt} = U_{ex}.$$

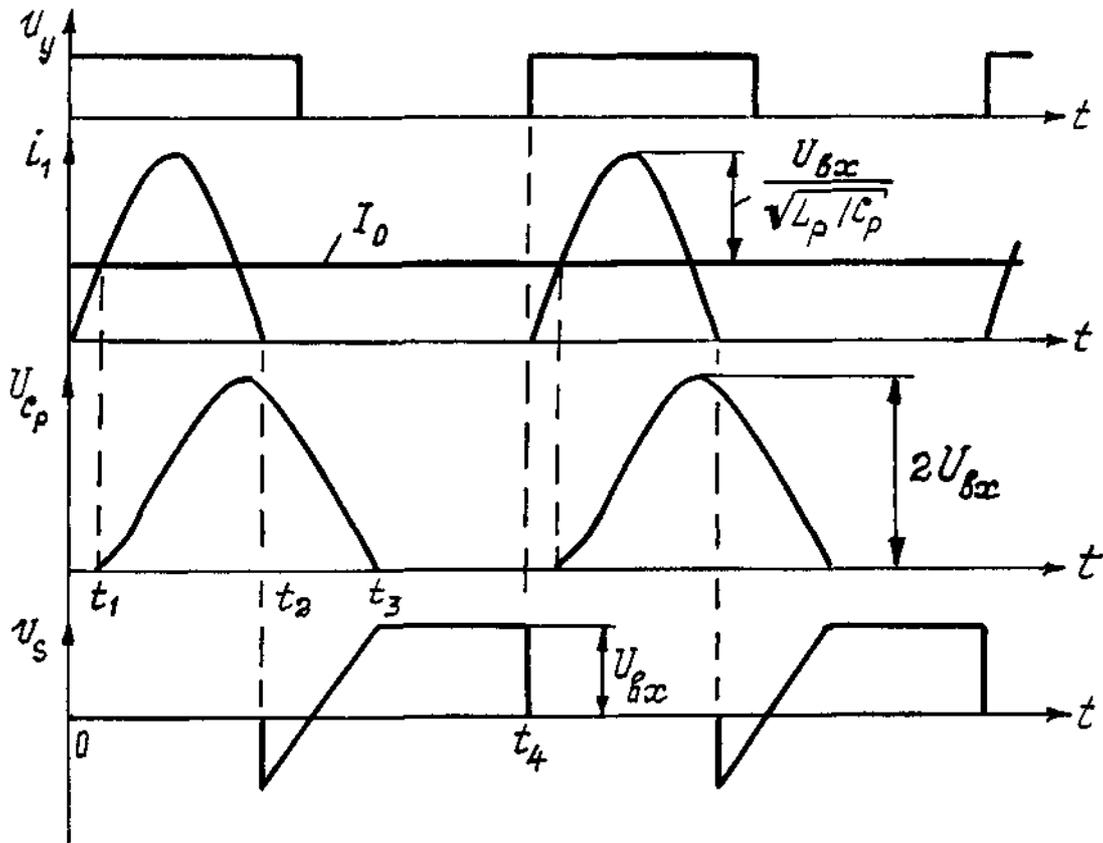


Рис. 7.4 — Диаграммы изменения токов и напряжений в понижающем ПНТ-преобразователе

Так как входной ток при этом изменяется от нуля до величины I_0 , то длительность этого интервала τ_1 можно найти по выражению:

$$\tau_1 = \frac{L_p I_0}{U_{6x}}$$

2. Интервал резонанса t_1 — t_2 (схема замещения на рис. 7.3, в). В момент $t = t_1$, когда входной ток увеличится до значения I_0 , диод VD запирается и начинается нарастание напряжения u_{C_p} за счет зарядки конденсатора C_p током $i_1 - I_0$. На интервале $\tau_2 = t_2 - t_1$ схема будет описываться уравнениями

$$C_p \frac{du_{C_p}}{dt} = i_1 - I_0;$$

$$L_p \frac{di_1}{dt} = U_{6x} - u_{C_p}$$

с начальными условиями

$$u_{C_p}(t_1) = 0, \quad i_1(t_1) = I_0.$$

Тогда

$$i_1 = I_0 + \frac{U_{ex}}{\sqrt{L_p/C_p}} \sin \omega t; \quad (7.1)$$

$$u_{C_p} = U_{ex} (1 - \cos \omega t). \quad (7.2)$$

Если в схеме используется однополупериодный резонансный ключ, то, как видно из рис. 7.4, ключ S будет размыкаться в момент $t = t_2$, когда резонирующий входной ток i_1 уменьшится до нуля. Но если применен двухполупериодный резонансный ключ, то колебание тока i_1 будет продолжаться, что приведет к передаче энергии обратно в источник питания через встречно-параллельный диод. Диаграммы, соответствующие применению двухполупериодного ключа, приведены на рис. 7.5.

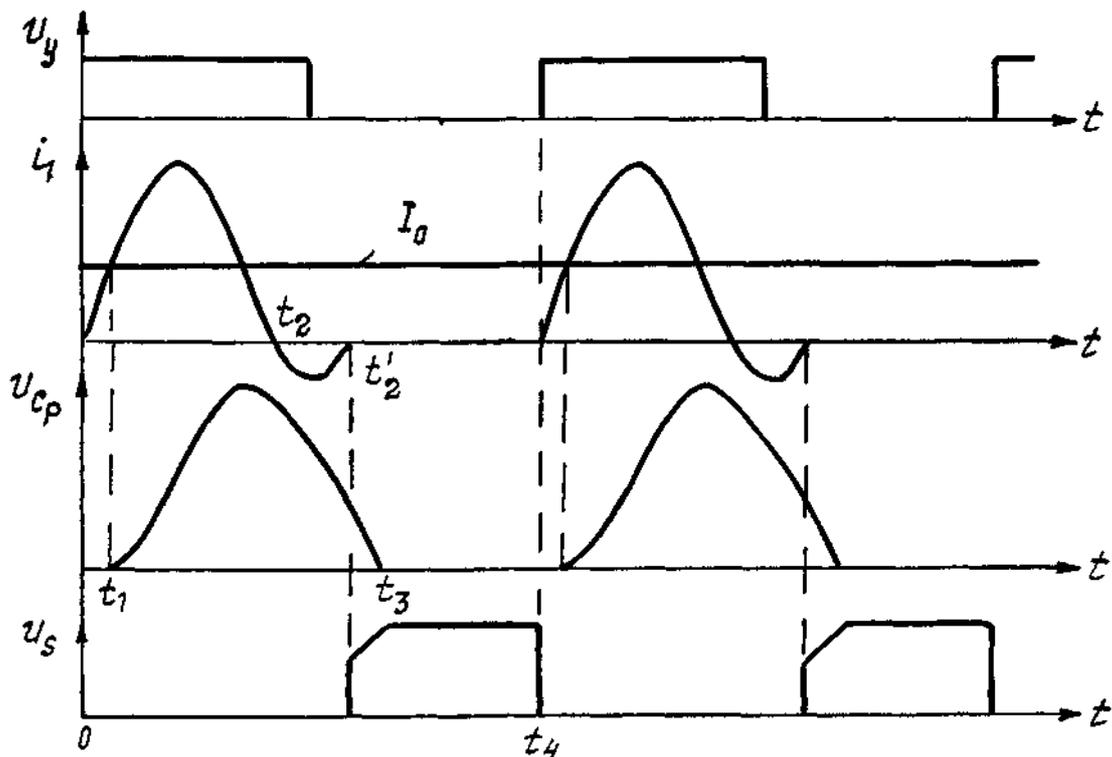


Рис. 7.5

В момент времени $t = t_2'$ ток через ключ (т.е. встречно-параллельный диод) опять станет равным нулю. Длительность данного интервала $\tau_2 = t_2 - t_1$ (либо $\tau_2 = t_2' - t_1$ для двухполупериодного

режима) можно найти из уравнения (7.1) путем подстановки $i_1(t_2) = 0$. С учетом того, что отсчет времени интервала резонанса начинается с момента $t = t_1$, получаем

$$\tau_2 = \frac{\alpha}{\omega}, \quad \alpha = \arcsin \left(-\frac{I_0}{U_{\text{ex}}} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \right).$$

Значение напряжения u_{C_p} в момент t_2 можно найти из уравнения (7.2):

$$u_{C_p}(t_2) = U_{\text{ex}} (1 - \cos \alpha). \quad (7.3)$$

Максимум напряжения на резонансном конденсаторе соответствует моменту выполнения равенства токов i_1 и I_0 на интервале спада тока i_1 и равен удвоенному значению напряжения источника питания.

3. Интервал разрядки конденсатора $t_2—t_3$ (схема замещения на рис. 7.3, з). Поскольку в момент t_2 ключ S размыкается, то резонансный конденсатор разряжается через выходную цепь, при этом u_{C_p} линейно уменьшается и становится равным нулю в момент t_3 (см. рис. 7.4 и рис. 7.5). Данный интервал описывается следующим уравнением:

$$C_p \frac{du_{C_p}}{dt} = I_0.$$

Длительность интервала $\tau_3 = t_3 - t_2$ можно найти с помощью начального условия — величины напряжения на конденсаторе в момент $t = t_2$, определяемой по формуле (7.3):

$$\tau_3 = C_p \frac{u_{C_p}(t_2)}{I_0} = C_p \frac{U_{\text{ex}}}{I_0} (1 - \cos \alpha).$$

4. Интервал проводимости обратного диода $t_3—t_4$ (схема замещения на рис. 7.3, д). Выходной ток протекает через диод VD . Длительность этого интервала $\tau_4 = t_4 - t_3$ равна

$$\tau_4 = T - \tau_1 - \tau_2 - \tau_3,$$

где T — период повторяемости процессов, то есть период работы преобразователя.

Из представленных диаграмм (см. рис. 7.4 и рис. 7.5) видно, что коммутация ключа в схеме происходит при нулевом токе.

Из кривой тока i_1 видно, что этот ток содержит постоянную составляющую I_0 и переменную составляющую с амплитудой

$$\frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{L_p/C_p}}.$$

Переменная составляющая тока неизменна при заданных входном напряжении и характеристическом сопротивлении $z = \sqrt{L_p/C_p}$, а постоянная составляющая — это просто ток нагрузки. Амплитуда переменной составляющей должна поддерживаться больше уровня постоянной. Вследствие этого имеется ограничение на максимальное значение тока нагрузки, превышение которого ведет к потере возможности переключения при нулевом токе:

$$I_0 < \frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{L_p/C_p}}.$$

Регулировочные характеристики понижающего квазирезонансного ПНТ-преобразователя рассчитаны в [3] и приведены на рис. 7.6. Рис. 7.6, а соответствует однополупериодному режиму работы ключа, а рис. 7.6, б — двухполупериодному.

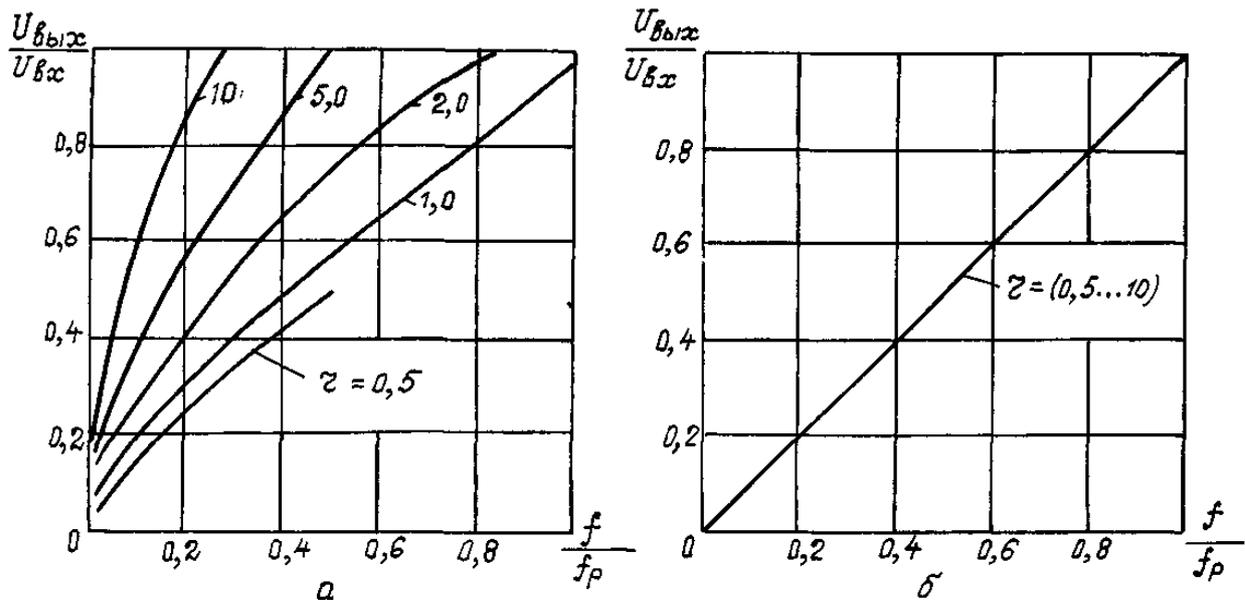


Рис. 7.6 — Регулировочные характеристики понижающего ПНТ-преобразователя

Характеристики построены в функции отношения текущей рабочей частоты преобразования $f = 1/T$ к резонансной частоте колебательного контура f_p , которая определяется из соотношения:

$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p/C_p}}.$$

Относительное значение сопротивления нагрузки r , использованное для расчета характеристик однополупериодного режима работы ключа, соответствует отношению:

$$r = \frac{R_H}{\sqrt{L_p/C_p}}.$$

Из графиков видно, что в случае однополупериодного режима регулировочная характеристика сильно зависит от изменения нагрузки, а при двухполупериодном режиме такая зависимость практически отсутствует. Регулировочная характеристика на рис. 7.6, б в точности соответствует характеристике понижающего ШИМ-преобразователя (см. рис. 2.8), если по горизонтальной оси отложить относительную длительность включенного состояния транзистора.

Принцип работы ПНН-квазирезонансного преобразователя рассмотрим на примере повышающей схемы. С целью упрощения данный преобразователь представлен в виде генератора постоянного тока I_{ex} (так как непосредственный повышающий преобразователь потребляет от источника питания непрерывный ток, имея во входной последовательной цепи дроссель, см. рис. 2.25), который питает нагрузку, замещенную источником постоянного напряжения $U_{вых}$, как показано на рис. 7.7, а.

1. Интервал зарядки конденсатора $0-t_1$ (схема замещения на рис. 7.7, б). В установившемся режиме работы начнем рассмотрение процесса с момента размыкания ключа S . Ток в этот момент начинает протекать через ранее полностью разряженный конденсатор C_p , вызывая линейное нарастание на нем напряжения u_{C_p} , как показано на рис. 7.8.

В момент $t = t_1$ напряжение u_{C_p} достигает значения $U_{вых}$ и диод VD открывается.

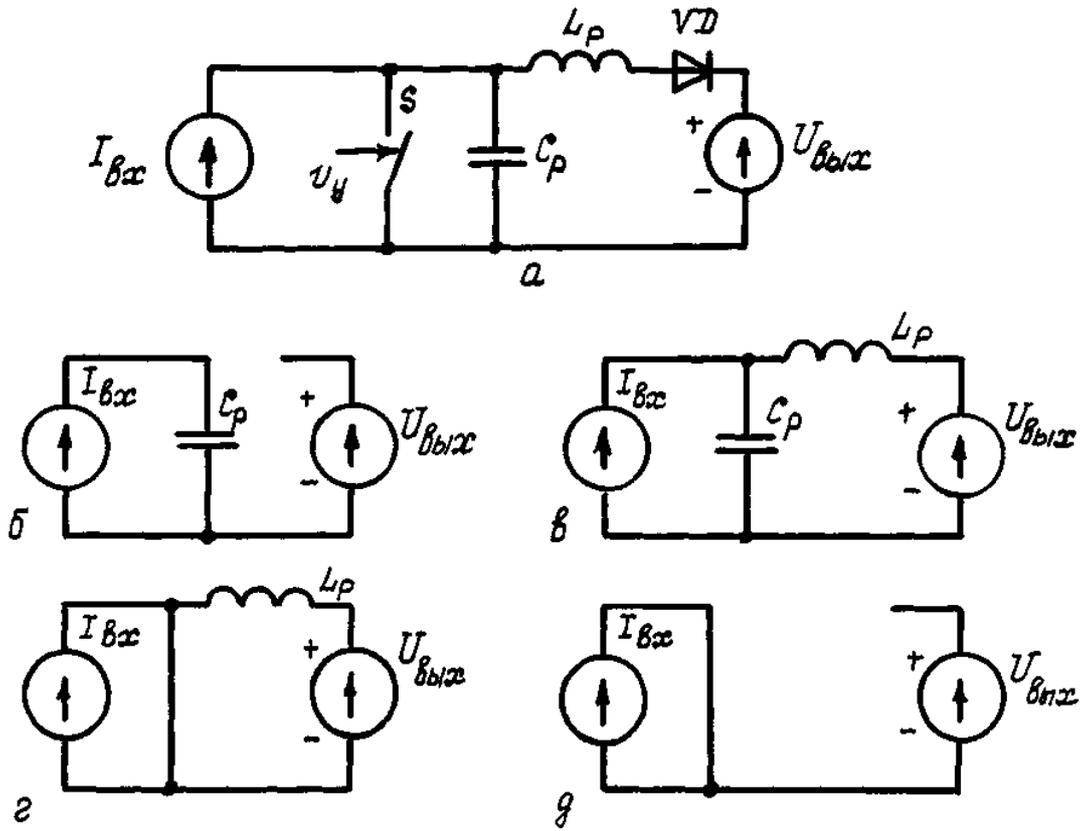


Рис. 7.7 — Повышающий ПНН-преобразователь и его поэтапные схемы замещения

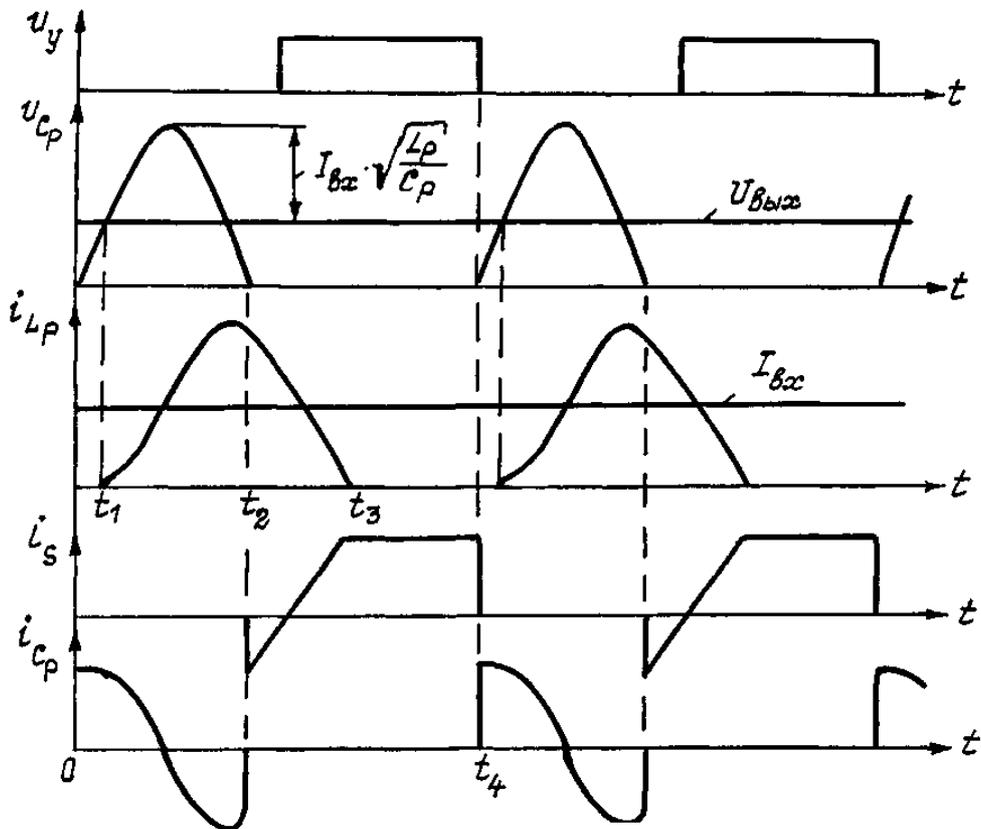


Рис. 7.8 — Диаграммы изменения токов и напряжений в повышающем ПНН-преобразователе

2. Интервал резонанса $t_1—t_2$ (схема замещения на рис. 7.7, в). С момента $t = t_1$ часть тока I_{ex} начинает замыкаться через источник $U_{вблх}$. В однополупериодном режиме работы ключа после уменьшения u_{Cp} до нуля в момент $t = t_2$ оно ограничивается на нулевом уровне встречно-параллельным диодом (см. схему на рис. 7.7, в), через который протекает обратный ток ключа. В двухполупериодном же режиме u_{Cp} продолжает колебаться, достигая отрицательных значений и возвращаясь к нулю в момент $t = t'_2$, как показано на рис. 7.9.

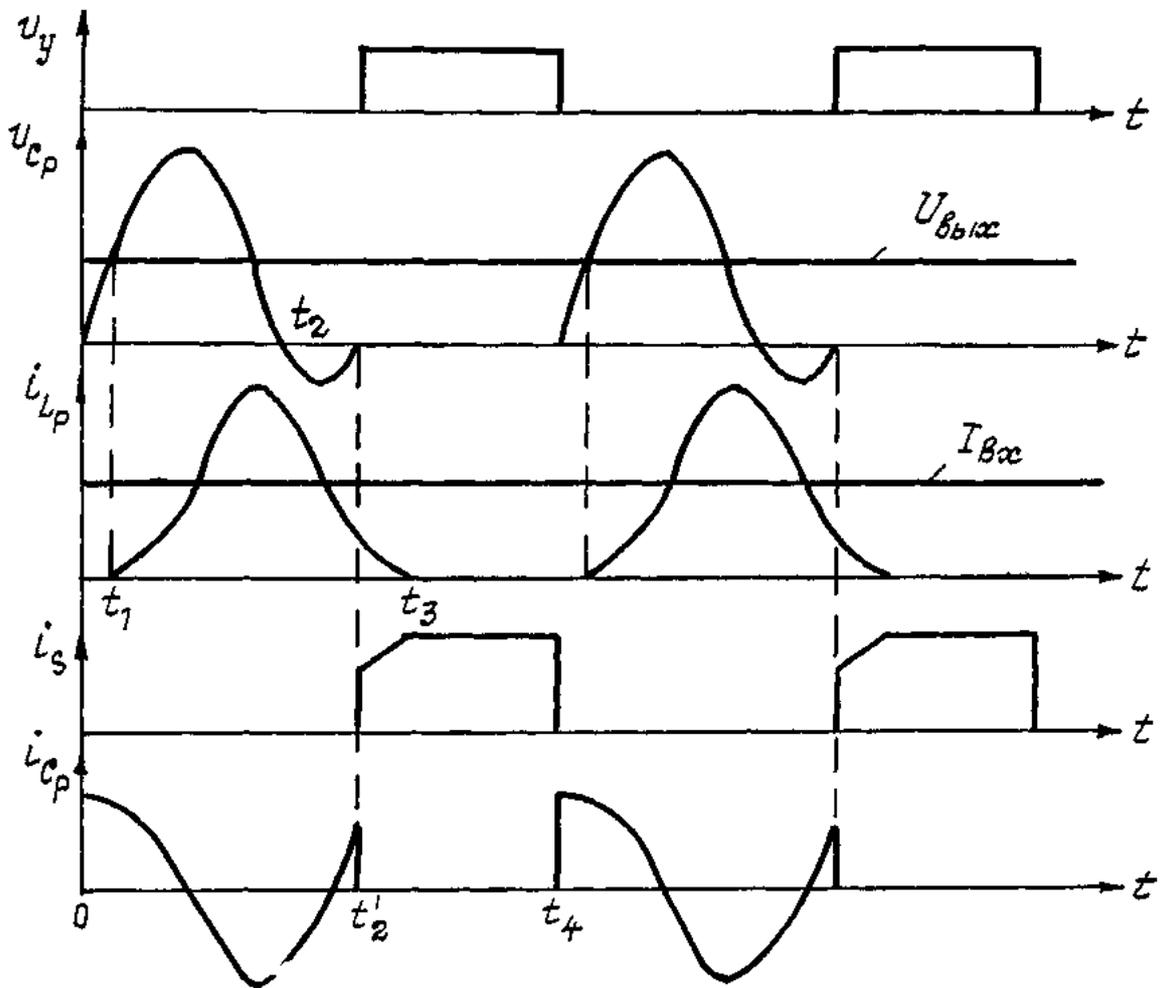


Рис. 7.9

3. Интервал разрядки дросселя $t_2—t_3$ (схема замещения на рис. 7.7, з). На этом интервале ток дросселя линейно спадает, достигая нуля в момент t_3 .

В однополупериодном режиме транзистор ключа S должен включиться после уменьшения u_{C_p} до нуля, но до того, как станет равным нулю ток обратного диода ключа. В противном случае начнется увеличение u_{C_p} из-за перезарядки C_p и условие включения транзистора при нулевом напряжении не может быть обеспечено. В двухполупериодном режиме работы транзистор должен включаться между моментами t_2 и t'_2 , когда диод в последовательной цепи транзистора (см. схему на рис. 7.2, з) блокирует отрицательное напряжение.

4. Интервал зарядки входной цепи $t_3—t_4$ (схема замещения на рис. 7.7, д). Входной ток на этом интервале протекает через ключ S , оставаясь все время неизменным по величине.

Следует отметить, что кривая напряжения u_{C_p} содержит постоянную составляющую $U_{вых}$ и переменную составляющую с амплитудой $I_{вх} \sqrt{L_p / C_p}$. Поскольку $I_{вх}$ пропорционален току нагрузки при фиксированных $U_{вх}$ и $U_{вых}$, амплитуда u_{C_p} возрастет с увеличением тока нагрузки. Кроме того, амплитуда переменной составляющей должна поддерживаться выше уровня $U_{вых}$, поэтому существует нижняя граница тока нагрузки, ниже которой переключение при нулевом напряжении становится невозможным.

Регулировочная характеристика квазирезонансного ПНН повышающего преобразователя совпадает с характеристикой повышающего преобразователя с ШИМ-регулированием (см. рис. 2.27), если по горизонтальной оси вместо γ отложить f / f_p .

ЛИТЕРАТУРА

1. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. — 364 с.
2. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш и др. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.
3. Ли Ф.К. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи // ТИИЭР. — 1988. — Том. 76, вып. 4. — С. 83—97.
4. Микроэлектронные электросистемы. Применения в радиоэлектронике / Под ред. Ю.И. Конева. — М.: Радио и связь, 1987. — 240 с.
5. Мойн В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.
6. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. — М.: Радио и связь, 1989. — 160 с.
7. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / А.Н. Горский, Ю.С. Русин, Н.Р. Иванов, Л.А. Сергеева. — М.: Радио и связь, 1988. — 176 с.
8. Китаев В.Е., Бокуняев А.А., Колканов М.Ф. Расчет источников электропитания устройств связи: Учебное пособие. — М.: Радио и связь, 1993. — 232 с.
9. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 296 с.
10. Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. — М.: Радио и связь, 1992. — 224 с.
11. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / А.В. Кобзев, Ю.М. Лебедев, Г.Я. Михальченко и др. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 152 с.
12. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1993. — 240 с.
13. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 240 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1
Расчетные соотношения для непосредственных преобразователей
постоянного напряжения (НПН)

Тип НПН	γ_{\min}	γ_{\max}	Дроссель			Конденсатор
			$L_{зр}$	ΔI_L	$I_{L_{эфф}}$	C
Понижающий	$\frac{U_H}{U_{\text{вх}_{\max}}}$	$\frac{U_H}{U_{\text{вх}_{\min}}}$	$\frac{(1-\gamma)R_{H\max}}{2f}$	$\frac{U_H(1-\gamma)}{Lf}$	$\sqrt{I_H^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	$\frac{1-\gamma}{16Lf^2 \cdot k'_n}$
Повышающий	$\frac{U_H - U_{\text{вх}_{\max}}}{U_H}$	$\frac{U_H - U_{\text{вх}_{\min}}}{U_H}$	$\frac{\gamma(1-\gamma)^2 R_{H\max}}{2f}$	$\frac{U_H(1-\gamma)\gamma}{Lf}$	$\sqrt{\left(\frac{I_H}{1-\gamma}\right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	$\frac{\gamma(1+k'_n)}{2R_{H\min}f \cdot k'_n}$
Инвертирующий	$\frac{U_H}{U_{\text{вх}_{\max}} + U_H}$	$\frac{U_H}{U_{\text{вх}_{\min}} + U_H}$	$\frac{(1-\gamma)^2 R_{H\max}}{2f}$	$\frac{U_H(1-\gamma)}{Lf}$	$\sqrt{\left(\frac{I_H}{1-\gamma}\right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$	$\frac{\gamma(1+k'_n)}{2R_{H\min}f \cdot k'_n}$

Тип НПН	Транзистор		Диод		
	$I_{VT\max}$	$U_{VT\max}$	I_{VDcp}	$I_{VD\max}$	$U_{VD\max}$
Понижающий	$I_H + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_H}{\gamma}$	$I_H(1-\gamma)$	$I_H + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_H}{\gamma}$
Повышающий	$\frac{I_H}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_L}{2}$	U_H	$I_H(1-\gamma)$	$\frac{I_H}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_L}{2}$	U_H
Инвертирующий	$\frac{I_H}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_H}{\gamma}$	$I_H(1-\gamma)$	$\frac{I_H}{1-\gamma} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{U_H}{\gamma}$

Здесь обозначено:

L_{cp} — минимальное значение индуктивности дросселя, обеспечивающее режим непрерывности тока через него;

ΔI_L — пульсация (полный размах) тока дросселя;

k'_n — коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке;

γ_{\max} , γ_{\min} — предельные значения γ при изменении входного напряжения от минимального до максимального значения при стабилизации выходного напряжения.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Расчетные соотношения для одноктных преобразователей

Параметры	Схема			
	Рис. 6.3	Рис. 6.5	Рис. 6.12	Рис. 6.14
γ	$\frac{U_H k_{mp}}{U_{ex}}$		$\frac{U_H k_{mp}}{U_H k_{mp} + U_{ex}}$	
γ_{max}	$\frac{U_H k_{mp}}{U_{ex min}}$		$\frac{U_H k_{mp}}{U_H k_{mp} + U_{ex min}}$	
γ_{min}	$\frac{U_H k_{mp}}{U_{ex max}}$		$\frac{U_H k_{mp}}{U_H k_{mp} + U_{ex max}}$	
L_{cp}	$\frac{U_H (1 - \gamma_{min})}{2f I_{H min}}$			
L'_{cp}			$\frac{U_{ex} \gamma (1 - \gamma) k_{mp}}{2f I_H}$	
ΔI_L	$\frac{U_H (1 - \gamma_{min})}{Lf}$		$\frac{U_H k_{mp} (1 - \gamma_{min})}{Lf}$	
C'	$\frac{U_H (1 - \gamma_{min})}{16Lf^2 \Delta U_H}$		$\frac{I_{H max} \gamma_{max}}{2f \Delta U_H}$	
C''	$\frac{(I_{H max} - I_{H min}) L}{2U_H \Delta U_{выбр}}$			
$I_{VT max}$	$\frac{I_{H max} + 0,5 \Delta I_L}{k_{mp}}$		$\frac{I_{H max}}{k_{mp} (1 - \gamma_{max})} + \frac{\Delta I_L}{2}$	
$U_{VT max}$	$U_{ex max} \left(1 + \frac{W_1}{W_p}\right)$	$U_{ex max}$	$U_{ex max} + \frac{U_H}{k_{mp}}$	
$U_{VD1 max}$	$U_{ex max} \frac{W_2}{W_p}$	$\frac{U_{ex max}}{k_{mp}}$	$\frac{U_{ex max}}{k_{mp}}$	
$I_{VD1 cp}$	$\left(I_{H max} + \frac{\Delta I_L}{2}\right) \gamma_{max}$		$I_{H max}$	
$I_{VD2 cp}$	$\left(I_{H max} + \frac{\Delta I_L}{2}\right) (1 - \gamma_{min})$			
$U_{VD2 max}$	$U_{ex max} k_{mp}$			

Параметры	Схема			
	Рис. 6.3	Рис. 6.5	Рис. 6.12	Рис. 6.14
$I_{VD_p \text{ ср}}$	$I_\mu \frac{W_1}{W_p} (1 - \gamma_{\min})$	$I_\mu (1 - \gamma_{\min})$		
$U_{VD_p \text{ max}}$	$U_{\text{вх max}} \left(1 + \frac{W_p}{W_1} \right)$	$U_{\text{вх max}}$		$U_{\text{вх max}}$
$I_{2 \text{ эфф}}$	$I_{H \text{ max}} \sqrt{\gamma_{\text{max}}}$		$\frac{I_{H \text{ max}}}{\sqrt{1 - \gamma_{\text{max}}}}$	
$I_{1 \text{ эфф}}$	$\frac{I_{H \text{ max}} \sqrt{\gamma_{\text{max}}}}{k_{mp}}$		$\frac{I_{H \text{ max}}}{k_{mp}} \sqrt{\frac{\gamma}{1 - \gamma}}$	

Здесь, помимо указанного в приложении 1, обозначено:

L'_{2p} — то же, что и L_{2p} , но для обмотки W_1 трансформатора;

$k_{mp} = \frac{W_1}{W_2}$ — коэффициент трансформации;

C' и C'' — расчетные значения емкости конденсатора фильтра. Выбирается большая из них;

$\Delta U_{\text{выбр}}$ — допустимый выброс напряжения при скачкообразном изменении нагрузки;

VD_p — диоды в цепи размагничивания.