ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С.П.КОРОЛЁВА
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

Б.В. СКВОРЦОВ, Г.А. КОНЮХОВ

ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

САМАРА 2011

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С.П.КОРОЛЁВА
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

Б.В. СКВОРЦОВ, Г.А. КОНЮХОВ

ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Утверждено Редакционно-издательским советом университета в качестве учебного пособия

САМАРА
Издательство СГАУ
2011

УДК СГАУ: 621.396.6(075)
ББК 32.844
С 427

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. Ю.И. С т е б л е в,
канд. техн. наук, доц. А.А. П л ю т

Скворцов Б.В.
С 427 **Элементы и устройства электропитания радиоэлектронной аппаратуры**: учеб. пособие / *Б.В.Скворцов, Г.А.Конюхов.* – Самара: Изд-во Самар. гос. аэрокосм. ун-та, 2011. – 132 с.: ил.

ISBN 978-5-7883-0810-4

В данном пособии приводятся сведения об электротехнических преобразовательных устройствах, используемых для электропитания. Рассмотрены теоретические вопросы построения электропреобразовательной техники, а также практические схемы элементов электропитания.

Пособие рассчитано на студентов высших и средних учебных заведений радиотехнических и приборостроительных специальностей, а также может быть полезно специалистам, занимающимся соответствующими видами деятельности.

УДК СГАУ: 621.396.6(075)
ББК 32.844

ISBN 978-5-7883-0810-4

© Самарский государственный
аэрокосмический университет, 2011

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ..... 4
1. ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ..... 5
1.1. Требования, предъявляемые к источникам питания..... 5
1.2. Обобщенная схема источника питания..... 5
1.3. Общие характеристики источников питания..... 6
2. ПЕРВИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ..... 9
2.1. Классификация источников электроэнергии..... 9
2.2. Химические источники..... 9
2.3. Тепловые источники электроэнергии..... 17
2.4. Солнечные батареи..... 18
3. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ..... 20
3.1. Общие положения..... 20
3.2. Трансформаторы..... 21
3.3. Выпрямители..... 26
3.4. Анализ неуправляемых выпрямителей с активной нагрузкой..... 32
3.5. Анализ выпрямителей, работающих на индуктивную нагрузку... 36
3.6. Анализ выпрямителей с емкостным характером нагрузки..... 38
3.7. Специальные схемы выпрямления с емкостным характером нагрузки..... 40
3.8. Управляемые выпрямители..... 47
3.9. Сравнительная оценка выпрямительных схем..... 55
3.10. Сглаживающие фильтры..... 55
3.11. Стабилизаторы напряжения, классификация..... 60
3.12. Параметрические стабилизаторы..... 62
3.13. Компенсационные стабилизаторы напряжения непрерывного регулирования..... 68
4. ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ..... 78
4.1. Импульсные стабилизаторы напряжения..... 78
4.2. Преобразователи напряжения, инверторы и конверторы..... 92
4.3. Обзор микросхем вторичных источников питания..... 105
5. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ..... 110
6. ЭЛЕКТРОННЫЕ КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ... 119
7. УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ..... 126
ЗАКЛЮЧЕНИЕ..... 129
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ..... 130

ВВЕДЕНИЕ

Радиотехнические и электронные системы не могут работать без вспомогательных электротехнических устройств (ЭТУ) электропитания. Исторически радиотехника выделилась из электротехники. Условной границей между электротехникой и радиотехникой являются области частот: низкие частоты – сфера электротехники, высокие частоты – сфера радиотехники. Назначение радиотехнических устройств – генерирование, преобразование, передача и прием информации в виде радиосигналов. Назначение электротехнических устройств – производство, преобразование, распределение электрической энергии. Таким образом, ЭТУ обеспечивают работоспособность и согласованное функционирование радиосистем, а также систем управления и контроля. К электротехническим устройствам радиосистем и систем управления относятся: первичные источники питания (батареи, аккумуляторы и электромашинные генераторы), вторичные источники (трансформаторы, выпрямители, стабилизаторы, фильтры, регуляторы напряжения и тока), электродвигатели, специальные электрические машины, а также различная коммутационная и защитная аппаратура.

Книга не претендует на полноту, но дает систематическое изложение предмета с позиций классических схемных решений с минимальным теоретическим материалом, достаточным для понимания принципов работы и формирования навыков инженерного конструирования источников питания для систем радиотехники и управления. Учебное пособие написано по курсу лекций, читаемых авторами на факультете радиотехники Самарского государственного аэрокосмического университета и может быть рекомендовано также для студентов радиотехнических и приборостроительных специальностей.

1. ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

1.1. Требования, предъявляемые к источникам питания

1. Стабильность выходного напряжения или тока при больших изменениях параметров нагрузки и при изменении внешних условий.

2. Низкий коэффициент пульсаций. Например, для микрофонных цепей допустимый коэффициент пульсаций составляет 0,01÷0,0001%. Для радиопередатчиков 0,01÷0,05 %, для микросхем 0,1÷0,5 %.

3. Высокая надежность. Источник питания должен иметь защиту от перегрузок, в том числе от коротких замыканий.

4. Компактность, малые габариты и вес. Это особенно важно для бортовых источников питания. Известно, что многие аэрокосмические фирмы объявляют премии конструкторам за экономию веса и габаритов бортового оборудования.

1.2. Обобщенная схема источника питания

В самом общем случае структурная схема многоканального источника питания может иметь вид, показанный на рис.1. Первичным источником питания 1 может быть гальваническая батарея или аккумулятор постоянного тока, электрогенератор переменного тока, в простейшем случае – электрическая розетка. Первичный стабилизатор 2 в любом источнике питания не вреден, хотя в большинстве случаев отсутствует. Инвертор 3 преобразует постоянное напряжения в переменное. Он необходим, если первичным является источник постоянного напряжения, так как дальнейшее преобразование напряжения производится через трансформатор 4. Трансформатор является основным элементом источника питания. Он может иметь несколько вторичных обмоток, необходимых для формирования требуемых значений напряжений по различным каналам, а также для их гальванической развязки. Таким образом, из источника постоянного тока, например батарейки напряжением 3,0 В, можно сделать многоканальный источник питания с напряжениями 5,0; 9,0; 12,0 В. Выпрямитель 5 необходим для преобразования переменного напряжения в постоянное, которое после фильтрации и стабилизации в устройствах 6 и 7 поступает в нагрузку 8. Любой источник питания снабжен также устройствами защиты 9, которые расположены, как правило, во входных цепях и служат для отключения входного напряжения с целью устранения возможности сгорания дорогостоящих деталей. Простейшими устройствами защиты являются предохранители.

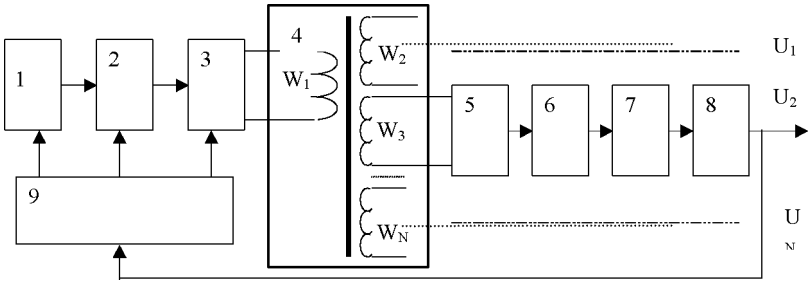


Рис 1. Обобщенная структурная схема многоканального источника питания:
1 – первичный источник питания, 2 – первичный стабилизатор,
3 – инвертор, 4 – трансформатор, 5 – выпрямитель, 6 – фильтр,
7 – выходной стабилизатор, 8 – нагрузка, 9 – устройства защиты

Если первичным источником питания является электрогенератор переменного тока, то инвертор в источнике питания может отсутствовать и входное переменное напряжение будет подаваться непосредственно на первичную обмотку трансформатора. Элементы 2 ÷ 9 рассмотренной схемы образуют вторичный источник питания.

1.3. Общие характеристики источников питания

Внешняя (нагрузочная) характеристика. Зависимость выходного напряжения источника питания от выходного тока. Так как выходными напряжением и током источника питания являются напряжение и ток нагрузки, то для внешней характеристики можно записать:

$$U_H = f(I_H).$$

Типичный вид внешней характеристики имеет вид, показанный на рис. 2. Любой источник питания используется в определенном диапазоне токов $I_{\min} \div I_{\max}$ и напряжений $U_{\min} \div U_{\max}$. Токи и напряжения, соответствующие среднему участку внешней характеристики называются номинальными I_0, U_0.

Внутреннее сопротивление источника питания. Определяется в средней точке внешней характеристики через приращения токов и напряжений в нагрузке (рис.2) по формуле:

$$R_B = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H}. \qquad (1)$$

Этот параметр является дифференциальным и может определяться в любой точке внешней характеристики. По внутреннему сопротивлению классифицируют вид источника питания. *Источник напряжения* должен поддерживать постоянным напряжение при изменении тока нагрузки в заданных пределах. Для идеального источника напряжения $R_B \to 0$. *Источник тока* должен поддерживать постоянным ток через нагрузку при изменении напряжения в заданных пределах. Для идеального источника тока $R_B \to \infty$. Отметим, что один и тот же источник питания на разных участках внешней характеристики может использоваться и как источник тока, и как источник напряжения. Например, на участке АВ (рис. 2) внешняя характеристика соответствует источнику напряжения, на участке *CD* – источнику тока.

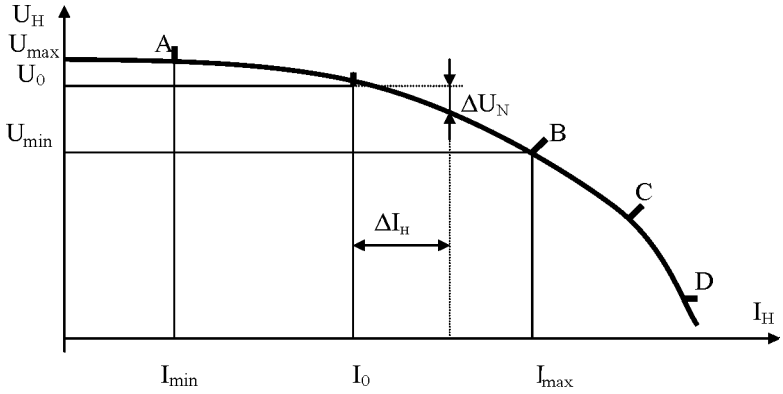


Рис. 2. Типичная внешняя характеристика источника питания

Коэффициент пульсаций. В общем случае определяется для каждой гармоники пульсаций при номинальных значениях токов и напряжений по формуле:

$$K_{П(K)} = \frac{U_{H(K)}}{U_H}, \qquad (2)$$

где $U_{H(K)}$ – амплитуда *k*-й гармоники пульсаций выходного напряжения (рис.3).

Как правило, общий коэффициент пульсаций определяется первой гармоникой.

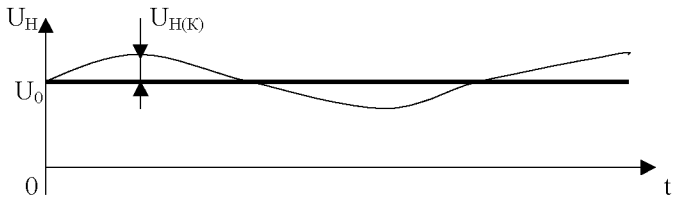


Рис. 3. Иллюстрация к определению коэффициента пульсаций

Коэффициент нестабильности по напряжению. Отношение относительных изменений напряжений на выходе и на входе в средней точке внешней характеристики:

$$K_U = \frac{\Delta U_H U_{BX}}{U_H \Delta U_{BX}}, \qquad (3)$$

где $\Delta U_{BX}, \Delta U_H$ – приращения напряжений на входе и выходе источника питания соответственно.

Для источников питания могут определяться также коэффициенты нестабильности по другим параметрам, например по температуре:

$$K_T = \frac{\Delta U_H}{\Delta T},$$

где ΔT – приращение температуры окружающей среды по сопротивлению нагрузки, для солнечных батарей – по изменению светового потока, а также по другим параметрам изменяющихся внешних условий.

Коэффициент полезного действия. Определяется как отношение мощностей на входе и выходе источника питания по формуле:

$$\eta = \frac{P_H}{P_{BX}} = \frac{P_{BX} - P_П}{P_{BX}} = 1 - \frac{I_H^2 R_B}{U_{BX} I_{BX}}, \qquad (4)$$

где $P_П$ – мощность потерь.

Удельные габаритно-массовые показатели:

$$P_V = \frac{P_H}{V} \text{ [Вт/м}^3\text{]}, \quad P_M = \frac{P_H}{M} \text{ [Вт/кг]},$$

где V и M – объем и масса источника питания соответственно.

Названные характеристики позволяют объективно сравнить между собой разнообразные источники питания.

Все элементы 2 ÷ 9 на схеме, показанной на рис. 1, в совокупности образуют вторичный источник питания.

2. ПЕРВИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

2.1. Классификация источников электроэнергии

Первичные источники электрической энергии – это преобразователи одного из видов неэлектрической энергии в электрическую. Подразделяются на следующие виды:

1. Электромагнитные – преобразуют механическую энергию вращающихся масс в электрическую (электромашинные генераторы).
2. Химические источники электрической энергии – преобразуют химическую энергию окислительно-восстановительных процессов в электрическую.
3. Тепловые источники – преобразуют тепловую энергию в электрическую (термоэлектрические и термоэмиссионные генераторы).
4. Солнечные батареи.
5. Ядерные, термоядерные, изотопные.
6. Магнитно-гидродинамический генератор (электрическая энергия образуется за счет перемещения плазмы).

Дадим краткую характеристику некоторых первичных источников питания, наиболее применяемых в радиотехнике и приборостроении.

Электромашинные генераторы – это электрические машины, преобразующие механическую энергию в электрическую, которые являются предметом специальных курсов и научных исследований. Для радиотехника и приборостроителя это сетевая розетка переменного напряжения 110, 220 или 380 вольт.

2.2. Химические источники

К ним относятся гальванические элементы, аккумуляторы, топливные элементы. *Гальванические элементы* – это источники питания одноразового использования. В них имеют место необратимые химические процессы. В настоящее время применяют исключительно сухие гальванические элементы благодаря простоте эксплуатации, дешевизне и способности работать в любом положении.

Подавляющее большинство гальванических батареек имеет напряжение питания 1,0 – 1,5 В с широким диапазоном токов нагрузки и электрической емкости. Благодаря простоте эксплуатации, дешевизне, доступности и способности работать в любом положении гальванические элементы могут быть рекомендованы для использования в исследуемых портативных приборах. Наибольшее распространение

получили марганцево-цинковые и ртутно-цинковые элементы. Эти батарейки имеют диапазон рабочих напряжений и токов: 1,0 ÷ 1,5 В и 0,035 ÷ 0,05 А соответственно. Диапазон рабочих температур –30 ÷ +40 °С. В настоящее время огромный выбор аналогичных по характеристикам батареек представлен зарубежными фирмами, в частности SONI, PANASONIC, Hi-Watt и другими. Обширное руководство по батареям фирмы Duracell дает перечень из 133 батарей с описаниями таких типов, как цинко-угольные, щелочно-марганцевые, литиевые, ртутные, серебряные, воздушно-цинковые и никель-кадмиевые. Достаточно подробный обзор по гальваническим элементам питания приведен в [7]. Кроме удовлетворения вышеперечисленных требований выбор элементов питания производится также из соображений компромисса между такими параметрами, как цена, плотность энергии, долговечность при хранении, постоянство напряжения в течение разряда, производительность по пиковому току, температурный диапазон и популярность. Совершенно очевидно, что из приведенных в каталоге батарей необходимо исключить дефицитные батареи. Кроме того, что их трудно достать, они обычно не свежие. Лучше всего придерживаться того ассортимента, который имеется в продаже в любом магазине. Сравнительная характеристика наиболее распространенных типов гальванических элементов и их конкретные технические параметры приведены в [7,8]. Старомодные, надежные и очень дешевые цинко-угольные (LeClanhe), щелочно-марганцевые (щелочные) и хлористо-цинковые элементы обладают недостатками: значительно снижают емкость при низкой температуре и напряжение по мере разряда (рис. 4). Анализ таблиц и рисунков показывает, что среди дешевых наиболее предпочтительны щелочные батарейки, так как они при больших токах разряда и низких температурах работают лучше и могут вырабатывать до 10,0 А·ч на нагрузке 150 Ом. Кроме того, они более долговечны при хранении. Ртутные, окись-серебряные, литиевые – это элементы с особенно высококачественными параметрами по сравнению с щелочными и цинко-угольными. Эти элементы превосходны с точки зрения стабильности выходного напряжения, которая достигает 99 % в полном диапазоне разряда (рис.4), что допускает возможность не использования стабилизатора в источнике питания.

Литиевые батареи питания представляют собой новейшую разработку в ряду имеющихся на рынке гальванических элементов. Они обладают наивысшей плотностью энергии на единицу веса, наиболее широким температурным диапазоном, а также исключительной дол-

говечностью при хранении на всех температурах. Например, гальванический элемент *D*-типа с составом $Li/SOCl_2$ вырабатывает почти в три раза больше энергии (10 А·ч при напряжении на зажимах 3,5 В), чем щелочной *D*-элемент сравнимых размеров и веса. Литиевые батареи могут работать на температурах от –50 до +70 °С, тогда как ртутные и серебряные имеют диапазон от – 20 до +60 °С. При температуре – 40 °С они сохраняют 50 % своих возможностей, а это температура, при которой все остальные вообще прекращают работать.

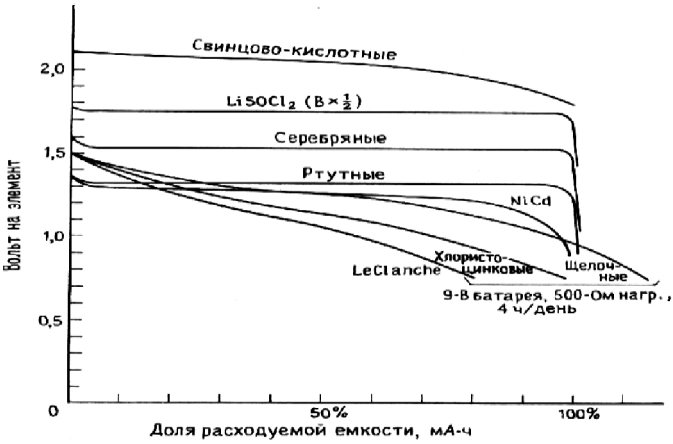


Рис. 4. Кривые разряда гальванических элементов

Литиевые батареи сохраняются от 5 до 20 лет при комнатной температуре. Они обладают плоской монотонной кривой разряда при напряжении 3 – 3,5 В, что делает их идеальным элементом для питания портативных измерительных приборов и батарейной поддержки процессоров.

Аккумуляторы отличаются от гальванических элементов возможностью подзарядки, то есть допускают многократное использование. В них происходят обратимые химические окислительно-восстановительные процессы. Использование в исследуемых приборах аккумуляторного источника питания требует комплектования его зарядным устройством, что приводит к удорожанию прибора и необходимости систематического обслуживания. Для электронного оборудования целесообразно применять никель-кадмиевые (NiCd), никель-марганцевые (NiMH), герметизированные свинцово-кислотные (кислотные), а также новейшие литиевые аккумуляторы [8]. Обобщенные сравнительные характеристики указанных аккумуляторов приведены в табл. 1.

Таблица 1. ***Сравнительные характеристики аккумуляторов***

Характеристика	Тип аккумулятора					
	Кислотный	Воздушно-цинковый	NiCd	NiMn	На литиевых ионах	На литиевых полимерах
Напряжение на элементе, В	2,0	1.0 – 1,2	1,2	1,2	3,0 – 4,3	3,7
Саморазряд, % в месяц	6	5	15	25	5	5
Удельная энергия, Вт·ч/кг	25	150	35	60	90	125
Уровень тока	Высо-кий	Сред-ний	Высо-кий	Высо-кий	Низкий	Низкий
Удельная стоимость, цент/Вт·ч	0,2	1,25	0,1	0,16	0,16	0,1

Все аккумуляторы, сравнимые по размерам с гальваническими батареями, имеют меньшее содержание энергии, но они являются перезаряжаемыми и выдерживают 250 – 1000 циклов заряд/разряд. Никель-кадмиевые элементы выдают напряжение 1,2 В, имеют емкость в диапазоне 0,1 – 5 А·ч и работают при температурах от –20 до +45 °С.

Кислотные аккумуляторы вырабатывают напряжение 2 В, отдают в нагрузку от 1 до 20 А·ч и могут работать при температурах от –65 до +65 °С Названные аккумуляторы обладают относительно плоскими характеристиками разряда, однако требуют применения выходного стабилизатора. Кислотные аккумуляторы имеют низкие скорости саморазряда и претендуют на сохранение двух третей от начального заряда после годичного хранения при комнатной температуре. Никель-кадмиевые аккумуляторы хуже сохраняют заряд, теряя половину его за 4 месяца хранения. Все названные аккумуляторы являются герметичными, что позволяет использовать их в любом положении, не опасаясь, что они вытекут и испортят печатную плату или корпус. Литиевые аккумуляторы имеют более высокие характеристики по напряжению и удельной мощности.

Аккумуляторы требуют специальных зарядных устройств, которыми необходимо комплектовать разрабатываемые приборы. В большинстве случаев каждый вид аккумуляторов требует специального режима заряда, то есть отдельного зарядного устройства. Эти устройства могут быть либо выносными, включаемыми в розетку,

либо встроенными непосредственно в прибор. Широкий обзор по зарядным устройствам аккумуляторов приведен в [7,8].

Топливные элементы, название которых до последнего времени считается условным, обеспечивают непосредственное преобразование энергии химических реакций в электрическую энергию. Их действие основано на электрохимическом окислении топлива, т.е. на реакции, аналогичной горению топлива в тепловых машинах. Однако в отличие от тепловой машины в топливных элементах окисление топлива и восстановление кислорода происходят на разных электродах, отсутствует выделение большого количества тепла и энергия реакций выделяется в виде электрической энергии в нагрузке без промежуточных преобразований с большим коэффициентом использования топлива.

В обычных электрохимических источниках тока в ходе окислительно-восстановительных процессов расходуются активные вещества электродов, а в топливных элементах электроды в реакциях активно не участвуют и не расходуются. Окислительно-восстановительные процессы в топливных элементах протекают при взаимодействии веществ, которые в газообразном и жидком виде непрерывно подводятся к электродам. Пока идет подача веществ, протекает их взаимодействие и электрическая энергия выделяется в полезной нагрузке.

Топливные элементы принято разделять на три группы: с газовым, твердым или жидким топливом и с редокс-системой. Возможна также их классификация по рабочему давлению и температуре. Элементы с рабочей температурой до + 250° С считаются низкотемпературными, до + 1000° С – высокотемпературными; при рабочем давлении до 5 атм их считают элементами низкого давления, а при давлении до 60 атм – элементами высокого давления. Как правило, у элементов с твердым топливом температура более высокая, чем в элементах с газовым топливом.

Наиболее простыми и хорошо освоенными считаются водородно-кислородные топливные элементы. Схематическое устройство такого элемента показано на рис. 5, *а*. При протекании водорода и кислорода через патрубки в кожухе *1* сквозь пористые трубки *2*, *3*, находящиеся в щелочном электролите *4* (КОН), происходит разложение водорода на положительные ионы и электроны. Ионы водорода вступают в соединение с ионами гидроксила электролита и образуют воду H_2O в соответствии с уравнением

$$H' + HO^- \rightarrow H_2O.$$

Отрицательные заряды (электроны), собирающиеся на трубке *2* (отрицательном электроде элемента), движутся по внешней цепи через сопротивление нагрузки $R_Н$ к электроду (трубке) *3*, где они захватываются кислородом. В результате по сопротивлению нагрузки протекает электрический ток.

Кислород, протекающий в пористой трубке *3*, тоже вступает в реакцию с водой электролита, образуя гидроксильный остаток ОН. В результате кислород непрерывно пополняет в электролите расход гидроксила ОН, а водород поддерживает необходимое количество воды в электролите. Таким образом, описываемый процесс в топливном элементе как бы противоположен процессу электролитического разложения воды, когда при пропускании тока через подкисленную воду образуется кислород и водород.

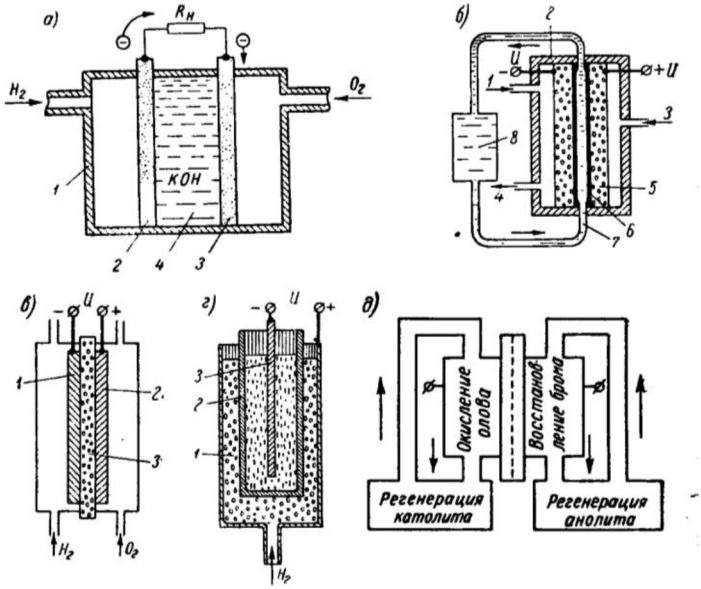


Рис. 5. Схематическое устройство топливных элементов

Описанный водородно-кислородный топливный элемент относится к низкотемпературным элементам, конструкции которых в разных странах мира имеют много сходного, но вместе с тем и отличны друг от друга.

Одним из широко известных топливных водородно-кислородных элементов высокого давления является элемент Бэкона (США,

1952 г.), упрощенное схематическое устройство которого показано на рис. 5, *б*. В нем через отверстие *1* в кожух *2* нагнетается водород под давлением до 56 кг/см^2, а через отверстие *3* нагнетается кислород. Обратная циркуляция избыточного водорода осуществляется через отверстие *4*.

Электрод *5*, изготовленный из порошка никелевой окалины с крупными порами (размером до 30 *мкм*), находится под воздействием газа; от него сделан вывод «плюс», к которому подключают сопротивление нагрузки $R_н$. Электрод *5*, изготовленный тоже их порошка никелевой окалины, но с мелкими порами (размером до 16 мкм), омывается электролитом: от него сделан вывод «минус». В качестве электролита *7* использован 27%-й раствор едкого калия. Небольшая разность давлений газа и электролита препятствует диффузии электролита в поры «газовой» поверхности электродов. Поляризация электродов снижена благодаря циркуляции электролита с помощью термосифона *8*.

Широкую известность получили топливные элементы Давтяна (СССР, 1947 г.). Схематичное устройство одного из элементов Давтяна показано на рис.5, *в*. Электрод *1* состоит из смеси Fe_2O_3 + Fe; электрод *2* – из смеси Fe_2O_3 + Fe_3O_4; электролитом служит огнеупорная смесь *3*, содержащая Na_2CO_3 и обладающая при высокой температуре достаточной ионной проводимостью. Электроды и электролит заключены в герметизированный кожух, через который продувают водород при атмосферном давлении и температуре 550÷900° С. При температуре водорода 700° С плотность тока в элементе достигает 20 мА/см^2 при рабочем напряжении 0,8 В. Недостатками этого элемента являются малая плотность тока и хрупкость электродов.

Типичным элементом с твердым топливом является элемент Юсти. К этому типу элементов, сходных с ним, относятся элементы Бишофа, Шпенглера и других, разработанные в разных странах в 1956 – 1960 гг. Схематичное устройство элемента Юсти показано на рис.5, *г*. Здесь водород H_2 циркулирует по пространству *1*, заполненному измельченными окислами металла с переменной валентностью Fe_3O_4 или смесью Cu_2O + CuO. За цилиндрической перегородкой *2*, сделанной из керамики пропитанной карбонатами щелочных металлов, находится отрицательный электрод *3*, выполненный из спрессованного графита. Рабочая температура составляет 700 – 800° С. В сильной мере ЭДС элемента зависит от скорости циркуляции H_2, чистоты графика и размеров его частиц.

В упрощенном виде действие такого элемента сводится к тому, что ионы кислорода, поглощаясь электролитом, образуют с ионами натрия окись натрия. При этом катод получает положительный заряд, так как теряются отрицательные заряды кислорода. Положительные ионы углерода, соединяясь с ионами кислотного остатка CO_3, образуют двуокись углерода CO_2, и анод получает отрицательный заряд. Возникшая при этом разность потенциалов между электродами составляет 1,02 – 1,04 В, а рабочее напряжение ниже 0,8 В.

Топливные элементы, относящиеся к группе редокс-систем, представляются специалистам более перспективными, чем описанные элементы, благодаря разделению в них химических и токообразующих процессов, позволяющему широко варьировать выбор топлива и окислителей. В таких элементах реакции не связаны с химическим изменением вещества и вызывают только изменение валентности инертных материалов электродов. Схематическое устройство элемента с редокс-системой показано на рис.5, *д*. В отрицательном электроде происходит реакция восстановления четырехвалентного олова в двухвалентное. В процессе преобразования материал электрода приобретает два электрона и заряжается отрицательно. На положительном электроде элемента происходит реакция окисления брома в двухвалентный бром кислородом воздуха и этот электрод приобретает положительный заряд. Олово и бром в этом элементе являются электролитами. Часто олово, которым пропитан отрицательный угольный пористый электрод, называют католитом, а бром – анолитом. В других элементах с редокс-системой используются другие католиты и анолиты.

Оба электрода элемента разделены ионообменной мембраной, не допускающей смешивания одного электролита с другим, но не препятствующей обмену ионами электролитов.

Процесс токообразования в описанном элементе сводится к восстановлению высоковалентного анолита и окислению католита. Для непрерывной работы элемента требуется регенерация этих веществ, осуществляемая за счет расходования горючего (уголь или углеводороды) и окислителя (кислород воздуха) в дополнительных резервуарах, показанных на рис.5, *д*.

Электрохимические процессы описываются следующими уравнениями: при окислении олова $Sn^{4+} \rightarrow Sn^{2+} + 2e$; при регенерации католита (олова) $Sn^{4+} \rightarrow Sn^{2+}$; восстановление брома $Br_2 + 2e \rightarrow 2Br_2$; регенерация анолита (брома) $2Br - Br_2$.

Описанный элемент редокс-системы работает при комнатной температуре с выделением избыточного тепла, возникающего за счет химических реакций. ЭДС элемента составляет около 1,2 В при удельной энергии до 150 Вт·ч/кг.

Достоинствами топливных элементов являются бесшумность действия, отсутствие движущихся и вращающихся частей установки, практическая нечувствительность к изменению температуры среды, высокая экономичность и перспективы дальнейшего прогресса.

2.3. Тепловые источники электроэнергии

Преобразуют тепловую энергию в электрическую. Бывают термоэлектрические и термоэмиссионные генераторы. *Термоэлектрические генераторы* (рис. 6) основаны на использовании эффекта Зеевека, согласно которому нагревание контакта двух разнородных по проводимости полупроводниковых материалов приводит к появлению ЭДС на их холодных концах. Материалы должны иметь малую теплопроводность, чтобы иметь достаточный перепад температур между горячими и холодными спаями кристаллов. Для разогрева может применяться побочное тепло (солнце, стенка разогревающейся при работе установки, атомный реактор). Чаще всего температура горячих спаев 600…700°С, КПД 10%. Несмотря на малый КПД, они нашли широкое применение для питания устройств космической связи. Это объясняется простотой эксплуатации, высокой надежностью, малой стоимостью. Они успешно работают в условиях проникающей радиации. Удельная мощность Р = 15…20 Вт/кг. Один из космических термогенераторов содержит 2880 термоэлементов, имеет массу 68 кг, мощность 500 Вт. Время безотказной работы 12000 часов. В качестве источника тепла часто используются атомные реакторы, в частности ампула с изотопом $^{110}P_0$. Размер ампулы 6×6×1,3 см, облицована термоэлементами. Один такой термогенератор имеет мощность 54 Вт. В России созданы термогенераторы «Ромашка» с атомным реактором на быстрых нейтронах мощностью 800 Вт, а также источник «Бетта С» мощностью 10 Вт, напряжением 6 В, со сроком службы 10 лет.

Термоэмиссионные генераторы (рис. 7) представляют собой вакуумную лампу с анодом и катодом, в которой катод под действием тепла эмитирует электроны, которые попадают на холодный анод, создавая разность потенциалов. Термоэмиссионные генераторы имеют КПД 13÷14% и работают при высоких температурах 1700°С…1900°С.

С одного квадратного сантиметра поверхности снимается мощность до 20 Вт. Недостаток – небольшой срок службы, связанный с испарением (разрушением) высокотемпературного катода.

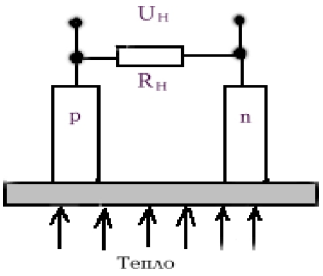


Рис. 6. Термоэлектронный генератор

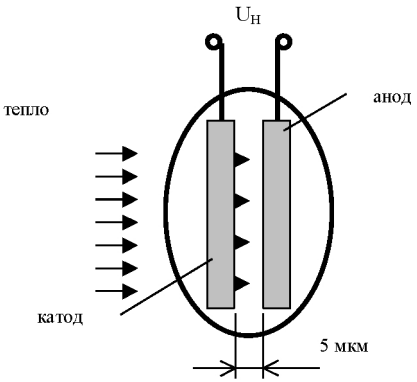


Рис. 7. Термоэмиссионный генератор

2.4. Солнечные батареи

Представляют собой кремневую пластину (рис. 8), на которой сформирован *p-n* переход. При освещении *p-n* перехода в нем возникает фотоЭДС. Широко применяются для питания оборудования в космических аппаратах. Современные солнечные батареи имеют КПД 6 ÷ 8 % и отдают в нагрузку мощность 0,6 ÷ 0,7 Вт с квадратного дециметра освещаемой поверхности. Ток зависит от площади пластины. Стандартная площадь S = 1×2 см, ток при этой площади равен 0,01 мА. Удельная мощность P = 1,1 ÷ 2,2 Вт/кг, напряжение 0,5 В. Солнечные батареи создаются на основе последовательно-параллель-

ного соединения солнечных батарей, что позволяет получать нужный уровень напряжения и тока в нагрузке.

Подробнее о схемотехнике солнечных батарей можно прочитать в [9]. Недостатком солнечных батарей является чувствительность к радиации, которая приводит к уменьшению выходного тока. Сравнительные характеристики рассмотренных видов первичных источников электропитания приведены в табл. 2.

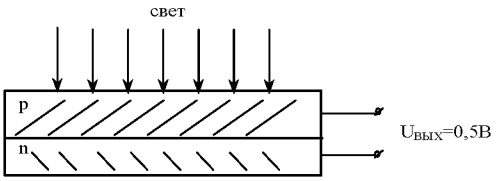


Рис. 8. Солнечная батарея

Т а б л и ц а 2. ***Сравнительная таблица первичных источников питания***

Наименование	Параметры			Особенности
	КПД, %	Удельная мощность, Вт/кг	Диапазон температур, °С	
Гальванические	≤ 90	1	-30…+40	Одноразовые
Аккумулятор	≤ 90	200	-65…+65	Многоразовые
Топливные	≤ 70	200	-100…+700	Нет выделения тепла
Термоэлектрические	≤ 10	20	+500…+700	Хорошо работают в условиях радиации
Термоэмиссионные	≤ 14	100	+1900	Малый срок службы
Солнечные батареи	≤ 8	2	-50…+50	Чувствительность к радиации

Из таблицы можно выбрать первичные источники, работающие как при низких, так и при очень высоких температурах.

3. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

3.1. Общие положения

Вторичный источник питания в общем случае состоит из трансформатора, выпрямителя, фильтра, стабилизатора, преобразователя напряжения (частоты). В частных случаях некоторые элементы перечисленного списка во вторичном источнике питания могут отсутствовать. Основная задача вторичного источника питания состоит в том, чтобы преобразовать сигнал первичного источника электроэнергии таким образом, чтобы обеспечить заданный уровень напряжения или тока, стабильность, минимизировать коэффициент пульсаций. Например, солнечная батарея при различных условиях имеет набор внешних характеристик, показанный на рис. 9. Задача конструктора вторичного источника питания состоит в том, чтобы не зависимо от внешних условий и характера нагрузки внешняя характеристика имела вид, показанный на рис. 10, то есть имела стабильный участок АВ. Это достигается за счет применения вторичного источника питания, элементы которого рассмотрим подробнее. Вторичные источники питания подразделяются на непрерывные и импульсные.

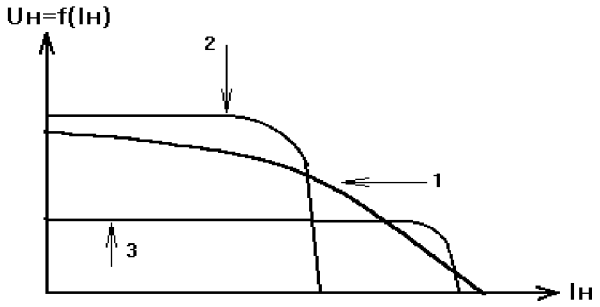


Рис. 9. Внешняя характеристика солнечной батареи при различных условиях: 1 – при нормальных условиях, 2 – при большой освещённости, 3 – при низких температурах

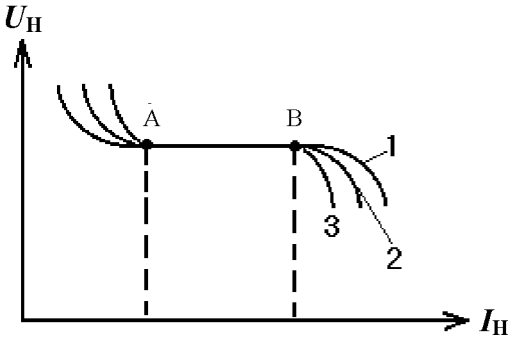


Рис. 10. Внешняя характеристика солнечной батареи, получаемая в результате использования вторичного источника: 1 – при нормальных условиях, 2 – при большой освещённости, 3 – при низких температурах

3.2. Трансформаторы

Трансформатор является неотъемлемой частью большинства источников питания. Он предназначен для гальванической развязки источника первичного напряжения и нагрузки с одновременным преобразованием (повышением или понижением) переменного напряжения. Представляет собой замкнутый магнитопровод, на который намотаны индуктивные обмотки.

В трансформаторах применяют сердечники: трехфазные, броневые, стержневые, тороидальные, обращенный тор типа «шпуля» и кабельные. Сердечники размещают внутри катушек, которые могут иметь намотку рядовую, многослойную, внавал и кольцевую; например, в кольцевом трансформаторе. Он состоит из кольцевой цилиндрической катушки, по периметру которой располагаются ленточные стержневые сердечники. При такой конструкции трансформатор имеет большую площадь охлаждения. В интегральных схемах применяются плоские броневые трансформаторы.

В зависимости от способа защиты от внешних воздействий конструкции трансформаторов бывают герметизированные и капсулированные. В герметизированной конструкции катушка и сердечник заключены в металлический кожух и залиты компаундом. В капсулированной же конструкции трансформатор обволакивается компаундом и закрывается пластмассовой коробкой.

Магнитопроводы силовых трансформаторов и дросселей сглаживающих фильтров подразделяются в зависимости от конфигурации на броневые (Ш-образные), стержневые (О-образные) и тороидальные. Схематическое устройство таких магнитопроводов и расположение обмоток на них показано на рис.11, *а – в*. В свою очередь, некоторые из этих магнитопроводов можно еще различать по технологии их производства: штампованные, витые, литые и т.д. Например, тороидальные магнитопроводы могут быть набраны из тонких шайб трансформаторной стали (рис. 11, *г*). Наряду с этим могут быть тороидальные магнитопроводы, витые из ленты, и литые из соответствующего магнитного материала (например, отформованные и отожженные ферритовые магнитопроводы).

Штампованные магнитопроводы набираются в пакет нужной толщины из тонких пластин (0,15 – 0,50 мм), изолированных друг от друга лаком, бумагой или кремнийорганической пленкой. Иногда применяется в качестве изолирующего вещества смесь фосфатов железа и марганца с лаком. Для удобства сборки магнитопровода пластины делаются составными и собираются в пакет уже после того, как на сердечник магнитопровода надеты обмотки. Весь пакет магнитопровода стягивается шпильками или скобой. Конструкции магнитопровода уделяется особое внимание: с одной стороны, при недостаточном сжатии пластин пакета создается излишний шум (дребезжание), с другой стороны, при сильном стягивании пакета шпильками и плохой их изоляции от пакета возможно короткое замыкание пластин и увеличение потерь в магнитопроводе, вследствие чего повышается его нагревание.

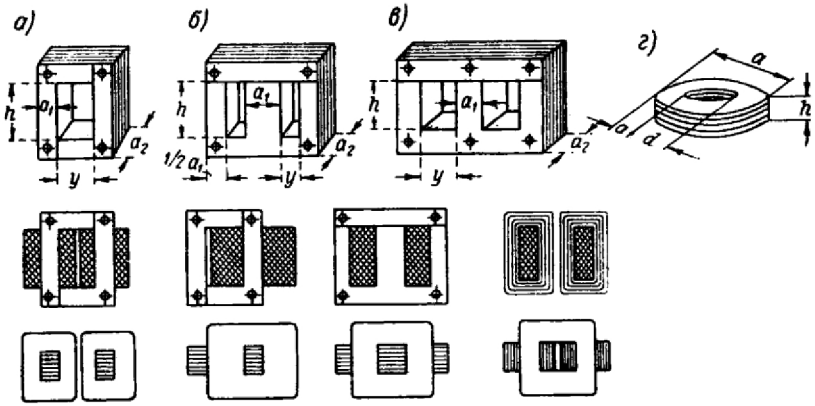


Рис. 11. Магнитопроводы и размещение обмоток на магнитопроводах

Ленточные магнитопроводы изготавливаются способами гибки или разрезания. В первом случае пакет тонкой ленты сгибается по нужной форме, скрепляется и его края шлифуются так, чтобы две части магнитопровода полностью соприкасались. Во втором случае на оправку наматывается непрерывная лента до получения нужного сечения магнитопровода, затем последний виток ленты приваривается к пакету; полученный замкнутый магнитопровод разрезается на две части и торцевые края шлифуются с тем, чтобы при сборке магнитопровода с наложенными на него обмотками торцевые поверхности ярма магнитопровода хорошо соприкасались между собой.

Ленточные магнитопроводы по сравнению со штампованными допускают магнитную индукцию на 20 – 30% выше, потери в них меньше, заполнение объема магнитопровода активными материалами выше и КПД трансформатора больше.

Тороидальные магнитопроводы существенно отличаются от штампованных и ленточных тем, что в них все магнитные силовые линии замыкаются через тор и поэтому магнитное рассеяние мало. Прессованные тороидальные магнитопроводы могут быть различных форм сечения (круглые, прямоугольные, эллиптические). Так как технология изготовления обмоток при полностью замкнутом торе сложна, то часто предусматривается разрезание тора с последующим его закреплением после расположения на них отдельно изготовленных обмоток.

Магнитопроводы дросселей сглаживающих фильтров почти такие же, как и у трансформаторов. Они отличаются тем, что в них предусматривается «воздушный» зазор на пути прохождения магнитных силовых линий. Практически этот зазор заполняется изоляционной (диэлектрической) прокладкой, и длина зазора фиксируется. Если используется штампованный магнитопровод Ш- или П-образной формы, то сборка листов производится встык, чем обеспечивается наличие воздушного зазора. В магнитопроводах такого же типа для трансформаторов сборка листов производится внахлестку с тем, чтобы уменьшить возникающий зазор.

Зазор в магнитопроводе дросселя сглаживающего фильтра необходим для сохранения величины индуктивности дросселя $L_{др}$ почти одинаковой при изменении тока в обмотке от I_0 до $2I_0$. Практически встречаются и другие ограничения пределов тока I_0, при которых должна сохраняться индуктивность дросселя неизменной.

На диаграмме режима работы магнитопровода дросселя сглаживающего фильтра (рис. 12) показаны отдельные циклы перемагничивания, происходящие под воздействием переменной составляющей тока $I_{\sim}$ и перемещения рабочей точки по характеристике намагничивания магнитопровода в зависимости от тока I_0.

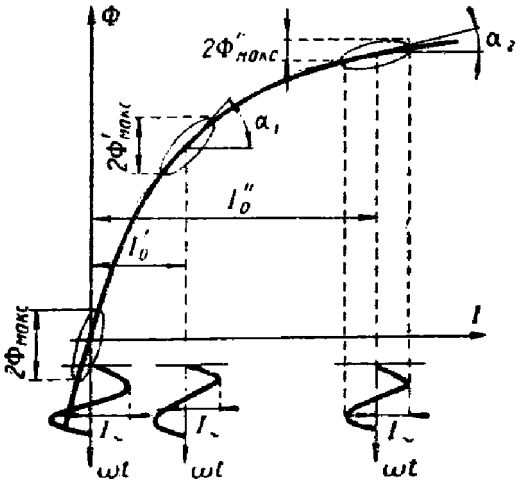


Рис. 12. Диаграмма режимов работы дросселя сглаживающего фильтра при разных токах I_0

Из рис. 12 видно, что величина $2\Phi_{\max}$ при одном и том же значении $I_{\sim}$ меняется в зависимости от местоположения рабочей точки на характеристике намагничивания магнитопровода. Если же вспомнить, что индуктивность дросселя

$$L \approx \frac{U}{\omega I} = \frac{4,44 f_c \omega \Phi_{\max}}{2\pi f_c I_{\sim}} = \omega \frac{\Phi_{\max}}{I_{\sim}} 10^{-8},$$

а отношение $\Phi_{\max} / I_{\sim}$ можно выразить через tg α, то легко показать также, что

$$L_{др} = \operatorname{tg}\alpha \ 10^{-8} \ \text{Гн},$$

где α – угол наклона оси гистерезисной петли, заменяющийся в зависимости от тока I_0.

Наличие воздушного зазора в магнитопроводе увеличивает общее магнитное сопротивление цепи и уменьшает нелинейность характеристики, вследствие чего величина индуктивности дросселя не очень резко меняется с изменением тока подмагничивания I_0.

Магнитопроводы феррорезонансных трансформаторов и дросселей с подмагничиванием имеют свои специфические особенности и коротко рассматриваются при расчете этих устройств.

Электрическая схема обмоток трансформатора или дросселя определяется их назначением. В простейшем случае в дросселе сглаживающего фильтра имеется одна обмотка, а в силовом трансформаторе – две. Практически же обмотки трансформаторов и дросселей могут быть выполнены по одной из схем на рис.13, *а*. При этом расположение обмоток на отдельных частях магнитопровода может быть различным. Некоторые варианты расположения обмоток показаны на рис.13, *б – г*.

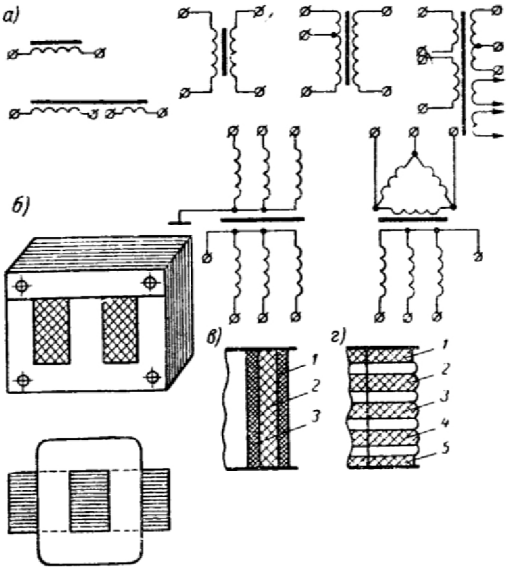


Рис. 13. Схемы соединения обмоток трансформаторов и дросселей (*а*), расположение и типы обмоток (*б – г*): 1 – 5 – секции первичных и вторичных обмоток трансформатора

По своему устройству обмотки трансформаторов и дросселей подразделяются на цилиндрические и дисковые (галетные). Те и другие могут быть выполнены с каркасами или без них (бескаркасные). Витки обмоток могут быть расположены в ряды или вразброс. Некоторые виды обмоток с каркасами показаны на рис.13, *в – г*.

Для намотки применяются медные провода круглого сечения. Если сечение одного провода оказывается недостаточным, практикуют соединение нескольких проводов параллельно друг другу. Обычно используются провода с изоляцией марки ПЭ (провод эмалирован-

ный), ПЭЛУ (провод эмалированный с утолщенной лакостойкой изоляцией), ПЭЛ (провод эмалированный лакостойкий) и др.

Основные характеристики трансформаторов

Кроме классических параметров, таких как активное и индуктивное сопротивление обмоток и сопротивление потерь, трансформатор характеризуется также следующими параметрами:

1. Коэффициент трансформации по каждой обмотке:

$$K_i = \frac{W_i}{W_1},$$

где W_1, W_i – число витков первичной и i-й вторичной обмоток соответственно. При этом действующие значения напряжений на обмотках связаны соотношением:

$$U_i = K_i \cdot U_1.$$

2. Мощность обмоток: первичной – $S_1 = I_1 U_1$ и каждой вторичной $S_i = I_i U_i$, где I_i, U_i – действующие значения токов и напряжений на обмотках.

3. Полная (габаритная) мощность:

$$S_Г = \frac{S_1 + \sum_{i=2}^{N} S_i}{N}.$$

В источниках питания постоянного тока трансформатор характеризуется также коэффициентом использования:

$$K_{исп} = \frac{P_H}{S_Г}, \qquad (5)$$

где P_H – суммарная мощность выпрямленного тока всего источника питания. В идеальном случае коэффициент использования трансформатора должен стремиться к единице. Сущность расчёта любого трансформатора состоит в том, чтобы по заданным входным и выходным напряжениям и токам определить число витков первичной и вторичных обмоток, диаметр и марку провода, тип и материалы сердечника, габариты. Подробная методика дается во всех радиотехнических справочниках, например в [4].

3.3. Выпрямители

Выпрямитель – это статический преобразователь переменного тока в постоянный. Принцип преобразования состоит в том, чтобы устранить или уменьшить отрицательную полуволну переменного напряжения, сделать тем самым его среднее значение отличным от ну-

ля. Выпрямители бывают неуправляемые и управляемые. Последние позволяют одновременно выпрямлять и регулировать уровень выходного напряжения. Неуправляемые выпрямители строятся, как правило, на основе блока диодов, управляемые – на основе тиристоров. Диод это прибор, пропускающий ток преимущественно в одном направлении. Вольтамперная характеристика диода вместе с упрощенной эквивалентной схемой показаны на рис. 14. Эквивалентная схема диода включает в себя последовательно соединенные идеальный диод и сопротивление прямому току, определяемому по углу наклона прямой ветви вольтамперной характеристики. Под идеальным диодом понимается прибор, имеющий нулевое сопротивление прямому току и бесконечное сопротивление обратному току. Для низкочастотных сигналов, которые имеют место в выпрямительных схемах, такое упрощение вполне оправданно. Диоды в выпрямительных схемах выбираются по следующим параметрам: средневыпрямленные значения тока и напряжения I_0, U_0; максимальное обратное напряжение; средняя мощность рассеяния; предельная частота работы. Рассмотрим схемы выпрямителей.

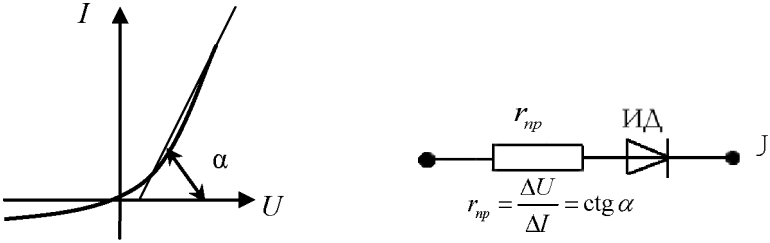


Рис. 14. Вольтамперная характеристика диода и его упрощенная эквивалентная схема

Схемы неуправляемых выпрямителей. В зависимости от способа соединения вторичных обмоток трансформатора, диодов и нагрузки различают следующие виды выпрямительных схем: однотактные однофазные, однотактные многофазные, двухтактные однофазные и двухтактные многофазные.

Однотактный однофазный выпрямитель показан на рис.15. Если напряжение вторичной обмотки трансформатора имеет синусоидальный характер $e_2 = U_m \sin \omega t$, то в идеальном случае при работе на активную нагрузку средневыпрямленное напряжение определится по формуле:

$$U_0 = \frac{U_m}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin \omega t d\omega t \equiv \frac{U_m}{2\pi}(\cos \pi - \cos 0) = \frac{U_m}{2\pi} 2 = \frac{U_m}{\pi}, \qquad (6)$$

Здесь в цепи нагрузки выделяется пульсирующее напряжение, которое содержит постоянную составляющую U_0 и бесконечный ряд гармонических составляющих. Частота первой гармоники пульсаций равна частоте преобразуемого напряжения. За период преобразуемого напряжения ток не меняет своего направления, что приводит к постоянному подмагничиванию трансформатора. Это является нежелательным фактором, так как при больших токах может привести к насыщению сердечника и последующему искажению формы синусоиды, то есть появлению в ней высоких гармоник – нелинейных искажений.

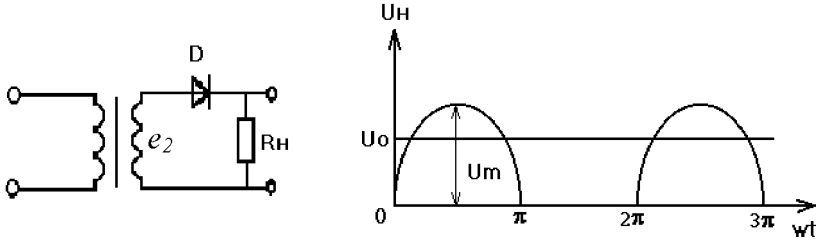


Рис. 15. Схема однотактного однофазного выпрямителя и диаграмма напряжения на активной нагрузке при идеальных трансформаторе и диоде

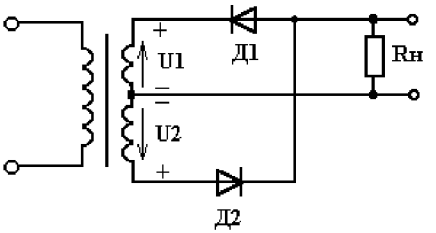


Рис.16. Схема однотактного двухфазного выпрямителя

Однотактная двухфазная схема выпрямителя (схема Мицкевича) показана на рис. 16. Диаграмма напряжений токов при идеальных диодах и трансформаторе и активной нагрузке показана на рис.17 .

Здесь переменные напряжения e_1 и e_2 сдвинуты на 180°. Через нагрузку проходят два импульса тока в одном направлении, выделяя в ней пульсирующее напряжение, состоящее из постоянной составляющей U_0 и бесконечного ряда гармоник. Средневыпрямленное напряжение в нагрузке определяется по формуле:

$$U_0 = \frac{U_m}{\pi}\int_0^{\pi}\sin\omega t d\omega t = \frac{2U_m}{\pi}. \qquad (7)$$

Частота первой гармоники пульсаций 2ω. Постоянные составляющие токов в трансформаторе протекают в разные стороны, поэтому он работает без подмагничивания. Отметим, что чем выше частота пульсаций первой гармоники, тем легче её отфильтровать.

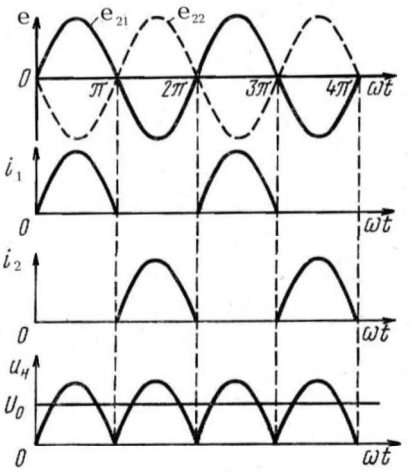


Рис. 17. Диаграммы напряжений и токов в разных точках однотактного двухфазного выпрямителя на активной нагрузке при идеальных диодах и трансформаторе

Однотактная трехфазная схема выпрямителя (схема Мицкевича) показана на рис. 18, *а*. Строится на основе трехфазного трансформатора, в котором напряжения выходных обмоток сдвинуты относительно друг друга на 120°. Действие схемы поясняется диаграммами токов и напряжений, изображенными на рис. 18, *б*. Работу схемы можно рассматривать как сочетание трех однотактных выпрямителей, работающих на общую нагрузку. В любой момент времени действует лишь одна фаза вторичной обмотки трансформатора, которая на аноде своего вентиля создаёт наибольший положительный потенциал относительно общей точки. Ток через каждый вентиль проходит в течение 1/3 части периода. Выпрямленный ток равен сумме всех токов на фазах. Постоянная составляющая выходного напряжения в идеальном выпрямителе определяется по формуле:

$$U_0 = \frac{3U_m}{2\pi}\int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sin\omega t d\omega t = \frac{3U_m}{\pi}\sin\frac{\pi}{3}. \qquad (8)$$

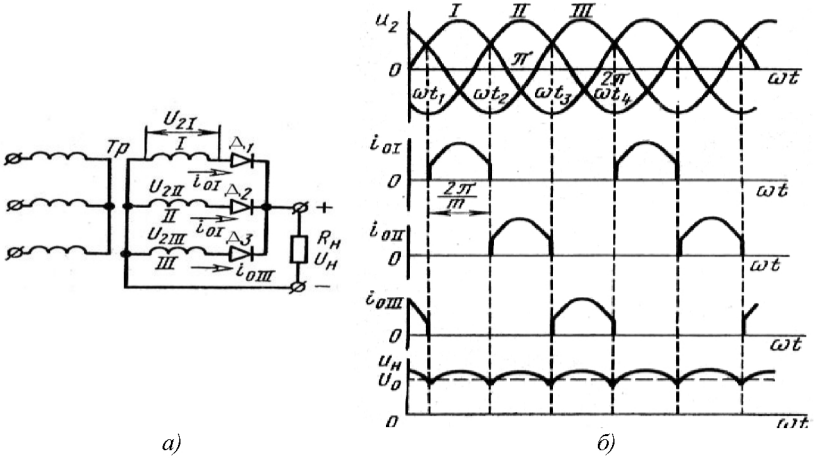
Частота первой гармоники пульсаций 3ω. Трансформатор работает с постоянным подмагничиванием, так как токи в фазах не меняют направления за период преобразуемого напряжения.

Однотактная многофазная схема (рис. 19). Строится по аналогии с трехфазной схемой на основе многофазного трансформатора. При работе с активной нагрузкой в любой момент времени работает только одна фаза – та, которая обеспечивает максимальный положительный потенциал на аноде диода. Длительность работы каждой фазы равна $\frac{2\pi}{n}$.

Выпрямленный ток является суммарным током всех поочерёдно действующих фаз. Частота первой гармоники пульсации равна $n\omega$. При чётном числе фаз трансформатор работает с подмагничиванием, а при нечётном – без подмагничивания. Для идеального выпрямителя при активной нагрузке средневыпрямленное напряжение определяется по формуле:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi/n} \int_{\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{n}}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{n}} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{nU_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{n} \qquad (9)$$

Из формулы видно, что при увеличении числа фаз средневыпрямленное напряжение стремится к амплитудному. В связи с этим, а также в связи с высокой частотой первой (основной) гармоники пульсаций в бортовых системах электропитания применяются 6-, 12- и 24-фазные выпрямительные схемы.



а) *б)*

Рис.18. Однотактный трехфазный выпрямитель с диаграммами работы на активную нагрузку при идеальных диоде и трансформаторе

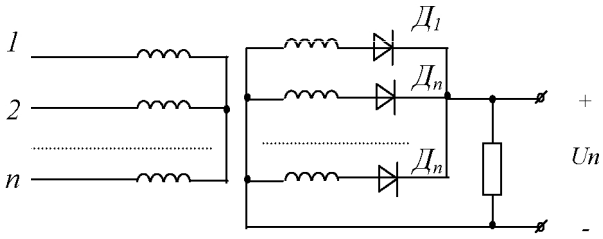


Рис.19. Однотактная n – фазная схема выпрямления

Двухтактная однофазная схема (мостовая) (рис. 20). Здесь в положительный полупериод ток идет через диоды $Д_1$ и $Д_3$ и сопротивление нагрузки. В отрицательный полупериод – через диоды $Д_2$ и $Д_4$ и сопротивление нагрузки. Выпрямленное напряжение содержит постоянную составляющую и бесконечный ряд гармоник. Частота первой гармоники пульсаций $\omega_1 = 2\omega$. Средневыпрямленное напряжение $U_0 = \frac{2U_m}{\pi}$. Токи во вторичной обмотке трансформатора в разные периоды направлены встречно, поэтому постоянное подмагничивание отсутствует.

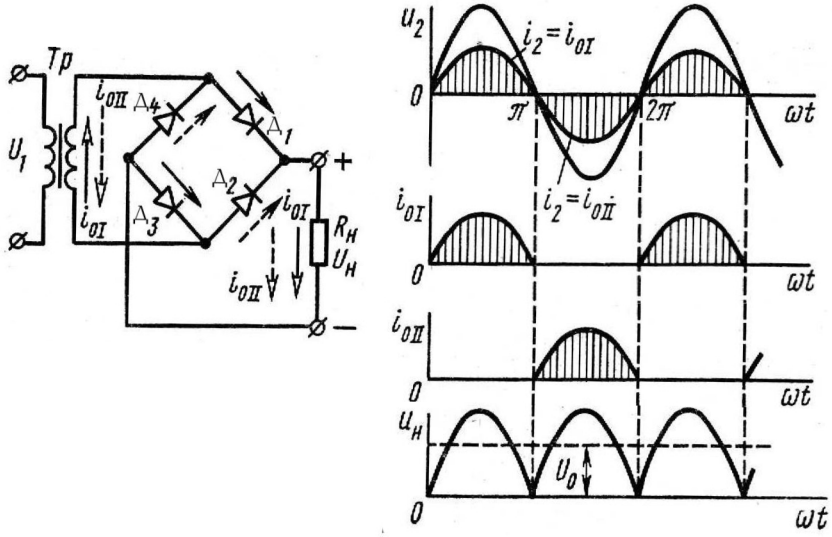


Рис. 20. Двухтактный однофазный выпрямитель с диаграммами токов и напряжений

Двухтактная трёхфазная схема (схема Ларионова) изображена на рис. 21. Здесь в каждый момент времени работает одновременно два диода: анод которого наиболее положителен, катод которого наиболее отрицателен. Так, на участке $t_1 \div t_2$ максимальный потенциал имеет место в первой фазе на аноде диода $Д_1$, а минимальный потенциал – во второй фазе на катоде $Д_4$. На диаграммах токов в рамках указаны диоды, пропускающие токи в указанные моменты времени. Частота первой гармоники пульсаций $\omega_1 = 6\omega$. Трансформатор работает без подмагничивания.

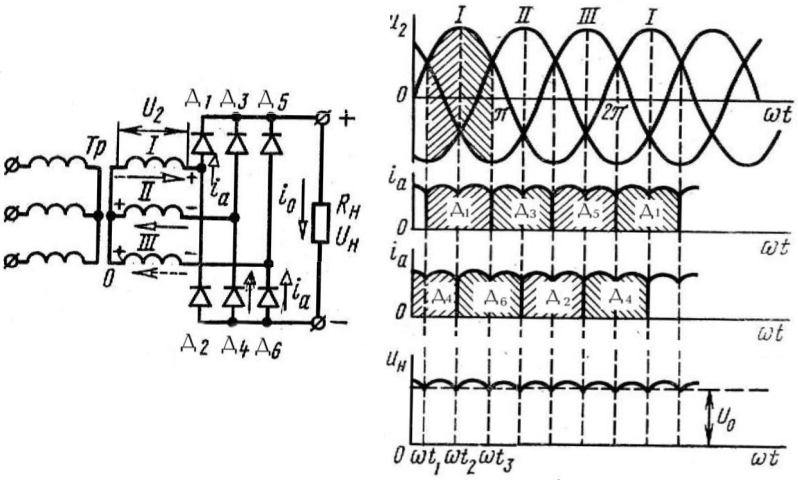


Рис. 21. Двухтактный трехфазный выпрямитель с диаграммами токов и напряжений при идеальных диодах и трансформаторе

3.4. Анализ неуправляемых выпрямителей с активной нагрузкой

Основная задача расчёта выпрямителей состоит в том, чтобы по заданным значениям выпрямленного напряжения и тока (сопротивления) нагрузки и параметрам первичного источника питания определить электрические параметры всех элементов схемы и выбрать их по справочникам. Порядок расчета состоит в том, что на основе принципиальной схемы создаётся эквивалентная электрическая схема замещения, которая затем рассчитывается по законам электротехники. В общем случае расчет может производиться по стандартным программам ЭВМ. Для примера приведем полный расчет и анализ

однотактной однофазной схемы выпрямления, показанной на рис. 15. Эквивалентная схема замещения указанного выпрямителя для низкочастотных сигналов изображена на рис.22, *а*. В схеме индуктивная связь между обмотками трансформатора заменена чисто электрической (гальванической) связью, где x_1 и r_1 – индуктивное и активное сопротивления первичной обмотки трансформатора; $x_2' = x_2 K_{TP}^2$, $r_2' = r_2 K_{TP}^2$ – приведенные индуктивное и активное сопротивления вторичной обмотки трансформатора; $K_{TP} = \frac{W_2}{W_1}$ – коэффициент трансформации; r_0, x_0 – активное и индуктивное сопротивления потерь, связанные с неидеальной изоляцией проводов в обмотке и рассеиванием магнитного потока помимо магнитопровода, а также потерями энергии в самом магнитопроводе. Анализ этой схемы на основе численного моделирования по стандартным компьютерным программам на вызовет затруднений. Однако для качественного анализа и получения наглядных выражений, иллюстрирующих влияние параметров, схему на рис.22, *а* целесообразно упростить, представив ее в виде, показанном на рис.22, *б*, где r_2 – активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора, $r_{пр}$ – прямое сопротивление диода. При этом считаем известным напряжение, которое снимается со вторичной обмотки трансформатора $e_2 = U_m \sin \omega t$, а сопротивления потерь бесконечно велики. Мгновенные значения выпрямленного тока определяются по формулам (см. диаграмму напряжений на рис. 15):

$$\begin{cases} i(\omega t) = \dfrac{U_m}{r_2 + r_{пр} + R_H} \sin \omega t = I_m \sin \omega t, & \text{при } 0 < \omega t < \pi, \\ i(\omega t) = 0, & \text{при } 0 > \omega t > \pi. \end{cases} \qquad (10)$$

Тогда средневыпрямленное напряжение определится по формуле:

$$U_0 = \frac{R_H}{r_2 + r_{пр} + R_H} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m R_H}{r_2 + r_{пр} + R_H} \frac{}{\pi} = \frac{U_m}{\pi} \eta, \qquad (11)$$

где $\eta = \dfrac{R_H}{r_2 + r_{пр} + R_H}$ – коэффициент полезного действия схемы.

Таким образом, средневыпрямленное значение напряжения реального выпрямителя отличается от идеального на величину КПД.

Отметим, что максимальное обратное напряжение на диоде равно амплитудному напряжению на входе схемы и оно, как следует из (10), больше чем в три раза превышает средневыпрямленное значение, что нужно учитывать при выборе элементов схемы. По вычисленному максимальному и среднему значениям токов и напряжений выбирается тип диода.

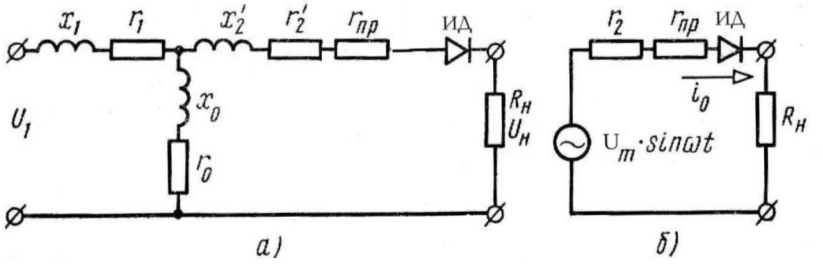


Рис. 22. Эквивалентные схемы замещения однотактного однофазного выпрямителя, показанного на рис. 15

Проанализируем гармонический состав выпрямленного напряжения. Напомним, что любая функция может быть разложена в ряд Фурье:

$$f\ x\ = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{n} A_k \sin kx + \sum_{k=1}^{n} B_k \cos kx\,,$$

$$a_0 = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{+\pi} f\ x\ dx\,,\quad A_k = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{+\pi} f\ x\ \sin kx dx\,,\quad B_k = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{+\pi} f\ x\ \cos kx dx\,.$$

В нашем случае $x=\omega t = f(x)=U_m \sin\omega t$; $a_0=2U_0=2U_m/\pi$. Для амплитуды первой гармоники пульсаций можно записать:

$$U_{m1}=A_1\sin\omega t+B_1\cos\omega t = \frac{U_m}{2}\sin\omega t\,,$$ так как $B_1=0$, а

$$A_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} U_m \sin\omega t \sin\omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi}\int_0^{\pi} \sin^2\omega t d\omega t = \frac{U_m}{2}\,,$$

Коэффициент пульсаций как отношение амплитуды первой гармоники к средневыпрямленному напряжению определится по формуле:

$$K_{П} = \frac{U_m}{2}\frac{\pi}{U_m} = \frac{\pi}{2} = 157\%$$

Большая величина пульсаций является большим недостатком однотактной однофазной схемы выпрямления. Уменьшение пульсаций при такой схеме требует больших средств и ведет к увеличению веса и габаритов выпрямителя.

Путем анализа общей схемы замещения (рис.22) можно доказать, что расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора определяется по формуле:

$$S_2 = I_2 U_2 = \frac{\pi^2 I_0 U_0}{2\sqrt{2}\eta} = 3,49\frac{P_0}{\eta},$$

где P_0 – мощность постоянного тока на выходе выпрямителя. Таким образом, мощность вторичной обмотки трансформатора должна быть почти в три с половиной раза больше мощности, отдаваемой выпрямителем в нагрузку. Это обязательно нужно учитывать при выборе диаметра провода вторичной обмотки трансформатора. Для габаритной мощности всего трансформатора можно получить:

$$S_Г = 3,09\frac{P_0}{\eta}.$$

Согласно (5) коэффициент использования трансформатора определится: $K_{исп} = \frac{\eta}{3,09}$, что составляет не более 30% и не является показателем его эффективного использования.

Аналогичным образом можно провести анализ n – фазной схемы. В этом случае эквивалентная схема , изображенная на рис.22, *б* будет справедлива для каждой фазы в отдельности, которая будет действовать в течение времени $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}$. Вычисления позволяют получить следующие выражения для средневыпрямленного тока, амплитуды и коэффициента пульсаций n- фазного выпрямителя:

$$U_0 = \frac{nU_m\eta}{\pi}\sin\frac{\pi}{n},\ U_{m(k)} = \frac{2}{n^2k^2 - 1}U_0,$$

$$K_{П(k)} = \frac{2}{n^2k^2 - 1}, \qquad (12)$$

где k – номер гармоники пульсаций.

Формулы справедливы при $n \geq 2$.

С ростом числа фаз коэффициент пульсаций уменьшается, средневыпрямленное напряжение приближается к максимальному, коэффициент использования трансформатора стремится к единице. Поэтому, несмотря на сложность трансформатора, для уменьшения габаритов и веса источника питания использование многофазных выпрямительных схем весьма целесообразно.

3.5. Анализ выпрямителей, работающих на индуктивную нагрузку

Индуктивный характер нагрузки имеет место при питании выпрямителем обмоток реле, электромагнитов, электрических машин или при использовании индуктивных фильтров. В этих случаях, как правило, выполняется условие $\omega L >> R_H$. Известно, что индуктивные элементы цепи вызывают отставание во времени изменения тока от изменения напряжения. В однофазной однотактной схеме с индуктивным фильтром (рис.23, *а*) процесс нарастания и убывания тока заканчивается в пределах одного периода. Анализ будем проводить по упрощенной эквивалентной схеме, показанной на рис. 23, *б*. После включения форма кривой тока будет несинусоидальна, так как кроме ЭДС e_2 в цепи действует ЭДС индуктивной катушки: $e_L = -L\dfrac{di}{dt}$, которая при увеличении тока отрицательна, а при уменьшении тока положительна, то есть препятствует всяким изменениям тока. Таким образом, характерным результатом наличия индуктивности в цепи выпрямителя является затягивание тока – диод пропускает ток в течение времени, большего половины периода. Процессы в цепи описываются уравнением:

$$iR + \omega L\frac{di}{d\omega t} = U_m \sin\omega t\,, \qquad (13)$$

где $R = r_2 + r_{пр} + R_H$.

Решение уравнения (13) состоит из вынужденной и свободной составляющих:

$$i = i_{вын} + i_{св} = A\sin(\omega t\text{-}\varphi) + Ae^{-\frac{\omega t}{\omega T}}\sin\varphi\,, \qquad (14)$$

где $$\varphi = \operatorname{arctg}\omega T, T = \frac{L}{R}, A = \frac{U_m}{R\sqrt{1+\omega^2 T^2}}\,. \qquad (15)$$

Графики напряжений и токов имеют вид, показанный на рис. 23,*в*. Из выражения (14) можно найти время прохождения тока через диод λ и определить от каких параметров оно зависит. При $\omega t = \lambda$ имеем:

$$\sin(\lambda - \varphi) + e^{-\frac{\lambda}{\omega T}} \sin\varphi = 0. \qquad (16)$$

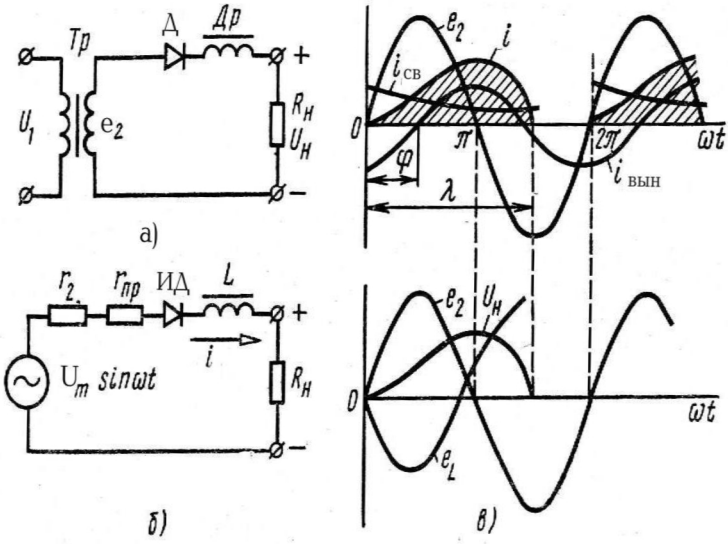


Рис. 23. Схемы и диаграммы работы однотактного однофазного выпрямителя с индуктивной нагрузкой

Из (16) и (15) следует: длительность прохождения тока через вентиль λ зависит только от величины ωT и всегда больше половины периода. Уравнение (16) не имеет аналитического решения. Численное решение дает график зависимости λ от параметров схемы, показанный на рис. 24. Постоянная составляющая определяется:

$$U_0 = \frac{R_H}{2\pi} \int_0^{\lambda} id\omega t = \frac{U_m}{2\pi} \left(1 - \cos\lambda\right). \qquad (17)$$

Учитывая, что при $\omega T \to \infty, \lambda \to 2\pi$ зависимость средневыпрямленного напряжения от параметров схемы имеет вид, показанный на рис. 25. Увеличение индуктивности фильтра, а также увеличение частоты приводит к снижению постоянной составляющей выпрямленного

напряжения. Поэтому при использовании индуктивных фильтров следует иметь в виду, что вместе с уменьшением пульсаций уменьшается также среднее значение выпрямленного напряжения.

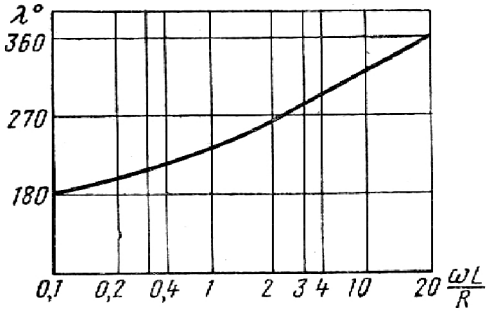


Рис.24. График зависимости времени пропускания диода от параметров электрической схемы

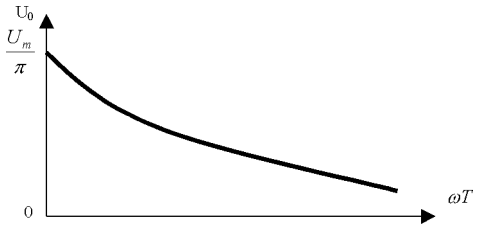


Рис. 25. Зависимость средневыпрямленного напряжения однофазного выпрямителя с индуктивной нагрузкой от параметров схемы

3.6. Анализ выпрямителей с емкостным характером нагрузки

Емкостный характер нагрузки имеет место, когда сглаживающий фильтр начинается с конденсатора. Включение конденсатора на выходе выпрямителя меняет режим работы схемы в целом по сравнению с работой на активную нагрузку. Сущность происходящих процессов поясняется рис. 26, где изображена однотактная однофазная схема с емкостной нагрузкой и диаграмма токов и напряжений в установившемся режиме. В течение времени $2\theta = (t_2 - t_1)\omega$ ЭДС вторичной обмотки трансформатора больше напряжения на конденсаторе C и анод диода находится под положительным напряжением относительно катода. В этот момент времени диод пропускает ток, большая часть которого является зарядным током конденсатора i_{C3}. При $t_2 < t < t_3$ ЭДС вторичной обмотки трансформатора становится мень-

ше напряжения на конденсаторе, анод диода приобретает более низкий потенциал, чем катод и диод запираются, то есть прекращают проводить ток раньше, чем заканчивается положительный полупериод. В этот момент времени происходит разряд конденсатора на сопротивление нагрузки, при котором напряжение на емкости и разрядный ток изменяются по экспоненциальному закону. Направление разрядного тока $i_{ср}$ через конденсатор противоположно зарядному току $i_{сз}$, но на сопротивлении нагрузки эти токи совпадают по направлению.

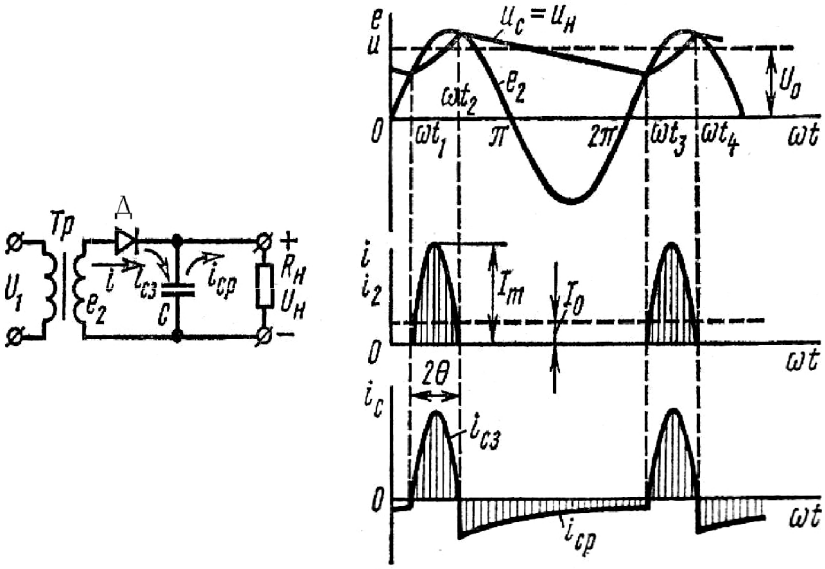


Рис. 26. Однотактный однофазный выпрямитель с емкостной нагрузкой и диаграммой напряжений и токов

Если сопротивление нагрузки большое, то есть постоянная времени разряда $\tau_р = CR_Н$ достаточно велика, то конденсатор не успевает полностью разрядиться к моменту времени t_3, начиная с которого процесс повторяется. Таким образом, пульсации сглаживаются и средневыпрямленное напряжение получается большим, чем при чисто активной нагрузке. Как правило, постоянная времени заряда много меньше постоянной времени разряда и время, в течение которого диод пропускает ток, значительно меньше времени его запертого состояния.

Половина времени, в течение которого диод пропускает ток, называется *углом отсечки* θ.

В многофазных выпрямителях каждая фаза работает аналогично. При этом за период преобразуемого напряжения происходит n циклов заряда и разряда конденсатора. При достаточно большой емкости для средневыпрямленного напряжения n-фазного выпрямителя можно записать:

$$U_0 \approx U_m \cos\theta .$$

По результатам анализа можно сделать вывод, что выпрямитель с емкостным фильтром очень чувствителен к изменению сопротивления нагрузки. Чем выше сопротивление нагрузки, тем больше средневыпрямленное напряжение и меньше коэффициент пульсаций.

3.7. Специальные схемы выпрямления с емкостным характером нагрузки

К ним относятся: трансформаторные схемы с умножением напряжения; бестрансформаторные схемы с умножением напряжения; бестрансформаторные схемы с делением напряжения.

Трансформаторные схемы с умножением напряжения применяются для получения высокого напряжения (больше 1кВ), при малых токах нагрузки (меньше 10 мкА), для питания кинескопов и электронно-лучевых трубок. Бывают симметричными и несимметричными. Принцип действия их основан на том, что на нагрузку разряжаются несколько последовательно или параллельно включенных конденсаторов, каждый из которых заряжался от выпрямительного диода. Рассмотрим подробнее некоторые схемы.

Однофазная симметричная схема выпрямителя с удвоением напряжения вместе с диаграммами работы показана на рис.27. Схема представляет собой комбинацию двух простейших выпрямителей, работающих от одной обмотки трансформатора, в которых конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются через соответствующие диоды в разные полупериоды входной синусоиды (см. рис 27, *б*). Конденсаторы включены последовательно по отношению к нагрузке, поэтому напряжение на ней равно удвоенному значению $U_H = U_{C1} + U_{C2}$.

С точки зрения пульсаций этот выпрямитель подобен двухтактному однофазному (мостовому) выпрямителю.

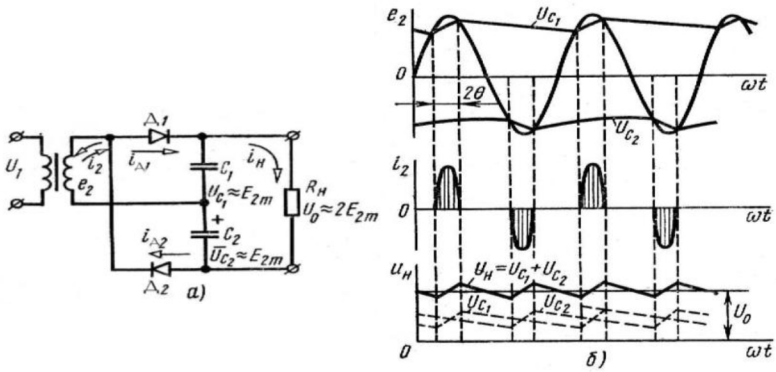


Рис.27. Однофазная трансформаторная симметричная схема выпрямителя с удвоением напряжения

Однофазная несимметричная схема выпрямителя с умножением напряжения показана на рис. 28. Схема представляет собой несколько однотактных выпрямителей, включенных таким образом, что каждый последующий конденсатор, начиная с C_2, заряжается до удвоенного значения ЭДС вторичной обмотки трансформатора $2E_m$. Конденсотор C_1 заряжается до E_m . Нагрузка R_H может быть к четной или нечетной группе $R_H^{'}$. В первом случае напряжение увеличивается в четное число раз, во втором случае – в нечётное число раз. Для умножения напряжения в N раз требуется N диодов и N конденсаторов. Достоинством схемы является простота и надежность, недостатки:

1. Конденсаторы работают в неодинаковых условиях. Первые конденсаторы находятся под напряжением с большей пульсацией и сильнее нагружены, поэтому должны быть рассчитаны на более высокие рабочие напряжения.

2. Большое внутреннее сопротивление, так как здесь последовательно соединены схемы выпрямления, питающиеся от одного источника.

Общее внутреннее сопротивление:

$$r_{вн} = 0{,}5Nr_{тр}+Nr_{д}.$$

Коэффициент пульсаций схемы:

$$K_П = \frac{N+2}{32\pi\omega R_H C}. \qquad (18)$$

Схема применяется при малых токах нагрузки (до 10 мкА), когда конденсаторы работают в режиме частичного разряда, например для питания кинескопов телевизоров.

Емкость конденсатора зависит от тока нагрузки I_H и определяется по формуле $c = \gamma \dfrac{I_H}{\omega U_{(1)}}$, где $U_{(1)}$ – допустимая амплитуда пульсаций, $\gamma = 0{,}5 \div 1$ – коэффициент, зависящий от вида схемы.

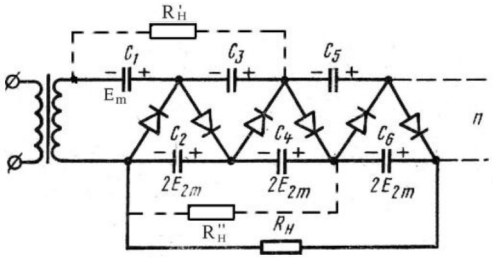


Рис.28. Однофазная трансформаторная несимметричная схема с умножением напряжения

Бестрансформаторная схема выпрямления и умножения напряжения показана на рис. 29. Отсутствие трансформатора определяют ее малые габариты и вес при одинаковой мощности. Принцип работы схемы основан на накоплении напряжения на конденсаторно-диодных ячейках, соединением которых управляют ключи. Выпрямление осуществляется за счёт синхронизации работы ключей $К_0$ и $К_i$. При положительной полуволне $К_0$ замыкается и $К_i$ размыкаются. В этот момент параллельно включенные конденсаторы заряжаются до амплитудного значения входного сигнала. При отрицательной полуволне $К_0$ выключается и замыкаются $К_i$. В этот период конденсаторы включены последовательно и разряжаются на нагрузку. Если конденсаторы одинаковы, а сопротивление нагрузки большое, то напряжение в нагрузке будет в n раз превышать амплитудное значение входного сигнала.

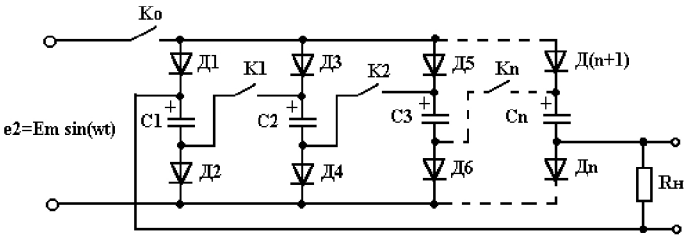


Рис. 29. Бестрансформаторная схема выпрямления и умножения напряжения

Бывают схемы, синхронизированные от сети, и схемы, синхронизированные от внешнего генератора, структура которых показана на рис. 30.

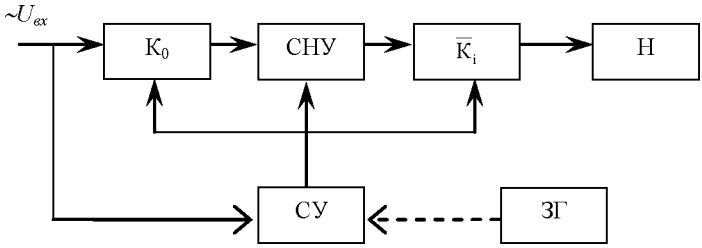


Рис.30. Структура схемы выпрямления и умножения напряжения

При синхронизации от сети схема управления СУ в момент перехода входным синусоидальным сигналом нуля выдает команды на переключение ключей $К_0$ и $К_i$, которые поочередно подключают схему накопления и умножения СНУ ко входному сигналу и нагрузке Н. При синхронизации всей схемы от задающего генератора ЗГ, показанного на схеме пунктирной линией, путем изменения его частоты можно изменять или регулировать уровень выходного напряжения. При изменении частоты изменяется время заряда и разряда конденсаторов. Местная синхронизация желательна при работе выпрямителя в бортовой аппаратуре, где частота первичного источника не стабильна.

Бестрансформаторная схема выпрямления с делением напряжения показана на рис.31. Предназначена для получения низкого уровня выпрямленного напряжения при большой амплитуде входного переменного напряжения первичного источника. Принцип действия этих схем основан на делении напряжения с помощью конденсаторов. Он заключается в том, что *n* конденсаторов, соединенных последовательно, заряжаются от первичного источника, затем перестраиваются в параллельное соединение и разряжаются на нагрузку. Ключи $К_1$ и $К_2$ работают поочерёдно. В положительную полуволну $К_1$ замкнут. Конденсаторы оказываются последовательно включенными к входному напряжению.

Каждый из них заряжается до значения $U_H = \frac{E_m}{n}$. В отрицательную полуволну $К_1$ отключается, а $К_2$ – замкнут, конденсаторы включаются параллельно нагрузке и разряжаются на нее создавая напря-

жение в n раз меньшее входного. Общая структурная схема рассмотренного принципа выпрямления с делением напряжения представлена на рис. 32, где СУ – схема управления, СД – схема деления, СГ – задающий генератор. Здесь также возможна синхронизация работы ключей от сети, при которой схема управления поочередно подключает конденсаторы к схеме деления или нагрузки, и от задающего генератора. В последнем случае повышая частоту задающего генератора, можно получать сколь угодно низкие выходные напряжения, так как при этом уменьшается время накопления (заряда) энергии в конденсаторах.

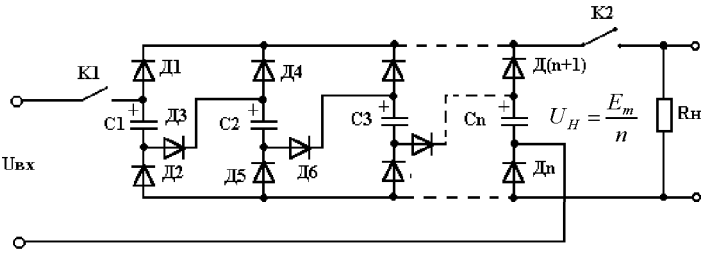


Рис. 31. Бестрансформаторная схема выпрямления с делением напряжения

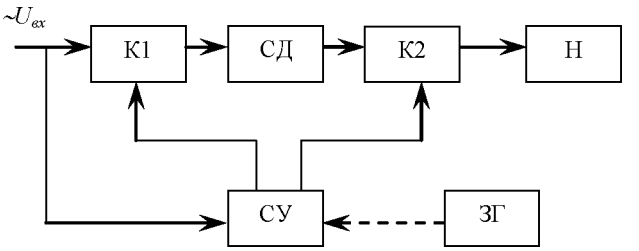
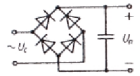
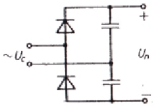
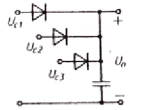
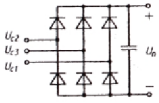


Рис. 32. Структура схемы выпрямления с делением напряжения

Рассмотренные бестрансформаторные схемы позволяют изготавливать выпрямители в миниатюрном исполнении с применением микросхем. При этом могут применяться диодные, конденсаторные, транзисторные сборки, интегральные ключи. Например, интегральные ключи серии: КР590 КН2, КР590 КН4, КР590 КН8, транзисторные сборки К1НТ981, К1НТ982 … К1НТ988, диодные сборки К2НД021, К2НД022, набор конденсаторов 2НЕ281 и другие микросхемы, марки которых можно подобрать в справочниках.

Т а б л и ц а 3. ***Основные расчетные соотношения для выпрямителей***

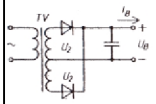
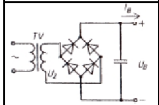
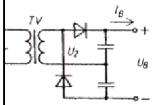
Схема выпрямителя	Наименование схемы	Пульс-ность, s	Напряжение питания КПН		Средний прямой ток диода выпрями-теля, $I_{ПР,СР}$	Амплитуда обратного напряжения на диоде выпрямителя, $U_{обр,\max}$
			Минимальное, $U_{П,\min}$	Максималь-ное, $U_{П,\max}$		
	Двухполупериодная мостовая	2	$\sqrt{2}U_{C,\min}\ 1-k_П$	$\sqrt{2}U_{C,\max}$	$\frac{I_{0\max}}{2}$	$U_{П,\max}$
	Двухполупериодная с удвоением напряжения (Латура)		$2\sqrt{2}U_{C,\min}\ 1-k_П$	$2\sqrt{2}U_{C,\max}$	$I_{0\max}$	
	Однополупериодная трехфазная (Миткевича)	3	$\sqrt{2}U_{C,\min}\ 1-k_П$ $(k_П \le 0{,}5)$	$\sqrt{2}U_{C,\max}$	$\frac{I_{0\max}}{3}$	
	Двухполупериодная трехфазная (Ларионова)	6	$\sqrt{2}U_{C,\min}\ 1-k_П$ $(k_П \le 0{,}133)$	$\sqrt{2}U_{C,\max}$		

Примечание.

1. Формулы для $U_{П,\min}$ и $U_{П,\max}$ приведены без учета выбросов и промахов напряжения сети.
2. Максимальное значение тока, потребляемого от СВ, определяется по формуле $I_{0\max} = P_{н,\max} \big/ U_{у,\min}\eta$.
3. $U_{C,\min}$, $U_{C,\max}$, $k_П$ – исходные данные.

* Действующее линейное напряжение.

Т а б л и ц а 4. ***Основные расчетные соотношения для маломощных однофазных выпрямителей с емкостным фильтром***

Схема выпрямителя	Наименование схемы	Минимальное действующее напряжение вторичной обмотки трансформатора, $U_{2\text{э}\phi,\min}$	Максимальное выпрямленное напряжение, $U_{B,\max}$	Действующий ток вторичной обмотки трансформатора, $I_{2\text{Э}\Phi}$	Суммарная мощность вторичных обмоток трансформатора, P_2	Средний прямой ток диода выпрямителя, $I_{\Pi P,CP}$	Амплитуда обратного напряжения на диоде выпрямителя, $U_{OБP},\max$	Пульсность, s
	Двухполупериодная с выводом средней точки	$\dfrac{U_{B,\min}}{\dfrac{1-k_{\Pi}}{\sqrt{2}}}+1$	$1,8U_{2\text{Э}\Phi,\min}$	$\dfrac{I_{B,\max}}{\sqrt{\dfrac{2\arccos\ 1-k_{\Pi}}{\pi}}}$	$\sqrt{2}I_{2\text{Э}\Phi}U_{B,\max}$	$\dfrac{I_{B,\max}}{2}$	$2U_{B,\max}$	2
	Двухполупериодная мостовая	$\dfrac{U_{B,\min}}{\dfrac{1-k_{\Pi}}{\sqrt{2}}}+2$		$\dfrac{I_{B,\max}}{\sqrt{\dfrac{\arccos\ 1-k_{\Pi}}{\pi}}}$	$\dfrac{I_{2\text{Э}\Phi}U_{B,\max}}{\sqrt{2}}$		$U_{B,\max}$	
	Двухполупериодная с удвоением напряжения (Латура)	$\dfrac{U_{B,\min}}{2\ \dfrac{1-k_{\Pi}}{\sqrt{2}}}+1$	$3,6U_{2\text{Э}\Phi,\min}$	$\dfrac{2I_{B,\max}}{\sqrt{\dfrac{\arccos\ 1-k_{\Pi}}{\pi}}}$	$\dfrac{I_{2\text{Э}\Phi}U_{B,\max}}{2\sqrt{2}}$	$I_{B,\max}$		

Примечание.

1. $k_{\Pi}=0,005\ldots0,15$. k_{Π}, $U_{B,\min}$, $I_{B,\max}$ – исходные данные.
2. $U_{B,\min}$, $U_{B,\max}$ ($I_{B,\max}$) – соответственно минимальное и максимальное значения выпрямленного напряжения (тока).

Основные расчетные соотношения для выпрямителей с БТВ, используемых в ключевых ИВЭП, приведены в табл. 3, а основные расчетные соотношения для маломощных однофазных вспомогательных выпрямителей с емкостным фильтром, применяемых для питания цепей управления ИВЭП с БТВ – в табл. 4.

3.8. Управляемые выпрямители

Регулирование выходного напряжения возможно не только со стороны выходного напряжения, но и со стороны входного напряжения.

Методы регулирования выпрямленного напряжения:

- за счёт поглощения энергии на реостатах или резисторах;
- за счёт трансформации;
- за счёт изменения времени подачи электрической энергии в цепь нагрузки.

Этот метод является наиболее экономичным. Он реализуется с помощью управляемых выпрямителей.

Управляемым называется такой выпрямитель, у которого при неизменном входном напряжении можно одновременно выпрямлять и регулировать выходное напряжение за счёт изменения времени прохождения тока в нагрузку. Здесь одновременно происходит преобразование тока из переменного в постоянный и регулирование уровня выходного напряжения. Принцип работы управляемого выпрямителя иллюстрируется рис. 33. Пусть нагрузка подключена к генератору через управляемый ключ. Функцию управления осуществляет сигнал U_y. Если коммутировать ключ К с запаздыванием на α, ток в нагрузке будет протекать только в тот промежуток времени, когда ключ замкнут. При активной нагрузке напряжение на ней будет повторять форму входного сигнала. Среднее значение напряжения в нагрузке определится по формуле:

$$U_H = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} E_m \sin \omega t d\omega t = \frac{E_m}{\pi}\cos\alpha \qquad (19)$$

при $0 < \alpha < \pi/2$, $0 < U_H < E_m$.

В качестве управляемого ключа может наиболее часто применяться тиристор – это четырехслойный полупроводниковый прибор (рис.34, *а*), который обладает двумя устойчивыми состояниями: с низкой и с высокой проводимостями (рис.34, *в*). На рисунке буквами

А, К и УЭ обозначены анод, катод и управляемый электрод прибора. Обычно к тиристору приложено напряжение, которое меньше напряжения включения (точка А на рис. 34, *в*).

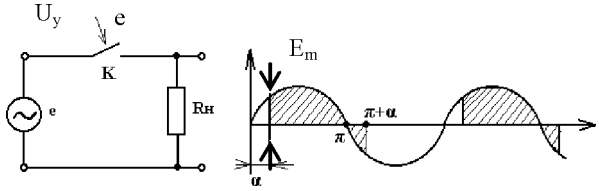


Рис. 33. Иллюстрация к принципу работы управляемых выпрямителей

Переключение тиристора из закрытого состояние в проводящее осуществляется путем подачи кратковременного импульса на управляющий электрод. Управляющий сигнал может иметь любую форму. Если импульс управления обеспечил отпирание, то дальше тиристор уже не управляется. Для запирания тиристора необходимо понижение анодного напряжения до величины, меньшей удерживающего значения. Это нужно учитывать при использовании. Тиристор – инерционный прибор, время включения 0,05 ÷ 12,0 мкс, время выключения 2,5 ÷ 100 мкс, что определяет возможность использования его на бытовых и радиочастотах. В качестве управляющего сигнала часто применяется оптическое излучение, в этом случае прибор называется «фототиристор» и его применение очень эффективно, так как позволяет осуществить гальваническую развязку высоковольтных силовых и низковольтных управляющих цепей. На рис. 34, *б* показан пример реализации тиристора на двух транзисторах.

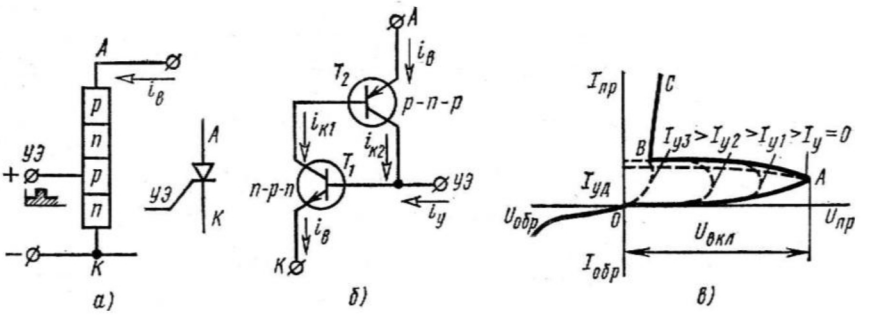


Рис.34. Схема и вольтамперная характеристика тиристора

Основные схемы управляемых выпрямителей используют, как правило, в качестве фильтра индуктивные дроссели. Это связано с тем, что в открытом состоянии в первоначальный момент тиристор способен пропускать очень большие токи, так как имеет малое сопротивление. Особенно велики броски тока в том случае, если параллельно нагрузке стоит конденсатор. Поэтому для уменьшения бросков тока в переходных режимах последовательно с тиристором ставится дроссель. Простейшая схема управляемого выпрямителя с диаграммой работы показана на рис. 35. Форма токов в нагрузке соответствует случаю, когда $L = \infty$. В момент $t_1 - t_3$ тиристор открыт, причем он остается открытым даже в момент времени $t_2 - t_3$, когда входное напряжение отрицательно. Это объясняется наличием ЭДС самоиндукции дросселя, которая препятствует уменьшению тока в нем и поддерживает тиристор в открытом состоянии. Интегрирование кривой выпрямленного напряжения происходит по формуле (18), откуда следует, что при изменении $0 < \alpha < \pi/2$ средневыпрямленное значение напряжения в нагрузке изменяется в диапазоне $E_m/\pi > U_H > 0$. Реально при $L \neq \infty$ форма тока в тиристоре будет пульсирующей (пунктирная линия).

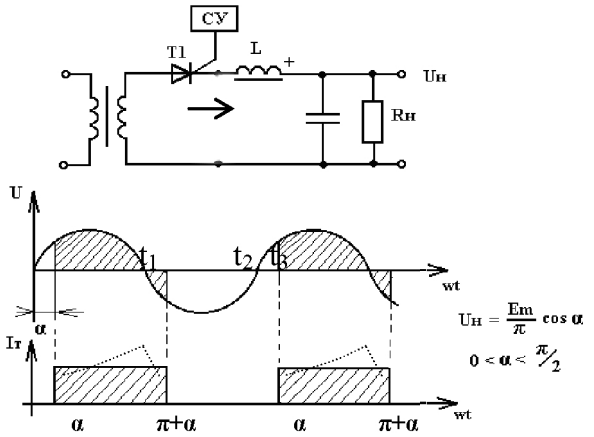


Рис. 35. Простейшая схема управляемого выпрямителя с диаграммами работы: СУ – схема управления

Для улучшения параметров схемы, в частности для уменьшения пульсаций и смягчения регулировочной характеристики, применяются схемы с обратным диодом (рис. 36). При достижении $\omega t = \pi$ ток дросселя L, уменьшаясь, создает в нем такую ЭДС, которая равна по

величине постоянному напряжению на выходе. Эта ЭДС приложена минусом к катодам тиристора и обратного диода. При $\omega t > \pi$ наведенная ЭДС становится больше напряжения, создаваемого входным сигналом, и обратный диод открывается. Дроссель разряжается через него, а тиристор закрывается. Таким образом, угол закрывания тиристоров в схеме с обратным диодом всегда равен π. Средневыпрямленное напряжение при $0 < \alpha < \pi$, $E_m/\pi < U_H < 0$ определяется по формуле:

$$U_H = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} E_m \sin\omega t d\omega t = \frac{E_m}{2\pi}(1+\cos\alpha). \qquad (20)$$

Таким образом, регулировочная характеристика становится более плавной, пульсации уменьшаются, поэтому на практике, как правило, применяют схемы с обратным диодом.

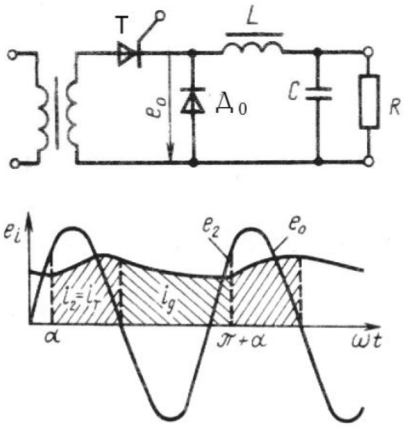


Рис. 36. Схема управляемого выпрямителя с обратным диодом

Мостовые и многофазные схемы управляемых выпрямителей показаны на рис. 37. В *n*-фазных схемах управления тиристор должен стоять в каждой фазе. В двухтактных *n*-фазных схемах достаточно использовать половину тиристоров из всех возможных элементов, то есть использовать тиристоры только в анодной или только в катодной группах. Коэффициент пульсаций для многофазных выпрямителей определяется по формуле:

$$K_{П(k)} = \frac{2}{k^2n^2-1}\sqrt{1+k^2n^2tg^2\alpha}, \qquad (21)$$

где n – число фаз, k – номер гармоники, α – угол запаздывания.

Анализ выражения (21) показывает, что коэффициент пульсаций в управляемом выпрямителе больше, чем в неуправляемом, на величину квадратного корня и определяется углом запаздывания, связанным с процессом регулирования.

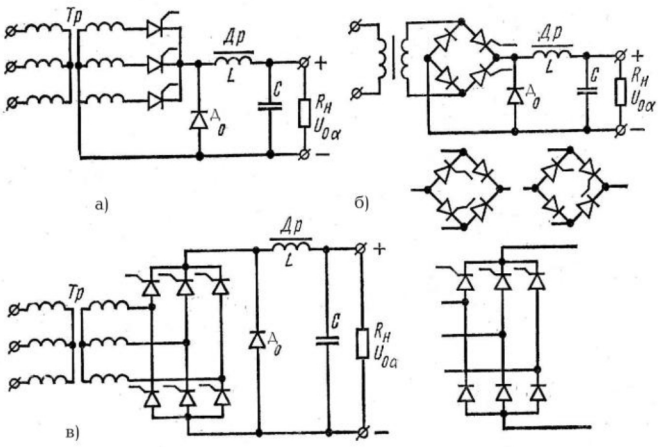


Рис. 37. Мостовые и многофазные схемы управляемых выпрямителей

Для уменьшения коэффициента пульсаций применяют *схему с вольтодобавкой* (рис.38). Здесь используется двухфазный трансформатор с дополнительными выводами, в которые включены обычные диоды D_1 и D_2. Принцип работы сочетает в себе действие обычного двухфазного выпрямителя, образованного диодами D_1, D_2 и внутренними обмотками w'_2 трансформатора и управляемого выпрямителя, образованного тиристорами T_1, T_2 и обмоткой $w'_2 + w''_2$.

До момента включения тиристора в одной из фаз схема работает как обычный неуправляемый выпрямитель (рис.38, *б*) и форма напряжения на входе фильтра повторяет напряжение на обмотке трансформатора. При включении тиристора напряжение на входе фильтра увеличивается скачком на величину, определяемую обмоткой w''_2 (вольтодобавка). В этой схеме нельзя регулировать напряжение до нуля. Диапазон регулирования: $\frac{2E_{m1}}{\pi} < U_H < \frac{2E_{m2}}{\pi}$. Схема эффективно работает при больших токах нагрузки и в узком диапазоне регулирования.

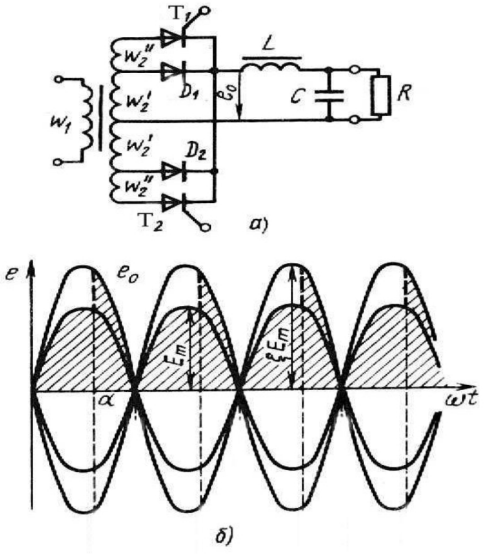


Рис.38. Схема управляемого выпрямителя с вольтодобавкой

Устройства фазового управления тиристорами являются важной составной частью управляемых выпрямителей. Эти устройства должны обеспечивать: формирование управляющего импульса; смещение фазы управляемых импульсов в функции управляющего сигнала; разложение управляющего импульса по числу управляемых тиристоров. В некоторых устройствах эти функции выполняются конструктивно обособленными элементами, в других они совмещены. Принцип построения простейшего устройства управления тиристорами изображен на рис.39. Здесь напряжение вторичной обмотки трансформатора e_1 сдвигается по фазе фазосдвигающим устройством ФСУ (e_2), которое, усиливаясь усилителем-ограничителем УО, преобразуется в прямоугольный импульс управления тиристором U_3. При желании этот импульс может быть продифференцирован и превращен тем самым в короткий положительный или отрицательный управляющий импульс в зависимости от типа используемого тиристора. Простейшее фазосдвигающее устройство показано на рис. 40, *а*. Угол регулирования определяется параметрами схемы по формуле:

$$\alpha = -\operatorname{arctg}\omega RC, \qquad (27)$$

$$0 < \alpha < \pi/2.$$

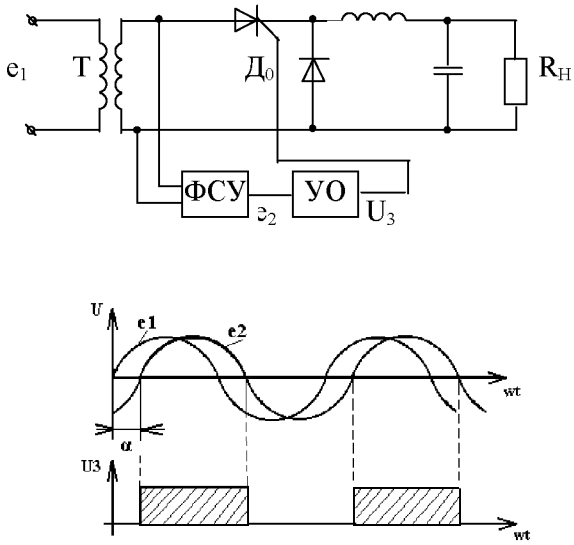


Рис. 39. Схема построения простейшего устройства управления тиристором

Простейшая схема усилителя-ограничителя показана на рис. 40, *б*. Принцип его работы состоит в том, что синусоида усиливается и ограничивается симметричным стабилитроном Д. В качестве устройств формирования управляющих импульсов широко используются диодные и транзисторные оптроны. Одна из практических схем трехфазного управляемого выпрямителя показана на рис. 41. Регулирование угла включения α тиристоров осуществляется формирующей фазоимпульсной цепочкой, подключенной к трем фазам через разделительные диоды $Д_1$. Выпрямленное трехфазное напряжение подается на стабилитрон КС, который вместе с резистором R_1 ограничивает подаваемую синусоиду.

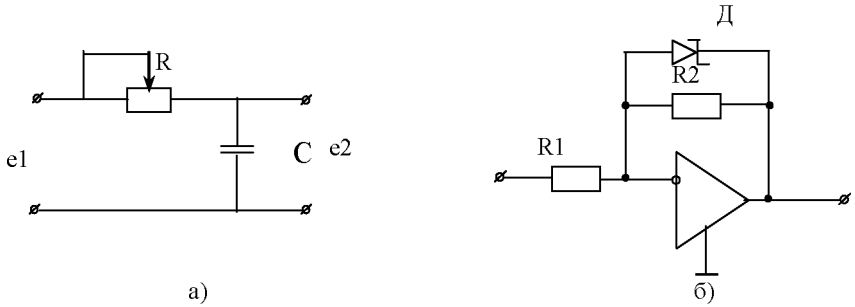


Рис. 40. Простейшие схемы фазосдвигающего устройства (а) и усилителя ограничителя (б)

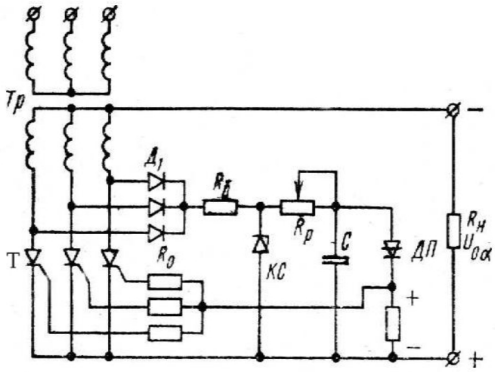


Рис. 41. Трехфазный однотактный управляемый выпрямитель

Конденсатор заряжается до напряжения переключения динистора ДП, после включения которого импульс разрядного тока подается на управляющие электроды всех трех тиристоров. Открывается тот тиристор, к которому приложено положительное анодное напряжение. Так последовательно, со сдвигом 120°, отпираются все тиристоры. Регулировать угол включения тиристоров можно путем изменения постоянной времени цепи заряда конденсатора с помощью переменного резистора R_p. На рис. 42 приведена схема однотактного однофазного управляемого выпрямителя, в котором применены показанные на рис. 40 элементы.

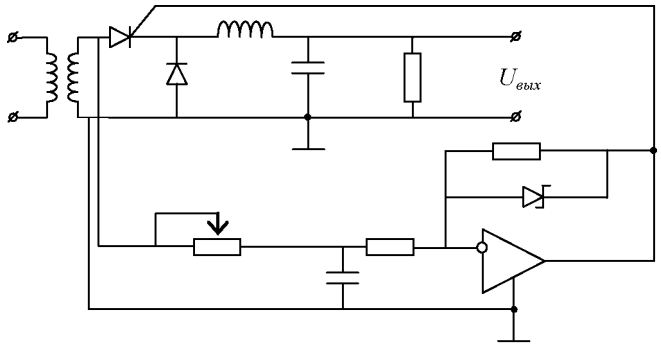


Рис.42. Схема однотактного управляемого выпрямителя

3.9. Сравнительная оценка выпрямительных схем

I. *Неуправляемый усилитель.* Простые, надёжные, имеют малый коэффициент пульсаций. Причём коэффициент пульсаций

уменьшается с увеличением числа фаз. Такие выпрямители применяются в маломощных источниках питания, где регулировка выходного напряжения может быть произведена путём гашения энергии на реостатах или автотрансформаторах.

II. *Схема с умножением напряжения.* Более сложные по сравнению с неуправляемым выпрямителем, однако они допускают возможность полной миниатюризации источника питания. Исключают использование трансформатора в источниках питания. Применяются для создания маломощных источников, где требуется высокое напряжение (кВ) и малые токи (мкА).

III. *Управляемые выпрямители.* Применяют для создания мощных выпрямителей (от сотен Вт до сотен кВт), в которых регулировка напряжения путём гашения энергии затруднительна и неэффективна. Но эти схемы более сложны, имеют больший коэффициент пульсаций, чем неуправляемый выпрямитель.

3.10. Сглаживающие фильтры

Сглаживающие фильтры – это устройства, предназначенные для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Включаются между выпрямителем и нагрузкой. Основной характеристикой является коэффициент сглаживания пульсаций, который определяется по каждой *k-й* гармонике:

$$K_{СГЛ\ k} = \frac{K_{Пвх\ k}}{K_{Пвых\ k}} = \frac{U_{т.вх\ k}\, U_{0вых}}{U_{0вх} U_{т.вых}} = \lambda \frac{U_{т.вх\ k}}{U_{т.вых\ k}}, \qquad (22)$$

где $K_{Пвх(k)}$, $K_{Пвых(k)}$ – коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра; $\lambda = \frac{U_{0вых}}{U_{0вх}}$ – коэффициент потерь.

Требования, предъявляемые к фильтрам: обеспечение заданного коэффициента сглаживания, минимальный коэффициент потерь, фильтр не должен вносить искажения в работу потребителя и не должен влиять на первичный источник питания, высокая надёжность, минимальные габариты и вес.

Принцип построения всех пассивных фильтров состоит в том, что последовательно с нагрузкой ставится элемент (группа элементов), обладающих малым сопротивлением для постоянного и большим сопротивлением для переменного токов, например индуктивная катушка или параллельный резонансный контур (рис.43, *з*). Либо парал-

лельно нагрузке включают элемент (группу элементов), обладающих большим сопротивлением для постоянного и малым сопротивлением для переменного токов, например конденсатор или последовательный резонансный контур (рис. 43, *и*). Любой пассивный фильтр может быть представлен в виде четырехполюсника (рис. 44), состоящего из сопротивлений Z_1, Z_2 , ко входу которого приложено постоянное напряжение $U_{0\ ВХ}$ и напряжение пульсаций $U_{П\ ВХ}$. Напряжение пульсаций на выходе определится:

$$U_{П.ВЫХ} = \frac{U_{П.ВХ} z_Э}{z_1 + z_Э}\ ; \qquad z_Э = \frac{R_Н z_2}{z_2 + R_Н}\ .$$

Коэффициент сглаживания:

$$K_{СГЛ} = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.ВЫХ}} = \left(1 + \frac{z_1}{z_2}\right)\lambda\ . \qquad (23)$$

Для простого индуктивного фильтра (рис. 40, *а*) имеем:

$$K_{СГЛ} = \frac{\sqrt{(r_{др} + R_Н)^2 + (\omega L)^2}}{r_{др} + R_Н}\ . \qquad (24)$$

Классификация фильтров. Фильтры бывают пассивные (реактивные), построенные на реактивных элементах, и активные (электронные). В свою очередь пассивные сглаживающие фильтры (рис. 43) можно разделить на *простые*, в том числе индуктивные (*а*) и емкостные (*б*); *сложные,* в том числе однозвенные типа *LC* (*в*) и *RC* (*г*); *многозвенные* (*д*, *е*, *ж*), *резонансные* (*з*, *и*) и *компенсированные* (*к*).

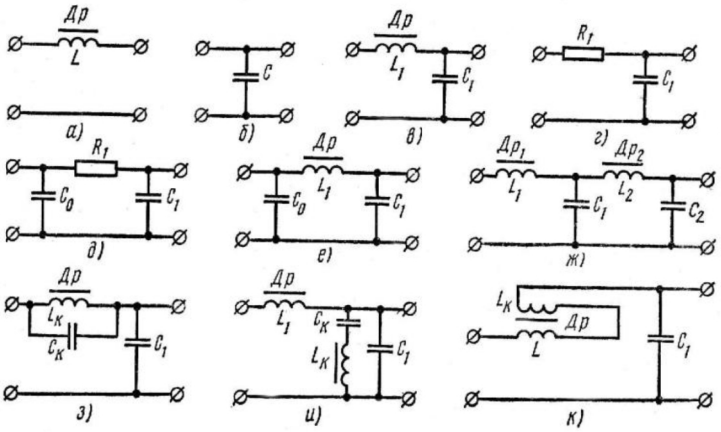


Рис. 43. Принципиальные схемы пассивных фильтров

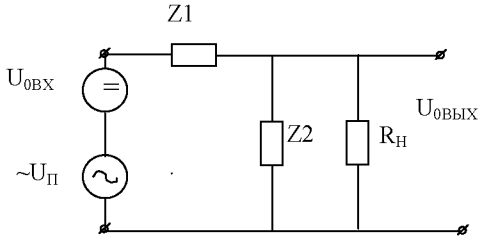


Рис. 44. Эквивалентная схема фильтра

При заданном коэффициенте сглаживания достаточная величина индуктивности дросселя определится:

$$L \geq \frac{R_H + r_{др}}{k\omega}\sqrt{K^2_{СГЛ(k)} - 1}\,. \qquad (25)$$

Для простого емкостного фильтра (рис.43, *б*), коэффициент сглаживания пульсаций определится как отношение коэффициентов пульсаций выпрямителей с емкостной и активной нагрузкой, формулы (12), (21):

$$K_{СГЛ} = \frac{2r_{ПР}C}{(n^2 - 1)H(\theta)}\,. \qquad (26)$$

Емкостный фильтр выгодно применять при малых, а индуктивный фильтр – при больших токах нагрузки.

Для однозвенного *LC* фильтра (рис.43, *в*) можно получить:

$$K_{СГЛ(k)} = n^2k^2\omega^2LC - 1\,. \qquad (27)$$

Для однозвенного *RC* фильтра (рис.43, *г*):

$$K_{СГЛ(k)} = \frac{nk\omega RC \cdot R_H}{R + R_H}\,. \qquad (28)$$

Многозвенные сглаживающие фильтры (рис. 43, *г*, *в*, *ж*) могут рассматриваться как последовательно соединенные однозвенные фильтры, и коэффициент сглаживания можно примерно определять путем перемножения. На практике применяются фильтры 2-, 3-звенные.

Резонансные фильтры (рис. 43, *з*, *и*) обеспечивают хорошие сглаживающие свойства для одной гармоники пульсаций, на которой существует резонанс. Недостатком является необходимость настройки на нужную гармонику и нестабильность при изменении температуры.

Компенсационные фильтры применяют для мощных нагрузок. Дополнительная компенсационная обмотка создает отрицательную обратную связь и компенсирует четные гармоники, уменьшает подмагниченность сердечника, устраняется возможность насыщения сердечника.

Достоинством пассивных (реактивных) фильтров является простота. Недостатком реактивных фильтров являются:

1) большие габариты и вес;

2) в момент включения возникает мощный переходный процесс, который создаёт электромагнитные и радиопомехи, что требует их специального экранирования.

Активные (электронные) фильтры в значительной степени свободны от указанных недостатков. Применяют транзисторные фильтры. Они могут использоваться самостоятельно или в сочетании с реактивными фильтрами. Принцип действия активного фильтра основан на нелинейности вольтамперной характеристики транзистора и способности в определённых режимах работы создавать различные сопротивления для постоянного и переменного токов. Бывают фильтры с последовательным и параллельным включением транзистора относительно нагрузки. При этом применяют схемы с общей базой и с общим коллектором. Схема транзисторного фильтра с общей базой приведена на рис. 45.

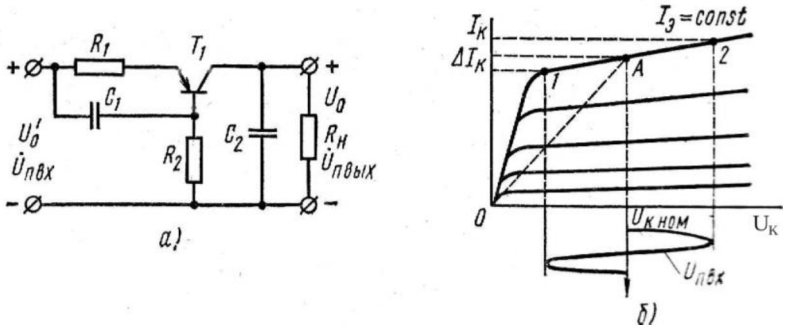


Рис.45. Транзисторный фильтр с общей базой

Здесь режим работы транзистора с помощью резисторов R_1 и R_2 подобран таким, чтобы транзистор по постоянному току был полностью открыт и доведён до насыщения (рис. 45, *б*). Рабочая точка под воздействием пульсаций входного напряжения будет перемещаться

по пологому участку коллекторной характеристики. Коллекторный ток транзистора будет изменяться незначительно, а пульсация выходного напряжения будет значительно меньше входного. Можно показать, что чем больше коэффициент усиления транзистора по току и величина емкостей C_1, C_2, тем больше коэффициент сглаживания пульсации. Электронный фильтр на основе транзистора с общим коллектором показан на рис. 46. Сглаживание пульсаций на выходе фильтра определяется коэффициентом передачи транзистора и фильтрующими свойствами цепи R_1, C_1. Коэффициент сглаживания легко увеличивается путем каскадного включения транзисторов и входных RC цепей (рис. 47). Схема фильтра с отрицательной обратной связью по напряжению показана на рис. 48. В заключение отметим, что любой правильно включенный транзистор может быть фильтром пульсаций. Следует только так включать транзистор, чтобы по постоянному току он работал в режиме насыщения, а пульсации попадали на пологую ветку вольтамперной характеристики. Нужно также учитывать температурную зависимость электронных фильтров и значительные перегрузки в переходных режимах.

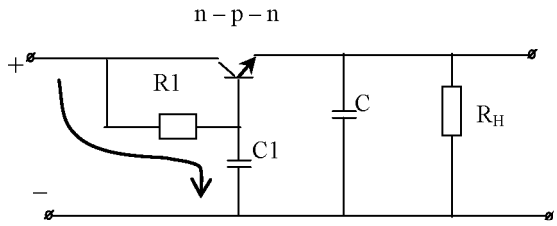


Рис. 46. Транзисторный фильтр с общим коллектором

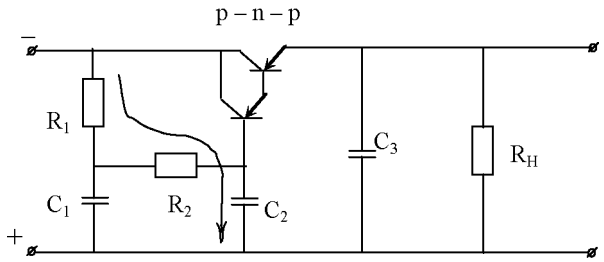


Рис. 47. Каскадный электронный фильтр

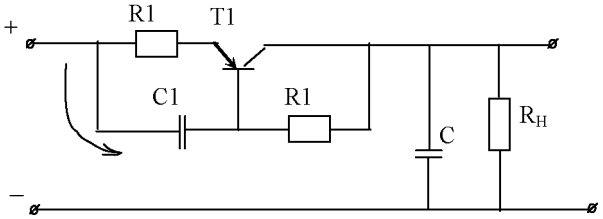


Рис. 48. Схема фильтра с отрицательной обратной связью по напряжению

Активные фильтры по сравнению с пассивными фильтрами позволяют при меньших габаритах получить большой коэффициент сглаживания. Они могут работать при значительно меньших уровнях пульсаций. Хорошо работают при импульсном характере нагрузки. Недостатком является сложность и температурная нестабильность.

3.11. Стабилизаторы напряжения, классификация

Стабилизаторы напряжения – это устройства, которые предназначены для автоматического поддержания напряжения в нагрузке при воздействии любых дестабилизирующих факторов (изменениях входного напряжения, сопротивления нагрузки, напряжения питающей сети, условий окружающей среды). Сущность работы любого стабилизатора состоит в том, что при воздействии дестабилизирующих факторов автоматически происходит изменение параметров одного или нескольких элементов стабилизатора, при котором напряжение или ток в нагрузке поддерживается постоянным с заданной точностью. Современная радиоаппаратура предъявляет жесткие требования к постоянству питающих напряжений. Например, радиовещательные и связные радиостанции допускают нестабильность питающего напряжения 2 ÷ 3 %, кинескопы 0,5 ÷ 1%. Чем чувствительнее прибор и точнее измерительное устройство, тем выше должна быть стабильность источника питания. Например, для электронного микроскопа нестабильность питающего напряжения не превышает 0,001 ÷ 0,005 %.

Классификация стабилизаторов. Стабилизаторы можно условно разделить на следующие виды:

1. Постоянного напряжения.
2. Переменного напряжения.
3. Параметрические стабилизаторы, которые работают за счёт нелинейности ВАХ какого-то элемента схемы.

4. Компенсационные стабилизаторы, представляющие собой замкнутую систему автоматического регулирования с ООС.

Компенсационные стабилизаторы бывают:

а) Последовательные, когда регулирующий элемент включают последовательно с нагрузкой;

б) Параллельные, когда регулирующий элемент включают параллельно с нагрузкой;

в) Непрерывные, т.е. управляющий сигнал непрерывен во времени.

г) Импульсные. Регулирующие элементы управляются импульсным сигналом, но выходное напряжение постоянно.

д) Комбинированные. Они сочетают в себе параметрические и компенсационные виды стабилизаторов.

5. По коэффициенту нестабильности:

а) Низкой точности $\delta = 2\ldots5\%$;

б) Средней точности $\delta = 0{,}5\ldots2{,}0\%$;

в) Высокой точности $\delta = 0{,}1\ldots0{,}5\%$;

г) Прецизионные $\delta \leq 0{,}1\%$.

Основные характеристики стабилизаторов, кроме ранее рассмотренных, относящихся к источнику питания в целом, включают в себя также:

1. Коэффициент стабилизации по напряжению:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta U_H / U_H} = \frac{\Delta U_{BX} U_H}{U_{BX} \Delta U_H}, \qquad (29)$$

где $\Delta U_{BX}, \Delta U_H$ – изменения напряжений на входе и на выходе стабилизатора. По смыслу формула (29) определяет отношение относительных изменений напряжений на входе и на выходе стабилизатора.

2. Коэффициент нестабильности (коэффициент статической ошибки), который определяется в заданном диапазоне изменения входных напряжений и токов:

$$\delta = \frac{\Delta U_H}{U_H}. \qquad (30)$$

3. Температурный коэффициент стабилизатора, определяемый при постоянном входном напряжении:

$$\delta_T = \frac{\Delta U_H}{\Delta T}, \qquad (31)$$

где ΔT – диапазон изменения температуры окружающей среды.

Следует помнить, что любой стабилизатор является одновременно фильтром и также характеризуется коэффициентом пульсаций, определяемым как отношение коэффициентов пульсаций на входе и выходе по формуле (22).

3.12. Параметрические стабилизаторы

Строятся на неуправляемых элементах, ток через которые является нелинейной функцией напряжения. Как правило, главным параметрическим элементом является стабилитрон – это полупроводниковый прибор (диод), имеющий характеристику, показанную на рис. 49.

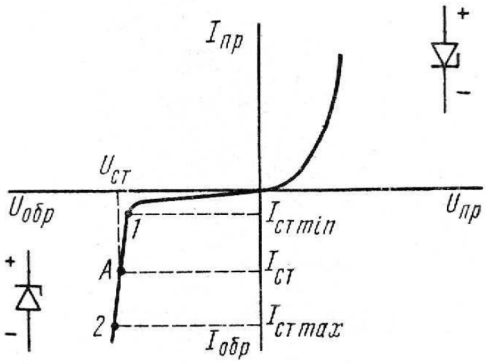


Рис. 49. Вольтамперная характеристика стабилитрона

На рабочем участке 1-2 значительному изменению тока соответствует малое изменение напряжения. Прямая ветвь соответствует вольтамперной характеристике обычного диода. Рабочий участок характеристики имеет место при обратных напряжениях, равных напряжению стабилизации $U_{ст}$ и соответствует режиму обратимого электрического пробоя. Главной особенностью стабилитрона является то, что дифференциальное сопротивление на рабочем участке много меньше статического сопротивления и составляет $r_д = 5…300$ Ом. Промышленностью выпускается линейка стабилитронов на разные рабочие напряжения от 3 до 100 В, например КС133 на напряжение 3,3В; КС147 на 4,7В; КС168 на 6,8В; Д817Г на 100 В. Диапазон изменения токов на рабочем участке от 1 до 1000 мА. Рассеиваемая

мощность от 0,3 до 8 Вт. Существуют также двухсторонние стабилитроны, у которых прямая и обратная ветви вольтамперной характеристики одинаковы и имеют участок пробоя. Эти стабилитроны не критичны к полярности приложенного напряжения.

Стабилитрон практически безынерционный прибор для частот до 1 МГц, его емкость составляет 1 ÷7 пФ. Для стабилитрона различают дифференциальное сопротивление на рабочем участке $r_Д = \frac{\Delta U}{\Delta I}$ и статическое сопротивление (рис. 49) $R_{CT} = \frac{U_A}{I_A}$, причем $r_Д << R_{CT}$. Это свойство лежит в основе работы простейшего параметрического стабилизатора, показанного на рис. 50. Для работы стабилизатора необходимо, чтобы $R_H >> r_Д$ и $R_0 > r_Д$. Принцип действия заключается в следующем. Номинальный режим характеризуется значениями U_A, I_A. Если входное напряжение увеличилось на ΔU_{BX}, то входной ток также увеличится на ΔI_{BX}. Это приращение тока пойдет через стабилитрон, так как $R_H >> r_Д$. Рабочая точка переместится в сторону точки 2. При этом основное приращение напряжения упадет на резисторе R_0. Приращение напряжения в нагрузке будет незначительным, пропорциональным дифференциальному сопротивлению стабилитрона. Если изменится сопротивление нагрузки, то увеличится общий ток, который также поглотится стабилитроном, не вызвав изменений напряжения на нагрузке.

Коэффициент стабилизации:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX}}{U_{BX}} \frac{U_H}{\Delta U_H} = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta U_H} \lambda \ , \tag{32}$$

$$\Delta U_H = \frac{\Delta U_{BX}}{R_0 + \frac{r_Д R_H}{r_Д + R_H}} \frac{r_Д R_H}{r_Д + R_H} = \frac{\Delta U_{BX} r_Д R_H}{R_0 (r_Д + R_H) + r_Д R_H},$$

$$\frac{\Delta U_{BX}}{\Delta U_H} = \left(1 + \frac{R_0 (r_Д + R_H)}{r_Д R_H} \right) \approx 1 + \frac{R_0}{r_Д} \ .$$

Таким образом,

$$K_{CT} = \lambda \left(1 + \frac{R_0}{r_Д} \right). \tag{33}$$

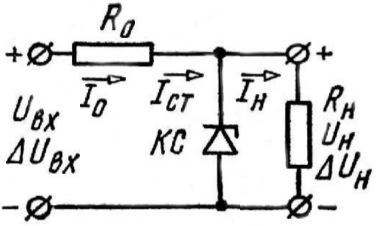


Рис.50. Схема простейшего параметрического стабилизатора

Для увеличения коэффициента стабилизации необходимо уменьшить внутреннее сопротивление диода и увеличить R_0 . Но практически оба метода непригодны, так как сопротивление диода определяется технологией изготовления, а возможности увеличения R_0 ограничены необходимостью обеспечения режима работы по постоянному току и увеличением коэффициента потерь.

Основной задачей расчёта параметрического стабилизатора является определение R_0 и выбор стабилитрона. Если даны номинальные значения входного напряжения U_{BX} , а также напряжения и сопротивления нагрузки U_H , R_H , то сопротивление R_0 определится по формуле:

$$R_0 = \frac{U_{BX} - U_H}{I_{CT} + I_H} = \frac{U_{BX} - U_H}{I_{CT} + U_H / R_H} , \qquad (34)$$

где I_{CT} – номинальный ток стабилитрона конкретного типа, выбранного по справочнику по заданному напряжению в нагрузке (соответствует точке А на рис. 49.). Коэффициент стабилизации простейшей схемы невелик. Другие практические схемы параметрических стабилизаторов, обладающие более высоким коэффициентом стабилизации, показаны на рис. 51. Существенно увеличить коэффициент стабилизации можно путем каскадного включения простейших параметрических стабилизаторов (рис. 51, *а*). Здесь предполагается использование стабилитронов одной и той же марки, поэтому в первом каскаде поставлены два стабилитрона, так как в сумме они дают напряжение стабилизации в два раза большее, чем каждый в отдельности. Это необходимо для того, чтобы обеспечить достаточный уровень входного напряжения для стабилитрона $Д_3$, так как часть подаваемого на его вход напряжения падает на R_2.

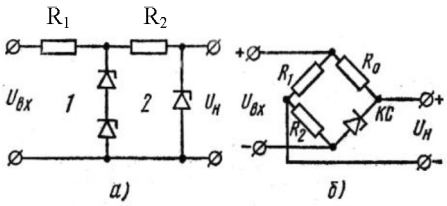


Рис .51. Схемы каскадного и мостового параметрических стабилизаторов

Обычно ограничиваются двумя каскадами, так как с увеличением числа каскадов падает КПД и нужно увеличивать входное напряжение, чтобы получить требуемое выходное. Больший коэффициент стабилизации дает схема, показанная на рис.51, *б*. Она сочетает в себе нелинейные характеристика моста и стабилитрона. В ней изменения напряжений на входе и выходе связаны соотношением

$$\Delta U_H = \Delta U_{BX}\left(\frac{r_д}{r_д + R_0} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right). \qquad (35)$$

Подбором сопротивлений можно сделать выражение в скобках равным нулю, то есть $K_{СТ} = \infty$. Недостаток схемы – низкий КПД, большая чувствительность к факторам нестабильности, необходимость точного регулирования и подбора элементов.

Недостатки простейшего параметрического стабилизатора можно исключить, если вместо ограничительного сопротивления R_0 поставить токостабилизирующий элемент, так как это ограничит изменения тока через стабилитрон. Например, в практических схемах на рис. 52 таким элементом являются транзисторы, используемые на пологих участках вольтамперной характеристики. Существует много других схем параметрических стабилизаторов, которые можно найти в [4, 5, 10].

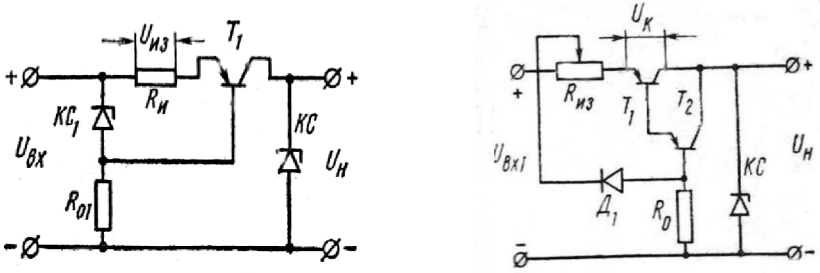


Рис. 52. Практические схемы параметрических стабилизаторов

Стабилитронные интегральные микросхемы (СИМС). В связи с тем, что простой стабилитрон не отвечает требованиям, предъявляемым к опорным источниками напряжения, были разработаны ИМС, которые имеют два (иногда три) вывода и выполнены как обычный стабилитрон, хотя в действительности они являются интегральными микросхемами, содержащими различные активные и пассивные элементы. Все выпускаемые СИМС можно разделить на три группы:

- температурно-компенсированные стабилитронные ИМС;
- температурно-стабилизированные источники опорного напряжения;
- опорные источники с напряжением запрещенной зоны (band-gap ИОН).

Температурно-компенсированные СИМС содержат стабилитроны, транзисторы, диоды и пассивные элементы, которые обеспечивают стабилизацию тока и температурную компенсацию. Обычно такие ИМС оформлены как стабилитроны и имеют всего два вывода. В качестве примера на рис. 53 приведена схема такого стабилитрона 1009ЕН1. Она состоит из трех групп симметричных транзисторов. Каждая группа рассчитана на стабилизацию напряжения около 10 В. Стабилизация тока питания выполняется транзистором VT1. Выходные транзисторы VT8 и VT9 работают в режиме усилителей тока. Микросхема обеспечивает стабилизацию напряжения 31...35 В (в зависимости от группы), дифференциальное сопротивление 100 м при токе $I_{ст} = 5$ мА и температурный коэффициент напряжения ТКН = 0,006% / °С. Микросхема предназначена для стабилизации напряжения питания варикапов в устройствах настройки телевизоров и радиоприемников.

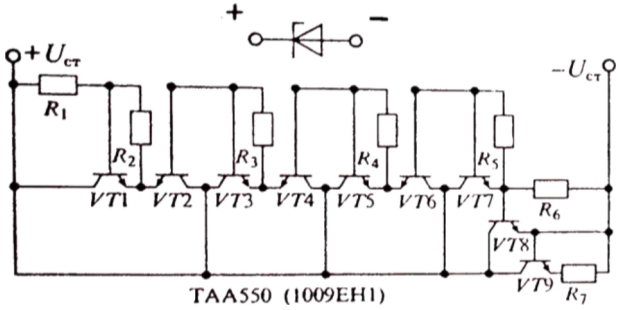


Рис.53. Упрощенная схема ИМС стабилитрона 1009ЕН1

На рис. 54, *а* приведена схема регулируемого прецизионного интегрального стабилитрона типа 142ЕН19 (аналог микросхемы TL431 фирмы Texas Instruments). Основными элементами этой ИМС являются источник опорного напряжения, выполненный по схеме «band-gap» и операционный усилитель ОУ, позволяющий устанавливать необходимое выходное напряжение при помощи внешнего резистивного делителя R_1 и R_{29}, как показано на схемах включения (рис. 54, *б*). Основные характеристики этого интегрального стабилитрона значительно превосходят характеристики обычных стабилитронов:

- температурный коэффициент напряжения 0,0003% / °С;
- регулируемое выходное напряжение от 2,5 до 36 В;
- дифференциальное сопротивление 0,20 м;
- максимальный ток нагрузки 100 мА.

Примерно такие же характеристики имеют прецизионные интегральные стабилитроны типа 2С120 и ИС121, выходное напряжение которых равно 1,225...1,25В, дифференциальное сопротивление имеет значение 0,20м. Температурный коэффициент напряжения доходит до 0,0001% / °С.

Температурно-стабилизированные источники опорного напряжения содержат интегральный стабилитрон, выполненный по одной из рассмотренных схем, и прецизионный термостат, управляемый датчиком температуры на переходе база – эмиттер транзистора. Термостат обеспечивает постоянную температуру кристалла интегрального стабилитрона при помощи нагревательной схемы, дополненной датчиком температуры. Такие микросхемы имеют температурный коэффициент напряжения до 0,00002% / °С, что на порядок меньше, чем у любого интегрального стабилитрона.

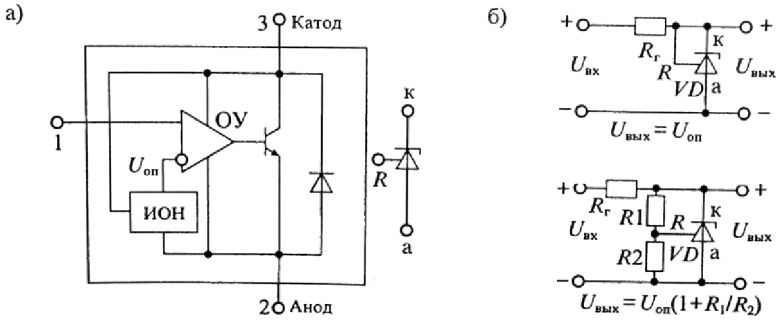


Рис. 54 Упрощенная схема интегрального стабилитрона 142ЕН19 и условное схематическое изображение (а); его схема включения (б)

Упрощенная структурная схема такого источника опорного напряжения типа 2С483 (аналог ИМС LM199 фирмы «National Semiconductor») приведена на рис. 55, *а*. Микросхема состоит из следующих функциональных узлов: интегрального стабилитрона ИС, стабилизатора температуры кристалла и датчика температуры ДТ. Все перечисленные элементы выполнены на одном кристалле и имеют глубокую тепловую связь. Интегральный стабилитрон имеет дифференциальное сопротивление меньше 0,5 Ом, исключительно низкий уровень шума и исключительно высокую долговременную стабильность. Время выхода на рабочий режим (время разогрева) составляет всего 3 с. Типовая схема включения ИМС приведена на рис. 55, *б*.

Достоинством параметрических стабилизаторов являются простота и надежность. *Недостатки:* низкий КПД, малая мощность, ограниченный коэффициент стабилизации, климатическая зависимость параметров. От указанных недостатков свободны компенсационные стабилизаторы.

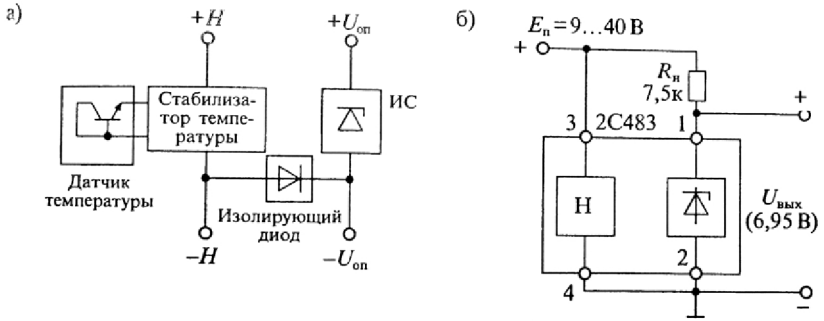


Рис.55. Упрощенная структурная схема температурно-стабилизированного ИОН (а) и схема включения ИОН типа 2С483 (б)

3.13. Компенсационные стабилизаторы напряжения непрерывного регулирования

Они представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования. Регулирование осуществляется путём изменения параметров регулируемого элемента под действием сигнала обратной связи, пропорционального отклонению реального выходного напряжения от требуемого значения. Компенсационные стабилизаторы бывают с последовательным (рис. 56) и с параллельным (рис. 57) включением регулирующего элемента. Принцип действия состоит в

том, что если $U_H \neq U_0$, то сравнивающее устройство СУ выдает сигнал рассогласования, который, усиливаясь усилителем У, воздействует на регулирующий элемент РЭ таким образом, чтобы устранить рассогласование. Регулирование (стабилизация) выходного напряжения в схеме на рис. 56 осуществляется за счет изменения падения напряжения (сопротивления) на РЭ, а в схеме на рис. 57 – за счет изменения падения напряжения на ограничительном резисторе R_0. Главным преимуществом компенсационных стабилизаторов является то, что стабилизация происходит *независимо* от числа и характера внешних дестабилизирующих факторов, на основе реального значения выходного напряжения.

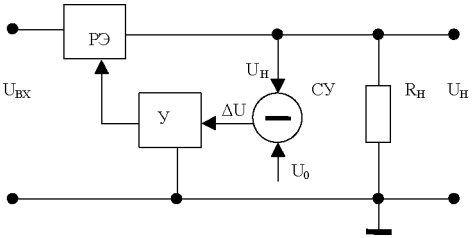


Рис. 56. Структурная схема компенсационного стабилизатора с последовательным включением регулирующего элемента

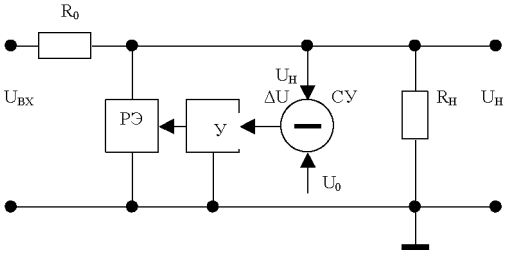


Рис. 57. Структурная схема компенсационного стабилизатора с параллельным включением регулирующего элемента

Можно показать, что коэффициент стабилизации определяется по формуле:

$$K_{CT} \approx K_У \frac{U_{BX}}{U_0}, \qquad (36)$$

где $K_У$ – коэффициент усиления замкнутого контура регулирования, основным элементом которого является усилитель; U_0 – опорное (эталонное) выходное напряжение.

Из формулы (36) следует, что для повышения коэффициента стабилизации нужно увеличивать коэффициент усиления усилителя, а также уменьшать опорное напряжение по сравнению с входным.

Принципиальная схема простейшего компенсационного стабилизатора показана на рис. 58. Эта схема содержит все узлы структурной схемы на рис. 56. Здесь регулирующим элементом является транзистор T_1. Усилитель – на транзисторе T_2 с резисторами R_1, $R_П$.

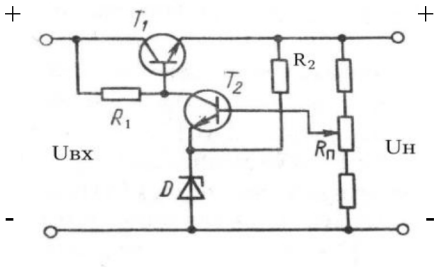


Рис 58. Простейшая схема компенсационного стабилизатора

Источником опорного напряжения является стабилитрон D с резистором R_2 (параметрический стабилизатор). Сравнение напряжений происходит на базе транзистора T_2. Питание усилителя осуществляется от входного напряжения. Схема работает следующим образом. В нормальном режиме сопротивления R_1, $R_П$ обеспечивают такой режим работы T_2, при котором его потенциал коллектора, равный потенциалу базы T_1, обеспечивает среднее динамическое сопротивление канала эмиттер – коллектор T_1 , которое соответствует эталонному току и напряжению в нагрузке. Если напряжение в нагрузке по каким-либо причинам изменилось, например увеличилось, то потенциал базы T_2 становится более положительным, ток через него увеличивается, потенциал базы T_1 уменьшается, транзистор T_1 увеличивает сопротивление канала эмиттер – коллектор, ток коллектора уменьшается , выходное напряжение уменьшается. Транзистор T_1 должен быть мощным, способным выдерживать ток нагрузки. Он работает в активном режиме в тяжелых условиях, связанных с тем, что на этом транзисторе гасится избыток мощности (напряжения). Мощность этого стабилизатора определяется мощностью транзистора T_1, т.е. токами, которые может пропустить транзистор T_1. Поэтому к выбору и определению режима работы T_1 следует подходить тщательно.

Расчет режима работы регулирующего транзистора целесообразно проводить графически по схеме, показанной на рис. 59. Исход-

ными данными для расчёта является внешняя характеристика источника входного напряжения, нестабильность которого удобно задать двумя нагрузочными характеристиками, минимальному и максимальному входным сигналам (рис.60, *а*). Учитывая, что $U_{вх} = U_н + U_{кэ}$, а ток коллектора примерно равен току нагрузки $I_К \approx I_Н$, отложим от начала координат $U_Н$ и наложим характеристики выбранного транзистора на внешние характеристики входного источника питания (рис. 60, *б*). Проведем горизонтальные прямые, соответствующие минимальному и максимальному токам нагрузки. Точки пересечения этих линий с нагрузочными характеристиками образуют фигуру, внутри которой может перемещаться рабочая точка транзистора в процессе стабилизации изменений входного напряжения и тока нагрузки. Таким образом, по заданным $U_{вх.min}$, $U_{вх.max}$, $I_{н.min}$, $I_{н.max}$ можно выбрать режим работы транзистора, то есть диапазоны изменения токов и напряжений транзистора, при которых будет обеспечено напряжение в нагрузке $U_н$ = const. При этом необходимо следить, чтобы рабочая точка не выходила за область допустимой мощности рассеяния.

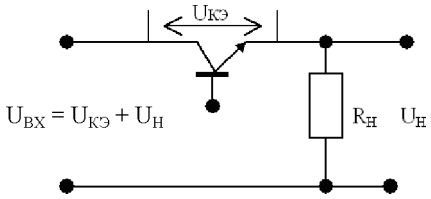
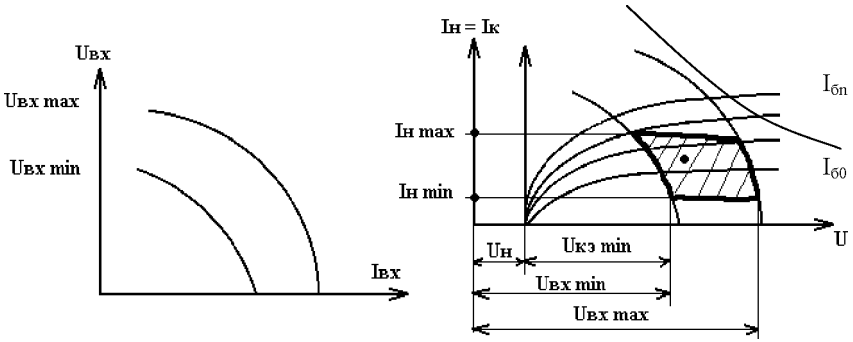


Рис. 59. Эквивалентная схема непрерывного стабилизатора



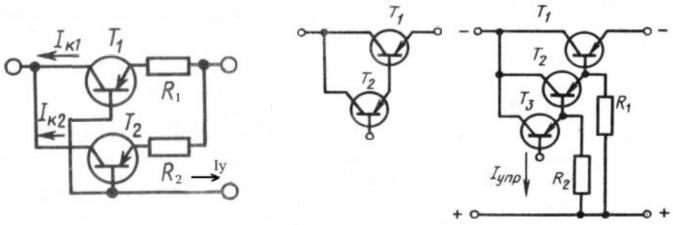
а) б)

Рис. 60. К расчету режима работы регулирующего транзистора

Приведенная на рис. 58 схема является простейшей. Реально она применяется редко, так как имеют место трудности согласования характеристик. Рассмотрим варианты построения отдельных узлов схемы.

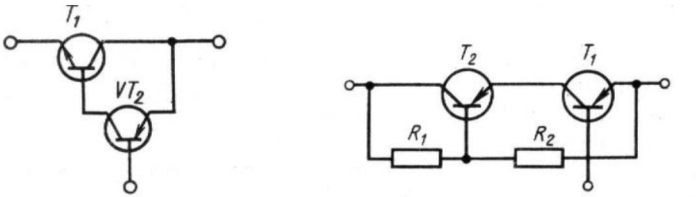
Регулирующие элементы. Для увеличения тока нагрузки применяется параллельное включение регулирующих транзисторов (рис. 61, *а*). R_1, R_2 – применяются для выравнивания токов через транзистор, так как при этом вся система отдает максимальную мощность. Иногда вместо параллельного транзистора применяется мощный резистор. В этом случае коэффициент стабилизации уменьшается. Транзисторы T_1 и T_2 должны быть одинаковы. Если транзисторы неодинаковы, то применяется составной транзистор (рис. 61, *б*). Для управления регулирующим транзистором большой мощности требуется большой ток. Если усилитель выполнен на микросхеме, то его выходной ток не превышает нескольких миллиампер. Ток базы регулирующего транзистора может достигать долей ампера. Транзистор T_2 используется как дополнительный усилитель тока. Если подключение одного транзистора не обеспечивает нужного усиления по току, то можно применить строенный составной транзистор (рис. 61, *в*). Здесь включены резисторы R_1, R_2, позволяющие согласовывать токи транзисторов. Составной транзистор можно сделать из транзисторов с разными типами проводимости (рис. 62, *а*). В высоковольтных стабилизаторах, когда разница напряжений между входом и выходом большая, применяют схему, показанную на рис. 62, *б*.

Усилители и цепи сравнения. Наиболее простым является усилитель на одном транзисторе, показанный на рис. 58. Питание усилительного транзистора осуществляется от входного напряжения через резистор R_1. Это обусловливает невысокую стабильность схемы. Для повышения стабильности можно запитать усилительный транзистор отдельным источником питания, не связанным со входным. Для этого резистор R_1 нужно отключить от входного напряжения и подключить к источнику стабилизированного питания. Отметим, что подключение резистора R_1 к выходу недопустимо, так как при этом эмиттер и база T_1 окажутся соединенными и транзистор в этой схеме наглухо закроется. Необходимость дополнительного источника питания вызывает неудобства, поэтому более целесообразно осуществлять питание усилительного транзистора через стабилизатор тока (рис. 63). Здесь стабилизатор тока выполнен на транзисторе T_3 и стабилитроне D_2, который стабилизирует потенциал базы T_3 и делает ток коллектора, питающий T_2, мало зависящим от колебаний входного напряжения.



а) б) в)

Рис.61. Варианты построения регулирующих элементов



а) б)

Рис. 62. Варианты построения регулирующих элементов

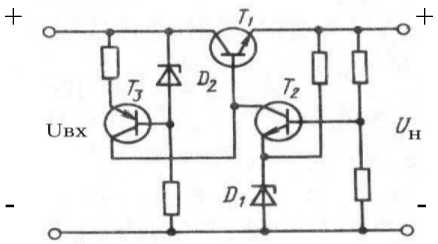


Рис. 63. Компенсационный стабилизатор с питанием усилителя от стабилизатора тока

Хорошие характеристики обеспечивает схема с дифференциальным усилителем (рис. 64). Здесь транзисторы T_2, T_3 образуют дифференциальный усилитель.

Опорное напряжение создается на стабилитроне, а сигнал обратной связи подан на базу T_2. Схема имеет хорошую температурную стабильность, так как изменение температуры в одинаковой степени смещает рабочие точки транзисторов T_2, T_3 и изменения напряжения

на выходе при этом не происходит. Отметим, что для повышения температурной стабильности в цепь выходного делителя $R_П$ (см. рис. 58) включаются диоды в прямом направлении. В качестве сравнивающего и усилительного устройства может применяться операционный усилитель (рис. 65). Здесь на прямой вход операционного усилителя подается опорное напряжение от стабилитрона, а на инверсный вход – выходное напряжение через делитель. Разметка контактов приведена для операционного усилителя 140УД7. На этой схеме приведен классический пример организации защиты силового транзистора. Цепь защиты образуют элементы T_2, R_1. Если в цепи нагрузки возникает слишком большой ток, то большое падение напряжения на R_1 откроет транзистор T_2, который заберет на себя ток управления и T_1 закроется, отключив ток нагрузки.

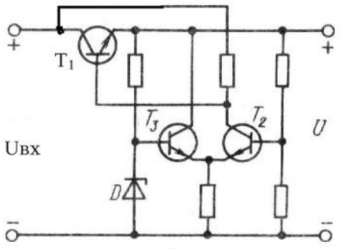


Рис. 64. Компенсационный стабилизатор с дифференциальным усилителем

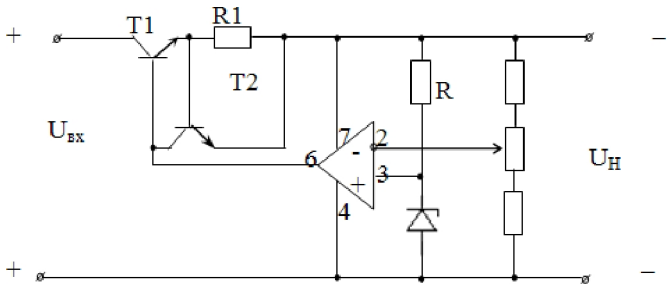


Рис. 65. Компенсационный стабилизатор с операционным усилителем в качестве сравнивающего и усилительного элемента и цепью защиты

Промышленностью выпускается большое число стабилизаторов в виде микросхем на фиксированные и регулируемые выходные напряжения. Большинство из них представляют собой функционально

законченные устройства с тремя ножками и жестким вариантом включения, например наиболее распространенный стабилизатор российского производства К142ЕН5 А и Б на фиксированные напряжения 5 и 6В соответственно с током нагрузки до 150 мА. Существуют также стабилизаторы на фиксированные напряжения 9В, 12В, 15В – К142ЕН8 (А, Б, В) и на 20В, 24В, 27В – К142ЕН9. Помимо этого российской промышленностью выпускаются стабилизаторы на регулируемые напряжения, допускающие различные способы включения.

Если ток, требуемый от стабилизатора, превышает максимально возможный для данной микросхемы, то к ней подключают дополнительный мощный транзистор T_1 , который с регулирующим транзистором микросхемы образует составной. Существуют множество разнообразных типов компенсационных стабилизаторов зарубежных фирм, обзор которых приводится в другом разделе книги.

Интегральные микросхемы стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием. Первые интегральные микросхемы компенсационных стабилизаторов напряжения появились в 1967 году. С тех пор их ассортимент достаточно определился, поэтому можно считать, что основными группами таких ИМС являются:

- трехвыводные стабилизаторы фиксированного напряжения (положительного или отрицательного);
- стабилизаторы фиксированного напряжения с малым падением напряжения на регулирующем элементе (low drop);
- стабилизаторы регулируемого выходного напряжения;
- многоканальные стабилизаторы.

Рассмотрим некоторые особенности этих групп. У стабилизаторов фиксированного выходного напряжения имеется существенный недостаток – сравнительно большое (до 2,5В) падение напряжения на регулирующем элементе.

Стабилизаторы с малым падением напряжения (low drop) выполнены на регулирующем элементе с коллекторным выходом. В таких стабилизаторах напряжение на регулирующем элементе снижено почти в 5 раз (до 0,5В). Упрощенная структурная схема стабилизатора 1158ЕН5 приведена на рис. 66. В схеме использован регулирующий транзистор с двумя коллекторами, один из которых является выходным, а другой — датчиком тока для схемы защиты от перегрузки по току.

Кроме того, в схеме имеются еще две защиты: от перегрева и от повышенного входного напряжения.

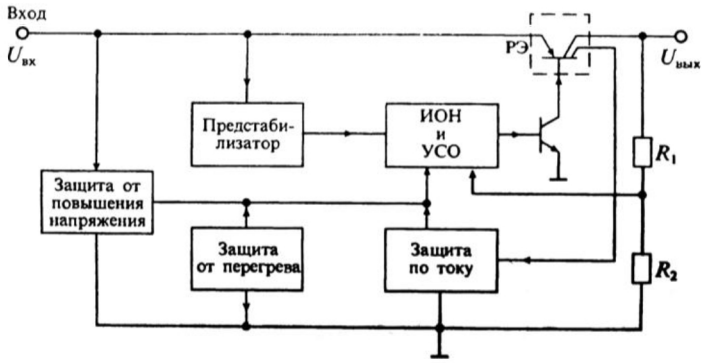


Рис.66. Структурная схема стабилизатора с малым напряжением на регулирующем элементе

Регулируемые стабилизаторы напряжения имеют дополнительный вывод, предназначенный для подключения делителя выходного напряжения. В связи с этим их часто называют четырехвыводными. Эти стабилизаторы применяют в тех случаях, когда необходимо иметь нестандартное выходное напряжение или требуется точная подстройка. В остальном их схемы не отличаются от трехвыводных стабилизаторов.

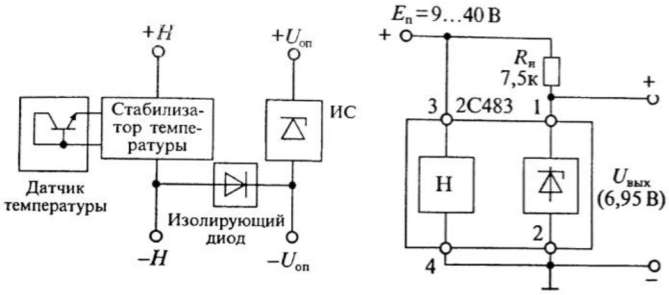
КПД интегральных стабилизаторов напряжения зависит от соотношения входного и выходного напряжений: $\eta = \dfrac{U_{вых} I_H}{U_{вх} I_H} = \dfrac{U_{вых}}{U_{вх}}$ и может меняться от 30 до 90%.

Регулируемое выходное напряжение можно получить не только с помощью четырехвыводного стабилизатора, но также и с помощью трехвыводного, как показано на рис. 67. В четырехвыводном стабилизаторе делитель напряжения подключается к дополнительному выводу (рис. 67, *а*), в трехвыводном — так, как показано на рис. 67, *б*. При этом выходное напряжение определяется по формуле:

$$U_{вых} = U_{вых.ст}\ 1 + R_2 / R_1\ + I_П R_2 > U_{вых.ст},$$

где $U_{вых.ст}$ – фиксированное выходное напряжение микросхемы, $I_П$ – ее ток питания.

Достоинства компенсационных стабилизаторов: высокий коэффициент стабилизации и очень малое статическое и динамическое внутреннее сопротивление.



а) б)

Рис.67. Регулируемые стабилизаторы на четырехвыводной ИМС (а) и трехвыводной (б)

Недостатки: сравнительно низкий КПД η = 0,5…0,7% и низкая надёжность при больших мощностях. Недостатки обусловлены тем, что регулирующий транзистор работает в активном режиме, то есть должен обладать достаточным сопротивлением, чтобы компенсировать выходное напряжение. Поэтому компенсационные стабилизаторы непрерывного регулирования применяются при невысоких мощностях ≤ 100 Вт.

4. ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

4.1. Импульсные стабилизаторы напряжения

Импульсные стабилизаторы еще называют ключевыми, так как регулирующий элемент в них работает в режиме ключа. Принцип действия, проиллюстрированный рис. 68, основан на пропускании в нагрузку только того количества тока, которое необходимо для поддержания требуемого значения напряжения. Если периодически коммутировать постоянное напряжение с помощью ключа K , то в нагрузке будут получаться прямоугольные импульсы напряжения, среднее значение которого определится по формуле:

$$U_H = \frac{1}{T}\int_0^{\tau} U_{BX}\, dt = \frac{U_{BX}\,\tau}{T} = \frac{U_{BX}}{Q}, \qquad (37)$$

где T – период работы ключа; τ – длительность включенного состояния; Q – скважность.

Управляя скважностью ключа, можно сделать стабилизатор напряжения.

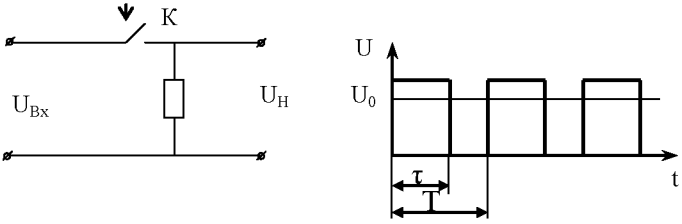


Рис. 68. Иллюстрация к принципу действия импульсного стабилизатора

Структурная схема импульсного стабилизатора напряжения показана на рис.69, в которой К – ключ; Ф – фильтр; СУ – сравнивающее устройство; У – усилитель; М – модулятор – устройство, преобразующее постоянное напряжение в импульсы определенной длительности и частоты. Опорное (эталонное) напряжение U_0, определяющее уровень стабилизации, как правило, задается внутри самой схемы стабилитроном. Если выходное напряжение отлично от эталонного, то сравнивающее устройство выдает сигнал рассогласования, который после усиления преобразуется модулятором в импульсы, управляющие работой ключа таким образом, чтобы свести рассогласование к нулю. В качестве ключей применяются транзисторы и тиристоры.

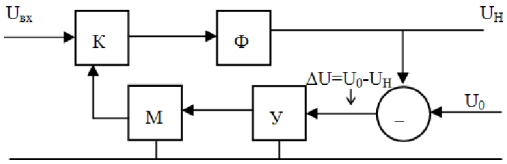


Рис. 69. Структурная схема импульсного стабилизатора

Фильтр сглаживает пульсации выходного напряжения.

Из формулы (37) видно, что регулировать выходное напряжение можно следующими способами:

а) изменять длину импульса при постоянном периоде. T = const, τ = *var* – широтно-импульсная модуляция (ШИМ);

б) изменять период при постоянной длительности импульса, τ = const, T = var, частотно-импульсная модуляция (ЧИМ);

в) изменять скважность за счёт варьирования одновременно частоты и длительности, Q = var (комбинированная модуляция).

В соответствии с видом модуляции различают *ЧИМ, ШИМ и комбинированные* импульсные стабилизаторы, что определяется конструкцией применяемого модулятора. Рассмотрим конкретные схемы различных видов импульсных стабилизаторов.

Принципиальная схема ШИМ-стабилизатора показана на рис. 70.

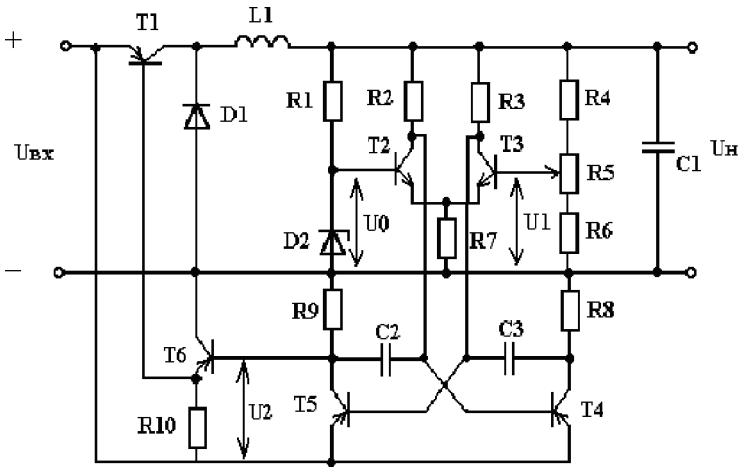


Рис. 70. Принципиальная схема ШИМ – стабилизатора

Для предотвращения бросков тока в момент коммутации, которые могут привести к перегоранию ключа, в схемах импульсных стабилизаторов применяют индуктивный фильтр $L1$ с обратным диодом $D1$. Источник опорного напряжения U_0 выполнен на элементах R_1, D_2, в качестве усилителя применен дифференциальный усилитель на Т2, Т3, $R2$ – $R7$. Модулятор выполнен в виде мультивибратора на Т4, Т5, $C2$, $C3$, $R8$, $R9$, который через эмиттерный повторитель (Т6, Т10) управляет силовым ключом Т1. Схема работает следующим образом. Входное напряжение $U_{вх}$ подается на ключ Т1, далее через сглаживающий фильтр $L1$ на выход стабилизатора. Частота работы ключа Т1 определяется элементами модулятора-мультивибратора. Транзисторы усилителя Т2, Т3, который является одновременно и сравнивающим устройством, включены в цепь разряда конденсаторов $C2$, $C3$ и воздействуют в зависимости от сигнала рассогласования на длительности замкнутого и разомкнутого состояния транзисторов Т4, Т5 мультивибратора. Тем самым через эмиттерный повторитель регулируется длительность замкнутого или разомкнутого состояния ключа Т1. Отметим, что если транзистор Т6, то ключ Т1 находится в проводящем состоянии, так как на его базу через Т6 поступает отрицательный потенциал. Таким образом, если напряжение U_1, пропорциональное входному, больше опорного U_0 (рис.71), то длительность замкнутого состояния ключа, определяемая сигналом U_2, уменьшается до тех пор, пока среднее значение выходного напряжения не станет равным эталонному. При $U_1 < U_0$ длительность замкнутого состояния ключа возрастает (рис.71). Если $U_1 = U_0$, то на выходе модулятора имеют место быть импульсы постоянной длительности и частоты.

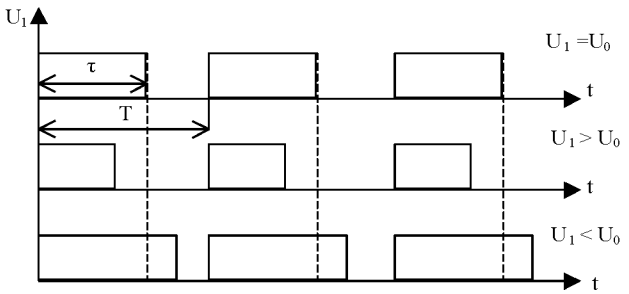


Рис. 71. Иллюстрация к принципу действия ШИМ-стабилизатора

Принципиальная схема ЧИМ-стабилизатора показана на рис. 72. Здесь, в отличие от ШИМ-стабилизаторов, частота переключения

не навязывается каким-либо генератором, а является величиной свободной, зависящей от режима работы стабилизатора. Ключ выполнен на транзисторе Т1. Усилитель, являющийся одновременно и сравнивающим устройством, сделан на Т5, *R*6. Источником опорного напряжения является параметрический стабилизатор на *D*1, *R*7. Модулятор выполнен на транзисторах Т3, Т4, соединение которых вместе с *C*1 и *R*2 – *R*5 образуют триггер Шмитта. Т2, *R*1 создают эммитерный повторитель.

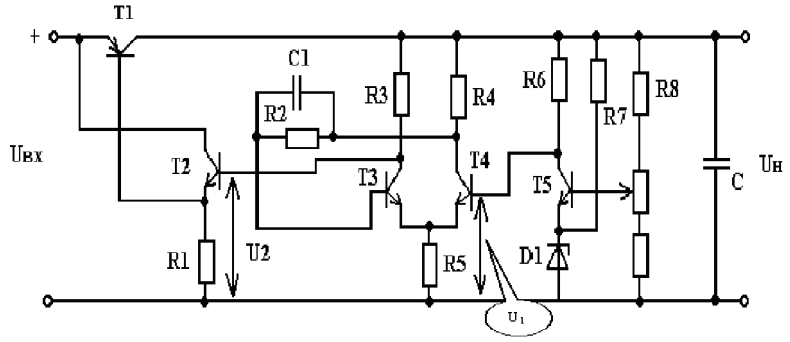


Рис. 72. Принципиальная схема ЧИМ-стабилизатора

Триггер Шмитта – это прибор, который имеет два устойчивых состояния, определяемых поочередным насыщением и отсечкой транзисторов Т3, Т4. Переход из одного состояния в другое происходит при достижении входным сигналом U_1 определенного порогового значения, задаваемого в данной схеме соотношением сопротивлений *R*5 и *R*2. Таким образом, колебания напряжения U_1, определяемого сигналом рассогласования, приводят к перепадам U_2 и соответственно к запиранию и отпиранию ключа. Если Т1 открыт, конденсатор фильтра *C* заряжается, если Т1 закрыт – *C* разряжается. Таким образом, при постоянном среднем значении выходного напряжения транзистор Т1 переключается с постоянной длительностью и частотой. Колебания среднего значения входного напряжения и сопротивления нагрузки приводят к изменению скорости заряда и разряда конденсатора *C*, а значит к изменению периода работы ключа. При этом время, в течение которого Т1 открыт, меняется незначительно, зато сильно меняется период (частота). Минимальная частота работы соответствует минимальным входному напряжению и току нагрузки. Реально нужно стремиться к тому, чтобы частота переключений была большой (10 ÷ 100 кГц, чтобы пульсации были легко устранимы.

Рассмотрим варианты построения отдельных узлов схемы.

Модуляторы служат для преобразования сигнала рассогласования в частоту следования или в длительность импульсов. Здесь можно использовать триггеры Шмитта, управляемые генераторы (преобразованием напряжения в частоту) или широтно-импульсные преобразователи (преобразователи напряжения в длительность импульса). На рис.73 показана наиболее распространенная схема триггера Шмитта, выполненная на операционном усилителе. Пороговое напряжение срабатывания определяется по формуле:

$$U_{пор} = \frac{E_П R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (38)$$

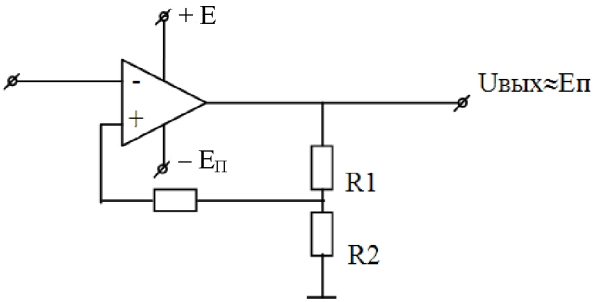


Рис. 73. Триггер Шмитта на операционном усилителе

На рис. 74 приведена схема простейшего преобразователя напряжения в частоту. Схема имеет два выхода: прямоугольные и пилообразные импульсы. Принцип действия схемы основан на интегрировании входного напряжения. Когда пилообразное напряжение выхода 2 становится достаточным для отпирания диода, конденсатор через него разряжается, формируя импульс на выходе 2, по форме близкий к прямоугольному. Скорость заряда конденсатора, значит и частота, зависит от величины входного напряжения. Схема имеет невысокую линейность, однако она иллюстрирует общий принцип создания времяимпульсных преобразователей напряжения, основанных на интегрировании входного сигнала.

Другая классическая схема частотно-импульсного модулятора, построенного на логических элементах, показана на рис. 75. Схема успешно реализуется на одном корпусе микросхемы 555ЛА3 или

1533ЛА3. В диапазоне входных напряжений 5 ÷ 10 В частота прямоугольного выходного сигнала меняется в 100 раз. Управляемые генераторы и широтно-импульсные преобразователи могут выполняться на специально разработанной для этого микросхеме К1006ВИ1 (интегральный таймер). Разнообразные схемы преобразователей напряжения в частоту и длительность импульса приведены в [5, 10, 11].

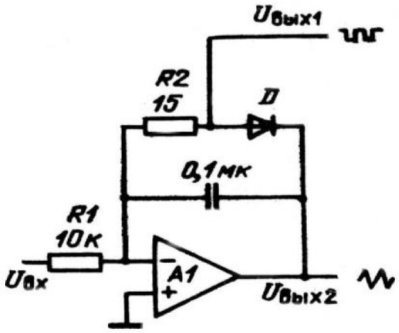


Рис. 74. Схема простейшего преобразователя напряжения в частоту

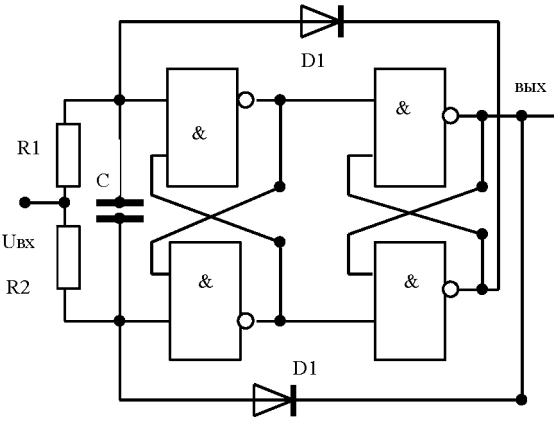


Рис. 75. Модулятор на логических элементах

Силовые ключи. Простейшим ключом является транзистор. Ток, который он может пропустить в нагрузку, определяет нагрузочную способность (мощность) стабилизатора. При работе в ключевом режиме транзистор большую часть времени находится в режиме насыщения или отсечки. Работы транзистора в ключевом режиме иллюст-

рируются рис. 76. Если на базу транзистора подавать импульсы тока $I_б$ (напряжения) достаточной амплитуды, то транзистор будет переходить из состояния отсечки (ключ закрыт) в состояние насыщения (ключ открыт), проходя при этом через активную область 1 – 2 по нагрузочной кривой (рис. 76, *б*). В состояниях отсечки и насыщения мощность, выделяемая в транзисторе, мала. В активную область рабочая точка попадает лишь в процессе переключения. Но поскольку он весьма кратковремен, энергия, выделяющаяся в процессе переключения, также мала. Однако эти небольшие потери энергии и определяют выбор транзистора для силового ключа импульсного стабилизатора. Суммарная мощность потерь в ключе определяется по формуле: $P_{ПОТ} = P_{НАС} + P_{ОТС} + P_{КОМ}$, где слагаемые соответствуют мощности потерь в транзисторе в состояниях насыщения, отсечки и коммутации соответственно. Но потери в режимах отсечки и насыщения неуправляемы и зависят только от типа выбранного транзистора, поэтому бороться можно только за уменьшение коммутационных потерь. Рассмотрим, от чего зависят коммутационные потери.

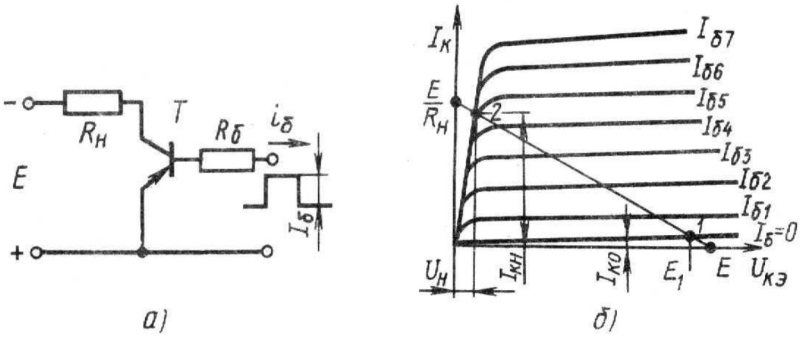


Рис.76. Иллюстрация к принципу работы ключа

Даже при активной нагрузке при импульсной коммутации ток коллектора не повторяет форму тока базы, что проиллюстрировано рис.77, где T_1 – время нарастания коллекторного тока, T_2 – время рассасывания неосновных носителей, T_3 – время спада коллекторного тока. Из трех составляющих факторов искажения формы коллекторного тока время T_3 определяется параметрами нагрузки, T_2 – неуправляемо, а время T_1 зависит от амплитуды входного сигнала и реально только оно может быть минимизировано подбором режима работы транзистора.

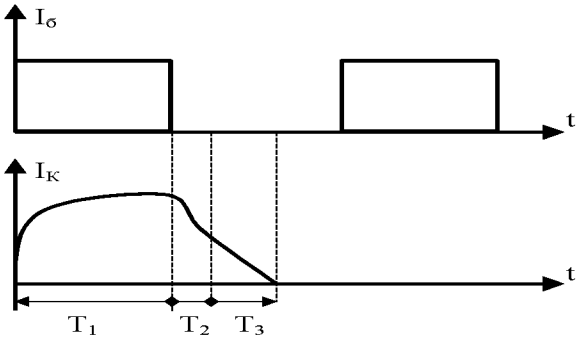


Рис. 77. Коммутационные процессы в ключевом транзисторе

Известно, что для получения крутого переднего фронта коллекторного тока необходимо увеличивать кратность включающего тока базы, определяемую по формуле:

$$K = \beta \frac{I_Б}{I_{КН}}, \qquad (39)$$

где β – коэффициент усиления транзистора по току; $I_{КН}$ – ток коллектора насыщения.

Для уверенного насыщения силового транзистора необходимо, чтобы $K >> 1$, например для ГТ 905 кратность включающего тока должна быть больше 10. Глубокое насыщение транзистора, обеспечивающее его малое сопротивление между коллектором и эмиттером, получается при напряжении $U_{БЭ} > U_{КЭ}$. Зависимости напряжений от тока базы показаны на рис. 78. Так как $U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ}$, то из рисунка можно увидеть, что в области насыщения $U_{КБ}$ отрицательно, а при минимальном насыщении ($K = 1$) $U_{КБ} = 0$. Таким образом, увеличение степени насыщения приводит к перемене знака между коллектором и базой. Это накладывает особенности на применение составных транзисторов в качестве силовых ключей импульсных стабилизаторов. Рассмотрим составной транзистор (рис. 79). Как видим, $U_{КБ1} = U_{КЭ2}$, поэтому транзистор T_1 будет отпираться до тех пор, пока $U_{КБ1} > 0$. При $U_{КБ1} < 0$ ток $I_{Э2} = I_{Б1}$ начинает уменьшаться. Таким образом, в составном транзисторе, работающем в ключевом режиме (в мощном транзисторе) автоматически поддерживается степень насыщения, равная 1. Чтобы насытить мощный транзистор, применяют схемы, показанные рис. 80.

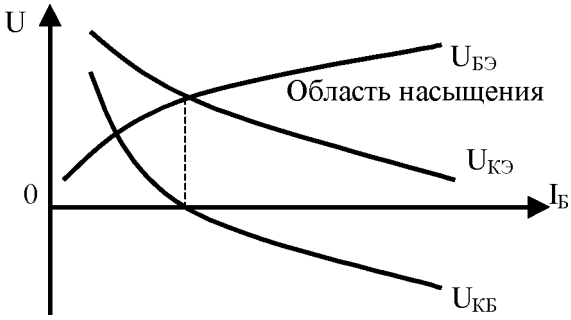


Рис. 78. Зависимость напряжений на ключевом транзисторе от тока базы

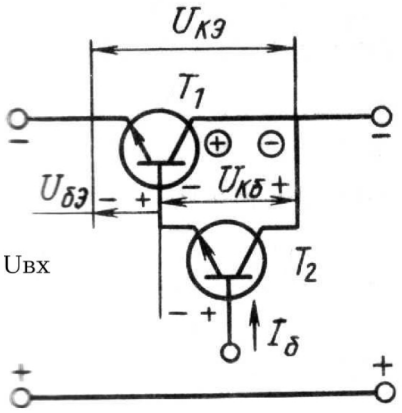


Рис. 79. Распределение напряжений на составном транзисторе

Например включают сопротивление $R = 0{,}1 \div 0{,}9$ Ом в коллектор силового транзистора (рис.80, *а*). Падение напряжения на нем повышает $U_{КЭ2}$, что позволяет глубоко насытить T_1. Общее падение напряжения на силовой цепи T_1R при глубоком насыщении получается меньше, чем на T_1 при отсутствии R. Применяют также схему, показанную на рис. 80, *б*, где дополнительное напряжение подается на коллектор T_1 с части дросселя фильтра. Применяют также схемы, показанные на рис. 80, *в*, *г* , где для уменьшения бросков токов в момент коммутации применяются дроссели, в момент отсечки разряжающиеся через диодные цепи.

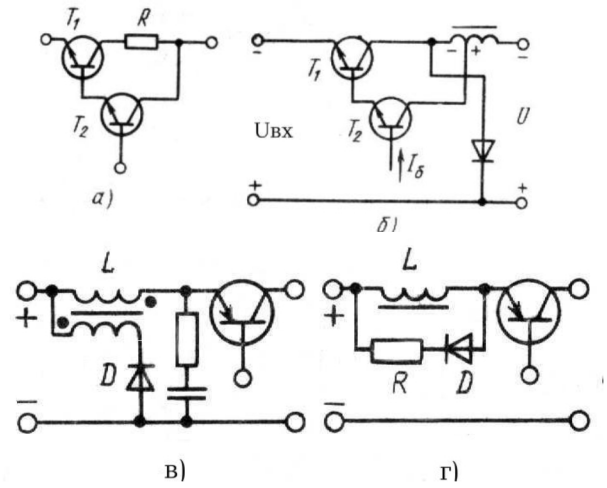


Рис. 80. Варианты построения силовых ключей

Интересная схема импульсного стабилизатора, в которой ключ и модулятор образуют единое устройство, показана на рис. 81. Здесь транзистор T_1, являющийся силовым ключом, вместе с трансформатором и резистором R_1 образуют генератор, в котором индуктивная связь обмоток играет роль положительной обратной связи. Увеличение тока в эмиттере приводит к возникновению ЭДС во вторичной обмотке, которая запирает транзистор. Уменьшение тока в эмиттере приводит к возникновению ЭДС, отпирающей транзистор T_1. Таким образом, имеют место непрерывные колебания.

Сигнал рассогласования подмагничивает трансформатор, а также подзаряжает конденсатор C, что приводит к изменению скважности колебаний таким образом, чтобы стабилизировать среднее значение выходного сигнала, определяемого стабилитроном. Рабочая частота колебаний от 7 до 25 кГц.

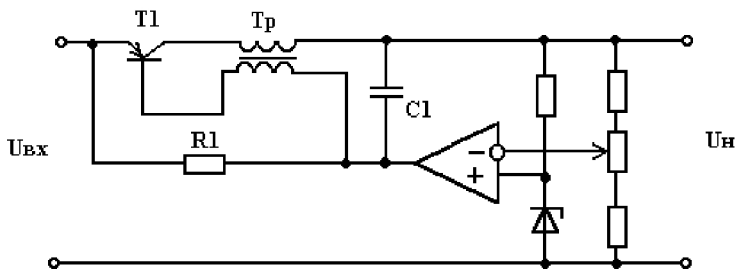


Рис. 81. Практическая схема импульсного стабилизатора

Схема понижающего импульсного стабилизатора приведена на рис. 82, *а*. В этой схеме используется накопительная индуктивность (дроссель) L, включенная последовательно с нагрузкой $R_н$. Для сглаживания пульсаций в нагрузке параллельно ей включен конденсатор фильтра $C_ф$. Ключевой транзистор *VT* включен между источником питания $E_п$ и накопительной индуктивностью L. Схема управления включает или выключает транзистор в зависимости от значения напряжения на нагрузке $U_н$. При размыкании транзисторного ключа *VT* ток индуктивности L протекает через диод *VD*. Включение в схему диода *VD* обеспечивает непрерывность тока в индуктивности L и исключает появление опасных выбросов напряжения на транзисторе *VT* в момент коммутации.

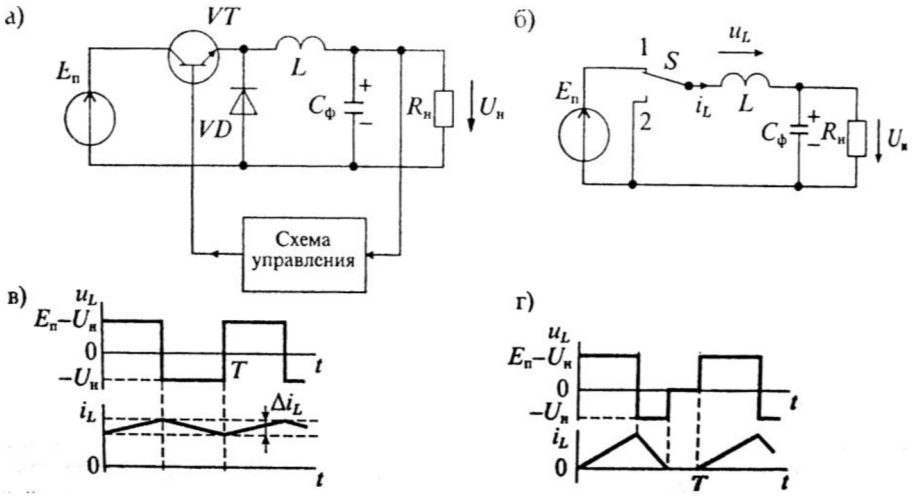


Рис. 82. Схема понижающего импульсного стабилизатора (а), его эквивалентная схема (б), графики тока и напряжения в дросселе в режиме непрерывного тока (в) и прерывистого тока (г)

На рис. 82, *б* приведена эквивалентная схема замещения, в которой ключевой транзистор *VT* и диод *VD* заменены перекидным ключом *S*. При поступлении управляющего сигнала на базу транзистора *VT* ключ *S* устанавливается в положение 1, а при отсутствии управляющего сигнала ключ *S* устанавливается в положение 2, обеспечивая

непрерывность тока в дросселе L. В зависимости от значения параметров схемы возможны два режима работы: 1) непрерывного и 2) прерывистого тока в дросселе.

Рассмотрим вначале *режим непрерывного тока* в дросселе L. Для обеспечения режима непрерывного тока в дросселе его индуктивность должна выбираться по формуле

$$L_{\text{ф}} \geq TR_{\text{н}}\ 1-\gamma\ /2\,. \qquad (40)$$

При включении транзистора VT ключ S устанавливается в положение 1 и в дросселе L начинает возрастать ток, достигая своего максимального значения к моменту выключения транзистора VT. Накопление энергии в дросселе L и конденсаторе фильтра $C_{\text{ф}}$ приводит к небольшому увеличению напряжения на нагрузке (рис. 82, *в*).

По сигналу, поступившему от схемы управления, транзистор VT запирается, а диод VD отпирается, что соответствует переводу ключа S в положение 2. Энергия, накопленная в дросселе L_y и конденсаторе $C_{\text{ф}}$, начинает расходоваться в нагрузке и ток дросселя начинает уменьшаться по линейному закону. Этот спад продолжается вплоть до нового отпирания транзистора VT.

Напряжение на дросселе в период накопления энергии равно ($E_{\text{н}} \div U_{\text{н}}$). В момент коммутации дросселя ключом S напряжение на нем скачком принимает значение $U_{\text{н}}$. Полный перепад напряжения на дросселе, таким образом, равен $E_{\text{п}}$. Напряжение на нагрузке пропорционально коэффициенту заполнения

$$U_{\text{н}} = E_{\text{п}}\gamma\,. \qquad (41)$$

При уменьшении индуктивности дросселя относительно значения, определенного по формуле (40), происходит переход в *режим прерывистого тока* в нем. Форма тока в дросселе в этом режиме приведена на рис. 82, *г*. Когда ток в дросселе спадает до нулевого значения, диод VD запирается, а сигнал отпирания транзистора VT еще не поступил, поэтому ключ S на эквивалентной схеме оказывается не подключенным к контактам 1 или 2, а находится как бы между ними. При этом напряжение на дросселе и ток в нем некоторое время равны нулю. В таком режиме ухудшается использование ключевого транзистора, возрастает требуемая емкость конденсатора фильтра, увеличиваются пульсации тока в дросселе и в нагрузке.

Схема *повышающего импульсного стабилизатора* приведена на рис. 83, *а*. В этой схеме дроссель включен последовательно с источ-

ником питания $E_п$ а диод VD последовательно с нагрузкой. Эквивалентная схема замещения приведена на рис. 83, *б*. При включении транзистора VT ключ S переводится в положение 1 и дроссель L подключается непосредственно к источнику питания $E_п$. Ток в дросселе начинает линейно нарастать, пока из схемы управления не поступит сигнал на запирание транзистора VT.

После запирания транзистора VT избыточная энергия, накопленная в дросселе L, через открытый диод VD поступает в нагрузку, подзаряжая конденсатор фильтра $C_ф$. Этому режиму соответствует переключение ключа S в положение 2, при котором напряжение на дросселе складывается с напряжением источника питания, в результате чего конденсатор фильтра $C_ф$ заряжается до напряжения $U_н > E_п$. Формы тока и напряжения на дросселе L приведены на рис. 83, *в*. Полный перепад напряжения на дросселе равен $U_н \div 2E_п$.

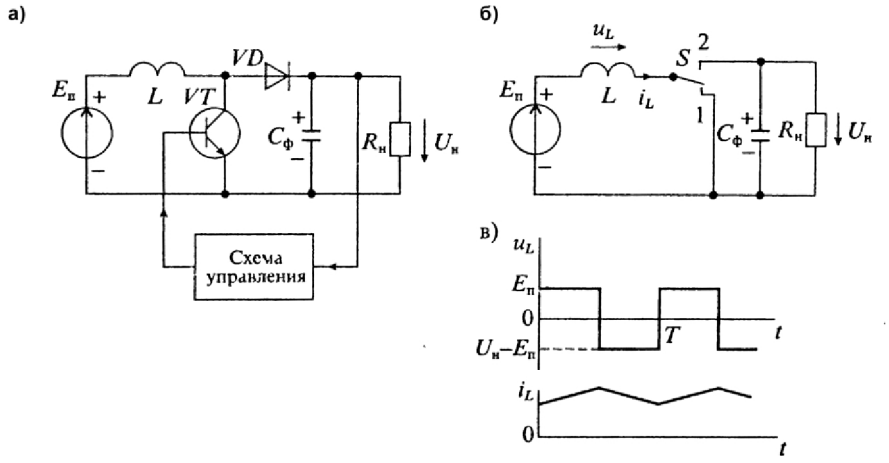


Рис. 83. Схема повышающего импульсного стабилизатора (а), его эквивалентная схема (б) и графики напряжения и тока в дросселе (в)

Схема *инвертирующего импульсного стабилизатора* приведена на рис. 84, *а*. В этой схеме последовательно с источником питания $E_п$ включен транзистор VT, а диод VD включен последовательно с нагрузкой $R_н$. Эквивалентная схема инвертирующего стабилизатора напряжения приведена на рис. 84, *б*.

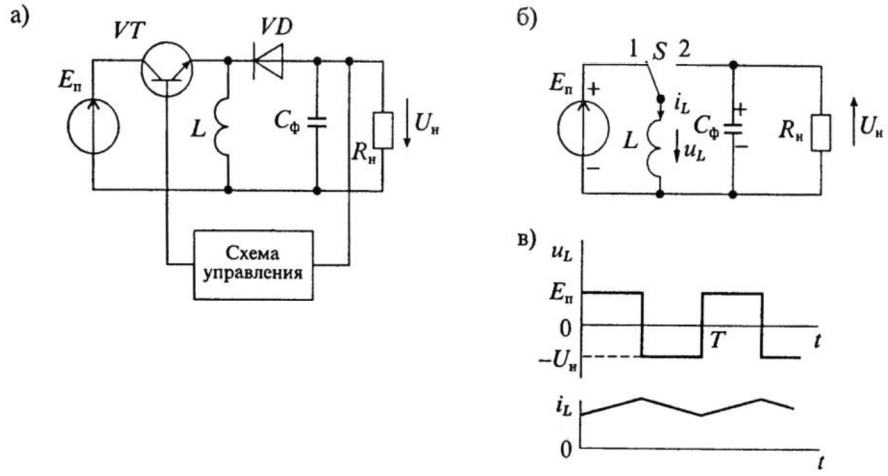


Рис. 84. Схема инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения (а), его эквивалентная схема (б) и графики напряжения

При включенном транзисторе *VT* ключ *S* установлен в положение 1, в результате чего дроссель *L* подключается непосредственно к источнику питания $E_п$ и ток в нем начинает линейно нарастать (рис. 84, *в*). Рост тока происходит до тех пор, пока не поступит сигнал из схемы управления на запирание транзистора *VT*. При этом на эквивалентной схеме переключатель *S* установится в положение 2 и дроссель *L* подключится параллельно нагрузке и конденсатору фильтра $C_ф$. Поскольку ток в дросселе после коммутации транзистора *VT* не меняет своего направления, то полярность напряжения на нагрузке будет обратна полярности источника питания, т. е. происходит *инверсия* полярности.

Рассмотренные импульсные стабилизаторы являются стабилизаторами с полной модуляцией мощности, где вся входная мощность передается на выход через ключ. Существуют импульсные стабилизаторы с частичной модуляцией мощности, когда часть мощности передается на выход помимо ключа. Такие стабилизаторы имеют больший КПД, но меньшие коэффициенты стабилизации и пульсации. Для повышения стабильности на выходе импульсных стабилизаторов ставят обычный непрерывный стабилизатор, который в узком диапазоне работы тоже может быть выведен на режим с высоким КПД. Такие конструкции, выполненные в одном блоке, называются стабилизаторами непрерывно-ключевого типа. Российской промышленностью выпускается импульсный стабилизатор в интегральном

исполнении К142ЕП1 А, Б для токов нагрузки до 50 мА. При больших токах нагрузки она может использоваться с дополнительным силовым транзистором.

Достоинства импульсных стабилизаторов: высокий КПД (η = = 70–98%); возможность без ухудшения КПД регулировать выходное напряжение. Эти достоинства хорошо проявляются при мощности выше 15 Вт.

Недостатки по сравнению с непрерывными стабилизаторами: большие пульсации; более низкий коэффициент стабилизации; малое быстродействие; более сложная конструкция. Кроме того, импульсные стабилизаторы напряжения являются источником радиопомех (5–100 кГц), поэтому их нужно изготавливать в виде контактного экранированного модуля, плату модулятора крепить непосредственно на радиаторе ключевого транзистора и все соединения делать как можно короче.

4.2. Преобразователи напряжения, инверторы и конверторы

К преобразователям напряжения относятся:

-преобразователи постоянного напряжения в переменное (инверторы);

-преобразователи постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжение другого уровня (конверторы) – как правило, применяются для повышения постоянного напряжения;

-многоканальные источники питания, первичным источником которых является гальваническая батарея или аккумулятор;

-источники питания с двойным преобразованием тока по частоте.

В состав конвертора обязательно входит инвертор, трансформатор и выпрямитель. В состав преобразователя напряжения всегда входит конвертор. Общая структурная схема одноканального преобразователя напряжения (рис. 85) включает в себя инвертор И, преобразующий постоянный ток в переменный (чаще всего прямоугольной формы), трансформатор Т, повышающий или понижающий напряжение переменного тока до желаемого значения и осуществляющий гальваническую развязку, выпрямитель В, фильтр Ф, а также вспомогательные устройства ВУ, обеспечивающие синхронизацию и защиту преобразователя. Инвертор, трансформатор и выпрямитель образуют конвертор. Рассмотрим схемы отдельных компонентов преобразователя.

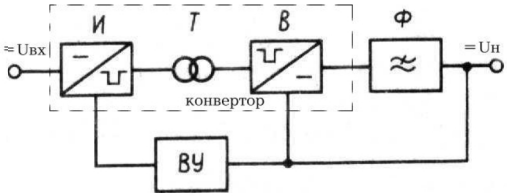
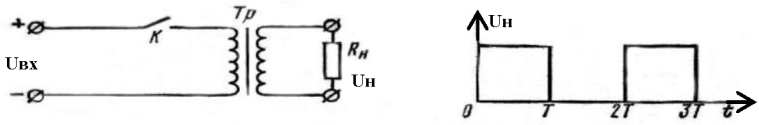


Рис.85. Структура одноканального преобразователя напряжения

Инверторы. Принцип работы инверторов основан на периодическом прерывании цепи постоянного тока с помощью ключей (рис.86), что превращает постоянное напряжение на входе в импульсное в нагрузке. Чаще всего коммутацию постоянного напряжения производят на первичную обмотку трансформатора. Различают *однотактные* (рис.86, *а*) и *двухтактные* (рис.86, *б*) схемы инверторов. Последние предполагают использование двух поочередно работающих ключей, подключающих соответствующие обмотки двухфазного трансформатора. С энергетической точки зрения двухтактные схемы инверторов более предпочтительны, так как трансформатор работает без подмагничивания и амплитуда первой гармоники выходного сигнала в два раза выше. В обеих схемах амплитуда сигнала в нагрузке определяется входным напряжением и коэффициентом трансформации, за счет которого добиваются нужного значения напряжения в нагрузке. В качестве ключей обычно используют транзисторы и тиристоры. Инверторы бывают с самовозбуждением и с независимым возбуждением. По принципу действия инверторы подразделяются на прямоходные и обратноходные. В преобразователях прямого хода передача энергии происходит при замкнутом ключе, в приборах обратного хода – при разомкнутом ключе.

а)



б)

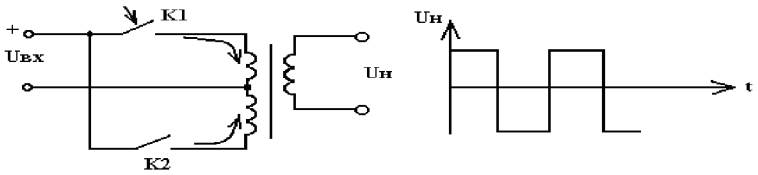
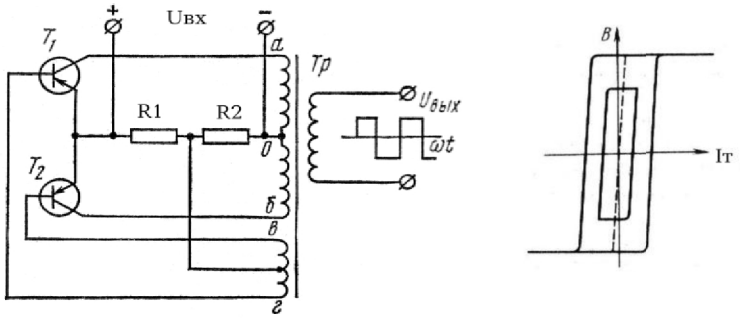


Рис. 86. Иллюстрация к принципу работы инверторов: а – однотактного, б – двухтактного

Инверторы с самовозбуждением применяются при небольших мощностях (< 50 Вт). Одна из самых распространенных схем инвертора с самовозбуждением показана на рис. 87. Схема состоит из трансформатора, сердечник которого выполнен из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (насыщающийся сердечник) (рис.87, *б*). Схема представляет собой генератор, в котором положительная обратная связь образуется обмоткой *вг* трансформатора. Входное (преобразуемое) напряжение является одновременно напряжением питания схемы.



а) б)

Рис. 87. Инвертор с самовозбуждением: а – схема,
б – магнитная характеристика насыщающегося сердечника

Схема работает как мультивибратор – поочередно включаются транзисторы T_1 и T_2. Сопротивления $R1$ и $R2$ подобраны таким образом, что в начальный момент времени на базах транзисторов создается отрицательный потенциал, достаточный для запуска преобразователя. Так как параметры транзисторов не одинаковы, то в момент включения преобладает коллекторный ток одного из транзисторов, например T_1. Этот ток наведет в сердечнике магнитный поток, который возбудит в обмотке *вг* ЭДС, еще больше открывающую T_1 и закрывающую T_2. Таким образом ток транзистора T_1 и магнитный поток в сердечнике будут лавинно нарастать до полного насыщения последнего. При насыщении сердечника магнитный поток (магнитная индукция B) престает изменяться (рис.87, б), ЭДС обмотки обратной связи ставится равной нулю, так как $e_L = -wS\dfrac{dB}{dt} = 0$, где w, S – число витков и площадь сечения сердечника трансформатора. На транзисторе T_2 перестанет создаваться запирающий потенциал и он начнет

открываться питающим напряжением. Ток первого транзистора начнет уменьшаться, на обмотке обратной связи возникнет потенциал противоположной полярности, который вызовет лавинный процесс отпирания T_2 и запирания T_1 до полного насыщения сердечника. Таким образом транзисторы будут поочередно переключаться, создавая в силовой обмотке *аб* токи разных направлений, а в нагрузке – двухполярный переменный сигнал по форме, близкой к прямоугольной. Частота и амплитуда колебаний определяются параметрами трансформатора и напряжением питания.

Автоколебательный блокинг-генератор – это релаксационный генератор импульсов, содержащий однокаскадный усилитель с импульсным трансформатором в цепи положительной обратной связи. Блокинг-генератор может быть построен на любом типе транзистора (и даже на электронной лампе). Схема автоколебательного блокинг-генератора приведена на рис. 88, *а*.

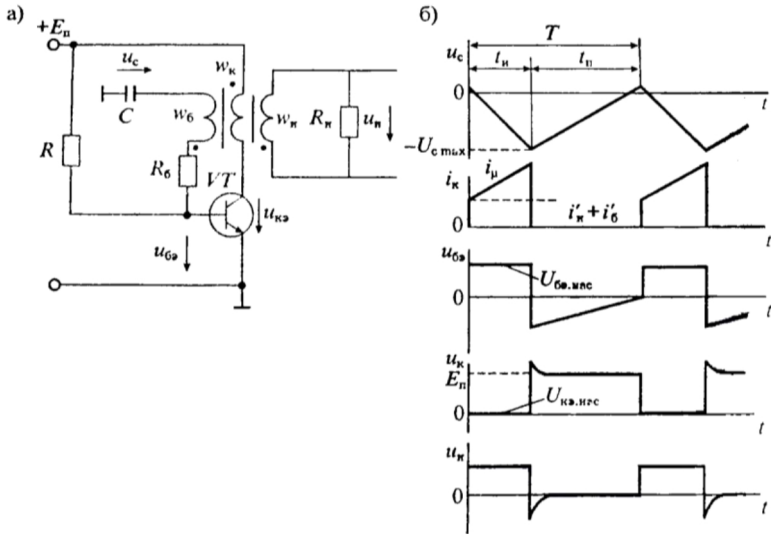


Рис. 88. Схема блокинг-генератора (а) и графики токов и напряжений в нем (б)

В этой схеме транзистор *VT* работает в режиме ключа с импульсами управления, снимаемыми со специальной обмотки w_δ трансформатора $T_р$. Базовая обмотка w_δ трансформатора имеет индуктивную связь с коллекторной обмоткой $w_к$. Полярности этих обмоток должны

быть выбраны таким образом, чтобы обеспечить положительную обратную связь. На рис. 88, *а* однополярные концы обмоток обозначены точками. К выходной обмотке $w_н$ подключается нагрузка блокинг-генератора. Поскольку напряжение на выходной обмотке $w_н$ имеет форму разнополярных импульсов, то для получения на нагрузке постоянного напряжения используется однополупериодный диодный выпрямитель с емкостным фильтром.

В зависимости от соотношения полярности выходной обмотки и выпрямительного диода такая схема может работать или как прямоходовая, или как обратноходовая.

Обратноходовой преобразователь с автоколебательным блокинг-генератором приведен на рис. 89, *а*. В этой схеме процесс переноса энергии в нагрузку разделен на два этапа. На первом этапе, когда транзистор *VT* находится в насыщенном состоянии, происходит процесс накопления энергии в трансформаторе. В это время нагрузка отключена от обмотки $w_н$ при помощи диода *D*. Так как базовая цепь представляет очень малую нагрузку, то можно считать, что на этом этапе коллекторный ток транзистора равен току намагничивания: $i_k = i_\mu = \frac{L_k}{E_п} t$ и растет линейно во времени. При $t = t_n$ ток коллектора достигает максимального значения $I_{кm}$ и начинается второй этап, на котором транзистор выходит из насыщения. Ток базы при этом будет равен $I_б = E_н n_б / R_б$. В результате регенеративного процесса транзистор *VT* запирается и на обмотке $w_н$ меняется полярность напряжения, что приводит к отпиранию диода D_i, и энергия, накопленная в трансформаторе, поступает в нагрузку.

Графики токов и напряжения в схеме приведены на рис. 89, *б*. Напряжение на насыщенном транзисторе равно $U_{к.нас}$, а на запертом

$$U_к = E_п + \frac{U_н}{n_н}, \qquad (42)$$

где $\frac{U_н}{n_н}$ – напряжение на коллекторной обмотке на втором этапе.

Выходное напряжение можно определить по формуле

$$U_н = E_п n_н \gamma / (1 - \gamma) . \qquad (43)$$

Для стабилизации выходного напряжения, как следует из формулы (43), требуется изменять коэффициент заполнения γ при измене-

нии напряжения на нагрузке. Для этого в схему преобразователя вводится цепь отрицательной обратной связи, которая регулирует время включенного состояния транзистора *VT* (на схеме рис. 89 ее нет).

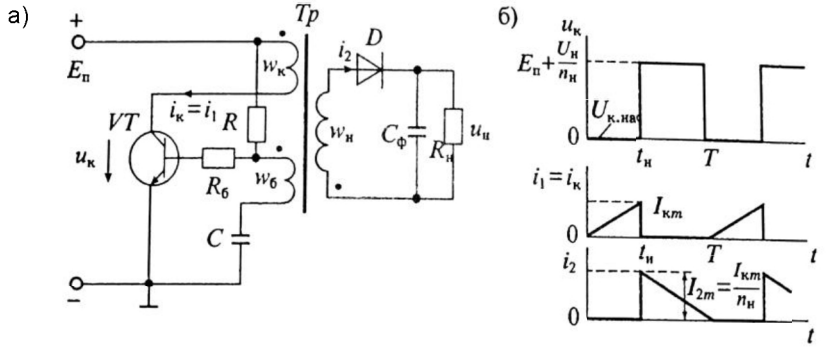


Рис. 89. Обратноходовой преобразователь с автоколебательным блокинг-генератором (а) и графики токов и напряжения в нем (б)

Инверторы с независимым возбуждением применяются при больших мощностях от 50 до 300 Вт, кроме того – при необходимости обеспечения стабильности частоты и формы кривой выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки. Классическая схема показана на рис. 90. Здесь на управляющую обмотку трансформатора Тр2, соединенную с базами ключевых транзисторов, подаются импульсы управления *Uy* прямоугольной формы, которые переключают транзисторы T_1, T_2, коммутирующие входное напряжение на первичную обмотку силового трансформатора Тр1. Схема фактически является усилителем мощности. В качестве источника сигнала управления может быть маломощный генератор или инвертор с самовозбуждением.

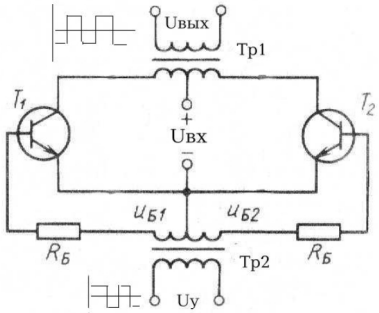


Рис. 90. Инвертор с независимым возбуждением

Инвертор на тиристорах показан на рис. 91. Он состоит из трансформатора, двух тиристоров, конденсатора и дросселя.

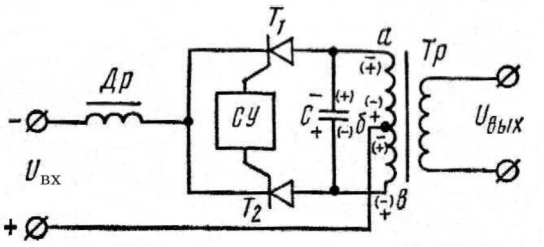


Рис. 91. Инвертор на тиристорах

На управляющие электроды тиристоров от схемы управления СУ поочередно подаются прямоугольные импульсы положительной полярности, которые открывают поочередно тиристоры T_1, T_2 . Конденсатор заряжается от двух половин обмоток выходного трансформатора до напряжения $2U_{вх}$. В моменты коммутации конденсатор разряжается через одновременно включенные тиристоры, что приводит к запиранию одного из них, так как разрядный импульс является встречным для одного тиристора и прямым для другого. Это приводит к гарантированному запиранию одного из тиристоров в момент переключения и отпиранию другого. Дроссель в таких схемах необходим для защиты от бросков токов в момент переключения. В качестве схемы управления может применяться генератор импульсов, мультивибратор или инвертор с самовозбуждением.

Мостовая схема инвертора с независимым возбуждением показана на рис. 92. Выходной трансформатор *Тр* здесь расположен в диагонали моста, образованного транзисторами T_1 – T_4. Схема управления СУ попарно коммутирует транзисторы T_1, T_4 и T_2 , T_3, в результате в обмотке трансформатора поочередно протекают встречные импульсы токов $I_{1,4}$ и $I_{3,2}$, в нагрузке образуется переменное напряжение. Достоинство схемы – простой трансформатор без средней точки. Недостаток схемы состоит в том, что управляющие импульсы на базы парно коммутируемых транзисторов должны подаваться от гальванически развязанных источников, что несколько усложняет схему управления.

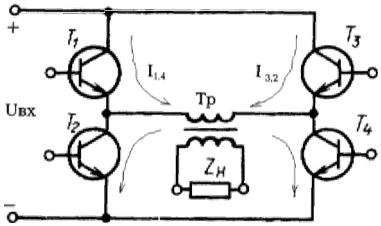


Рис. 92. Мостовая схема инвертора

Более простой является полумостовая схема инвертора, показанная на рис. 93. Здесь транзисторы T_1 , T_4 замещены конденсаторами C_1, C_2. Схема работает аналогично предыдущей: транзисторы T_1 , T_2 поочередно включаются схемой управления, формируя токи в первичной обмотке трансформатора. Здесь одновременно с разрядом одного из конденсаторов заряжается другой. Если от источника входного напряжения можно вывести среднюю точку, то конденсаторы не нужны. При бесконечно большой емкости конденсаторов выходные импульсы имели бы прямоугольную форму. Диоды включены для защиты транзисторов от перенапряжений.

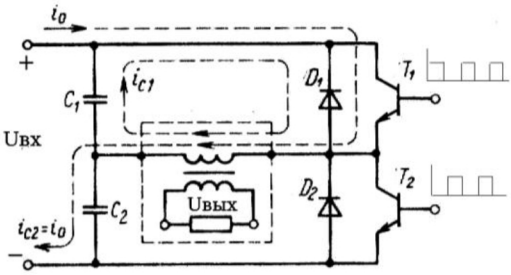


Рис. 93. Полумостовая схема инвертора

Конвертор преобразует постоянное напряжение одного уровня в постоянное напряжение другого уровня и отличается от инвертора наличием выпрямителя (см. рис. 85), а от простого усилителя постоянного тока – тем, что не потребляет дополнительной энергии от внешних источников питания. Основное назначение конвертора – питание высоковольтных нагрузок от низковольтных первичных источников питания, например от аккумуляторов, гальванических батареек, солнечных батарей. Для этого постоянное напряжение первичного

источника, например 1,5 В, преобразуют в переменное, затем его трансформируют до нужного уровня, например 10 В, и выпрямляют. Трансформатор может иметь несколько вторичных обмоток и от одной батареи можно запитывать несколько нагрузок, как показано на рис. 94.

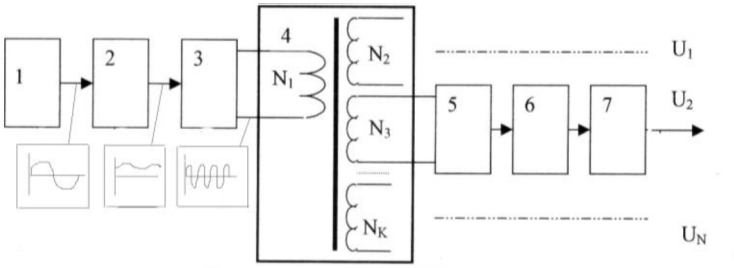


Рис. 94. Многоканальный источник питания с двойным преобразованием тока по частоте: 1 – источник переменного тока низкой частоты, 2 – выпрямитель, 3 – инвертор, 4 – трансформатор, 5 – выпрямитель, 6 – фильтр, 7 – стабилизатор

На основе инверторов и конверторов делают *источники питания с двойным преобразованием тока по частоте,* структурная схема которого показана на рис.94. Здесь входное переменное напряжение низкой частоты (например 50 Гц) сначала выпрямляют, затем инвертором преобразуют в переменное напряжение высокой частоты (например 10 кГц), с помощью трансформатора разделяют по нагрузкам и доводят до нужного значения, выпрямляют, фильтруют и стабилизируют. Смысл такого (двойного) преобразования частоты состоит в том, что в этом случае используется *высокочастотный* трансформатор, который более эффективен, чем низкочастотный, при одинаковой мощности имеет меньшие габариты и вес, больший КПД.

На рис. 95 приведен фрагмент рабочей схемы источника питания с двойным преобразованием тока по частоте. Здесь на входе преобразователя поставлен помехоподавляющий фильтр на конденсаторах C_1, C_2, и дросселе Др, который нужен для того, чтобы инвертор не давал высокочастотную помеху в сеть. Он защищает сеть от блока питания. В качестве инвертора применена полумостовая схема с самовозбуждением на транзисторах T_1,T_2, конденсаторах C_4, C_5 и трансформаторах $Тр_1$, $Тр_2$ с насыщающемся сердечником. В преобразователях напряжения важнейшим параметром является КПД, поэтому рассмотрим подробнее факторы, на него влияющие.

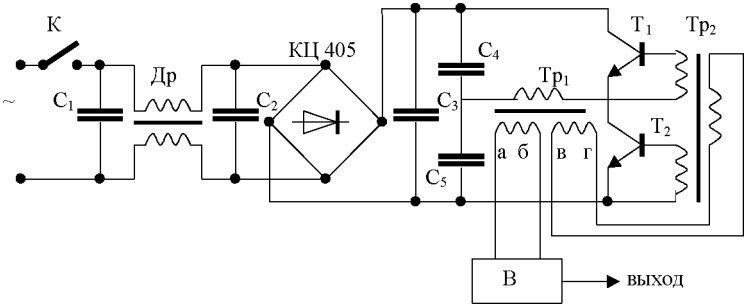


Рис. 95. Фрагмент принципиальной схемы источника питания с двойным преобразованием тока по частоте:
C_1, C_2, C_4, C_5 – 0,47 мФ; C_3 – 100,0 мФ; T_1, T_2 – КТ812; В – выпрямитель

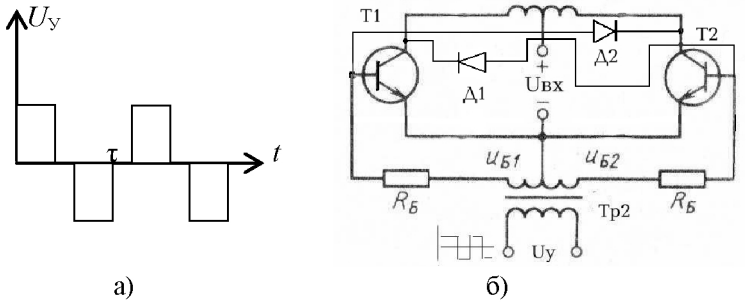
Потери мощности в преобразователях напряжения. Бывают статические и динамические. Статические: 1) потери на транзисторах в режимах насыщения и отсечки, так как их сопротивление в этих режимах не равно нулю и бесконечности, то есть транзисторы потребляют и рассеивают энергию; 2) потери на активных сопротивлениях обмоток трансформатора и резисторах схемы. В целом доля статических потерь в инверторах невелика и составляет 5 ÷ 10 %. Динамические потери зависят от частоты и определяются следующими факторами: 1) перемагничиванием трансформатора (энергетические потери, затрачиваемые на переориентацию магнитных моментов или доменов в сердечнике); 2) вихревыми токами, возникающими на поверхности сердечника; 3) потоками рассеяния трансформатора, вызванными тем, что магнитный поток замыкается не только по телу сердечника, но и по воздушному пространству; 4) коммутационными процессами (коммутационные потери), мощность которых для транзисторных инверторов определяется по формуле:

$$P_{ком} = I_{кн} f \tau E_n K_{ком} \ , \qquad (44)$$

где $I_{кн}$ – ток насыщения коллектора; τ – постоянная времени нарастания коллекторного тока; f – частота трансформатора; E_n – напряжение питания схемы; $K_{ком}$ = 0,6…0,8 – коэффициент, величина которого зависит от применяемой схемы (находится в справочнике) и, например, для схемы на рис.87 составляет 0,8.

Отметим, что коммутационные потери являются наиболее существенными из всех видов динамических потерь. Главным объяснением возникновения коммутационных потерь является тот факт, что в

переходном режиме в инверторе первый транзистор еще не закрыт, а второй уже открыт (см. рис. 90), вследствие чего по первичной обмотке выходного трансформатора $Тр_1$ текут токи, которые формируют в сердечнике встречные магнитные потоки. Эти потоки взаимно компенсируются, и в результате схема потребляет большой ток, а на выходной обмотке трансформатора не формируется вторичная ЭДС. Уменьшить коммутационные потери можно только одним способом – задержкой открывания одного из транзисторов до момента полного закрывания другого. В инверторах с независимым возбуждением это можно сделать, если управлять ключевыми транзисторами импульсами с нулевой паузой (см. рис. 83, *а*). Время паузы τ должно быть больше времени спада коллекторного тока при запирании транзистора. Способ не дает положительных результатов при изменяющемся сопротивлении нагрузки инвертора, так как время включения и выключения зависит от тока. Для устранения этого применяют специальные схемы, одна из которых показана на рис. 96, *б*. Диоды Д1 и Д2 не дают транзисторам полностью открыться до тех пор, пока ранее включенный транзистор не запрется. Если Т1 открыт, к диоду Д1 от базы Т2 приложено очень маленькое запирающее напряжение. Смена полярности управляющего напряжения приведет к появлению на базе Т2 положительного потенциала и к отпиранию Д2, который будет препятствовать отпиранию Т2, так как управляющее положительное напряжение будет шунтироваться через открытый диод Д2. Как только Т1 закроется, напряжение на его коллекторе повысится, Д2 закроется. После этого откроется транзистор Т2. При следующем управляющем импульсе процессы симметрично повторяются в другом плече инвертора.



а) б)

Рис. 96. Иллюстрация к методам уменьшения коммутационных потерь

Выбросы токов в транзисторах обязательно нужно учитывать при расчетах. Токи зависят от длительности интервалов рассасывания неосновных носителей в базах транзисторов, а также от величины фактического коэффициента насыщения, а следовательно от коэффициента усиления β конкретного транзистора. Из-за разброса β в схеме инвертора может возникнуть значительная асимметрия, что приводит к подмагничиванию сердечника трансформатора, к резкому возрастанию коллекторных токов транзисторов и выходу их из строя.

Для симметрирования схемы нужно специально подбирать транзисторы по β. Полный расчет основных схем преобразователей напряжения можно найти в [1, 3, 4], а также во многих других справочниках радиоинженера. Исходными данными для расчетов являются напряжение питания, максимальный выходной ток, частота преобразователя, величина и характер сопротивления нагрузки. На основании расчетов выбираются все элементы схемы. Правильный выбор элементов позволяет достичь КПД 80 – 90 %.

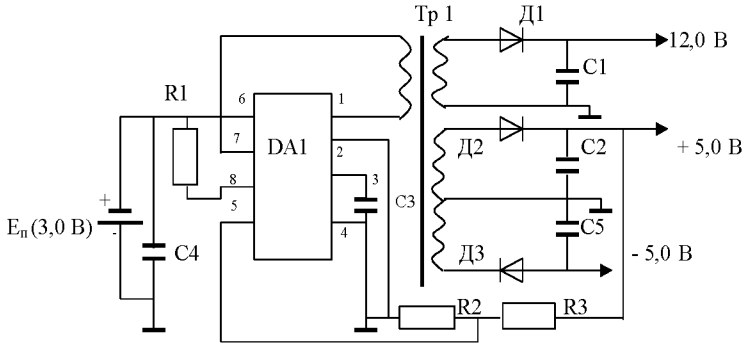


Рис. 97. Пример схемы формирования из одной батареи трехканального источника питания. DA1 – МС6338; Д1, Д2, Д3 – Д521; R1 – 100 Ом; R2 – 10 кОм, R3 – 3,3 кОм ; C1, C2, C4,C5 – 100,0 мкФ, C3 – 100 пФ

В настоящее время разработаны специальные микросхемы, предназначенные для использования в преобразователях напряжения. Наиболее распространенной из них является микросхема МС6338. На рис. 97 приведена схема трехканального источника питания на ±5 В и 12 В, использующая указанную микросхему. Схема преобразует напряжение в 3 В, создаваемое батареей питания $E_п$ в гальванически развязанные напряжения 12 В и ±5 В. Преобразование осуществляется за счет того, что микросхема DA1 преобразует постоянное напря-

жение в переменное, которое затем повышается трансформатором ТР1, выпрямляется диодами Д1, Д2, Д3 и фильтруется конденсаторами С1, С2, С5. Микросхема выполняет одновременно функции стабилизатора, при этом сигнал обратной связи о реальной величине выходного напряжения снимается с резистора *R*2. Схема испытана и обеспечивает достаточно высокие характеристики, удовлетворяющие предъявляемым требованиям.

Существенным недостатком рассмотренных в этом разделе преобразователей является наличие трансформаторов и дросселей, которые при большой надежности имеют достаточно большие габариты и вес.

Резонансный преобразователь напряжения. В поисках более высоких энергетических плотностей проектировщики увеличили скорости переключения в мощных преобразователях. Частота 100 кГц теперь относительно обычна в преобразователях. Выше этой частоты потери при переключении, ограничения компонентов и электромагнитные помехи являются труднопреодолимыми. Некоторые из недостатков могут быть устранены при использовании резонансных методов преобразования (рис. 98).

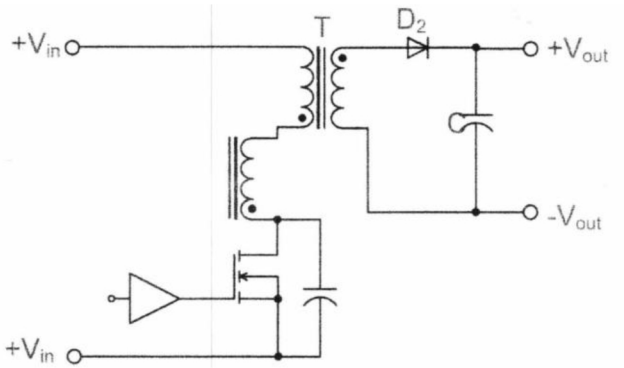


Рис. 98. Резонансный преобразователь напряжения

Преимущества резонансного метода преобразования начинаются при частотах переключения от 200 кГц до 2 МГц. Еще одним преимуществом резонансных схем является то, что помехи только на резонансной частоте проще фильтруются.

Один их недостатков резонансного способа преобразования: преобразователь с несколькими выходными напряжениями трудно реализуем.

4.3. Обзор микросхем вторичных источников питания

Одна из первых микросхем непрерывного стабилизатора была разработана фирмой Fairchild в 1967г. Это была микросхема μA723, производящаяся до сих пор, которая почти 10 лет не имела конкурентов. Ее выпуск в отдельные годы достигал двух миллионов штук в месяц. Эта же фирма впервые преодолела трудности совмещения в одном кристалле мощного транзистора и схемы стабилизации. Так появились знаменитые серии стабилизаторов фиксированного напряжения μA78xx μA79xx и регулируемые четырехвыводные стабилизаторы μA78G μA79G (с цифрами 78 – на положительные, а с цифрами 79 – на отрицательные напряжения). Приборы имеют встроенные схемы тепловой защиты от короткого замыкания и от выхода из области безопасной работы, выпускаются в металлических и пластмассовых корпусах. Усредненные параметры стабилизаторов серий μA78xx μA79xx имеют вид:

Падение напряжения вход – выход…… 2 В
Максимальное входное напряжение…..... 35 В
Коэффициент пульсаций…….....0,05 – 0,1 %
Нестабильность по току…….....0,1 – 0,5 %
Нестабильность по напряжению…….....0,2 %
Температурная нестабильность……...0,2 %
Ток потребления…….....3 мА

При средних параметрах основными достоинствами этих приборов являются дешевизна и простота использования. Отечественным аналогом стабилизаторов μA78xx является серия 142ЕН5/8/9, рассчитанная на диапазон выходных положительных напряжений от 5 до 27 В. Российским аналогом прибора μA79xx является серия 1162ЕНxx, рассчитанная на те же, но только отрицательные напряжения. Так же как стабилизаторы μA78xx, μA79xx, приборы 142ЕНxx и 1162Енxx являются комплементарными, то есть симметричными по характеристикам.

Спустя почти 8 лет фирма National Semiconductor разработала альтернативные приборы LM317 и LM337, которые при прочих равных параметрах обладали пониженным током потребления (0,05 – 0,1мА) и потеснили фирму Fairchild на мировом рынке. Благодаря миниатюрному корпусу стало возможным применение названных приборов для стабилизации питания отдельных узлов электронных

схем. Следующий шаг в развитии стабилизаторов был сделан фирмой National Semiconductor в микросхеме LM2931. В ней выходом регулирующего элемента стал не эмиттер *n-p-n* транзистора, а коллектор *p-n-p* транзистора, что позволило уменьшить падение напряжения на стабилизаторе до 0,6 В. Такой стабилизатор с малым падением напряжения (МПН), называемый по-английски LOW-DROP, позволяет получить стабилизированное напряжение, близкое ко входному, и уменьшить рассеиваемую мощность. Но у первых стабилизаторов (МПН-стабилизаторов) был недостаток: на порядок больший собственный ток потребления и его зависимость от тока нагрузки. Поэтому первые МПН-стабилизаторы были рассчитаны на небольшой выходной ток. Прогресс в конструкции и технологии транзисторов *p-n-p* структуры дал такие великолепные приборы, как микросхемы серии LT1083 – LT1086 фирмы Linear Technology, рассчитанные на токи до 7,5 А. Новую возможность развития интегральных стабилизаторов дает появление полевых транзисторов с очень малым сопротивлением канала в открытом состоянии. Такую схемотехнику реализуют приборы типа С7800 (фирма SGS-Thomson) и UCC383 (фирма Unitrode), которые имеют падение напряжения на регулирующем элементе порядка 0,2 В при токе нагрузки до 10 А и очень малом собственном токе потребления. Однако эти приборы очень дорогие.

Важным достижением интегральной схемотехники стало появление многоканальных стабилизаторов, яркими представителями которых стали приборы фирмы SGS-Thomson TDA8138, имеющих три канала: один – на 5,1 В, два других– на ± 12 В с током нагрузки 1 А и двухканальный L4936, один из которых резервный и автоматически включается при выходе из строя первого канала. Здесь следует отметить трехканальный стабилизатор российского производства 1055ЕП2, имеющий три канала по 5 В с током нагрузки 1 А и двухканальный 1075ЕН1 на напряжения 5,1 В и 12 В. Большим шагом в развитии интегральных источников питания стала разработка семейства параллельных регулируемых прецизионных стабилизаторов фирмой Texas Instruments марки TL 431, используемых для военной промышленности. Кроме перечисленных, свои стабилизаторы в виде интегральных микросхем выпускают такие известные фирмы как SARP (PQ30RV1/11, PQ30RV2/21), Panasonic (AN 8060/S) , Philips (NE 5553/5554), Motorola (MC 79Lxx), которые используются в выпускаемой этими фирмами бытовой радиоаппаратуре.

Важным элементом стабилизаторов и вторичных источников питания являются *микросхемы – источники опорного напряжения (ИОН)*. Это приборы, заменяющие по своему назначению стабилитроны, однако обладающие более высокой стабильностью в широком диапазоне рабочих температур. Здесь следует отметить широко известный прибор AD589 фирмы Analog Devices, представляющий собой двухвыводную термокомпенсированную микросхему, дающую стабилизированное напряжение 1,2 В в диапазоне токов 0,05 – 5 мА и температур от –55 до +125 °С, в зависимости от модификации. Фирма SGS-Thomson выпускает микросхему ИОН марки TAA550, различные модификации которой дают напряжения 31, 33 и 35 В, что маркируется дополнительной буквой. Российской промышленностью выпускается аналог этой микросхемы 1009ЕН1. Интересен программируемый ИОН фирмы Analog Devices AD589 – восьминожечная микросхема, которая имеет три выхода на напряжения 2,5; 5 и 10 В и три входа для программирования режима. В зависимости от вариантов включения и управляющих сигналов микросхема может использоваться в следующих режимах: трехканальный ИОН, прецизионный источник с большой нагрузочной способностью до 4А, ограничитель тока, источник прецизионного напряжения для цифроаналоговых преобразователей с защитой и установкой в ноль. Прецизионные ИОНы LM 199/299/399 разработаны также фирмой National Semiconductor с очень высоким температурным коэффициентом стабильности – 0,0001%/град с диапазоном температур от – 55 до +155 °С и рабочими напряжениями 6,8 – 7,3 В, которые используются в бортовой аппаратуре при питании цифроаналоговых преобразователей.

Важным элементом современных источников питания являются *супервизоры* – это микросхемы, предназначенные для защиты источников питания, а также для защиты и генерации сброса и установки в ноль микропроцессорных устройств при включении и выключении питания. Функции микропроцессорных супервизоров включают в себя:

1. Генерацию сигнала сброса при включении питания.
2. Генерацию сигнала сброса при понижении питания и во время выбросов и провалов напряжения сети.
3. Защиту памяти от записи недостоверных данных.
4. Выдачу предупреждения о возможной аварии питания.

5. Переключение на питание от резервной батареи.

6. Сторожевой таймер.

Эти функции нетрудно выполнить отдельными схемотехническими приемами, но объединение их в одно целое заметно упрощает отладку. При подаче питания на микропроцессор внутренние регистры находятся в произвольном состоянии, содержат случайные данные. Применение сигнала сброса устраняет этот хаос, устанавливая к моменту старта все внутренние схемы в определенное состояние. Для гарантии надежной работы процессора необходимо контролировать напряжение питания на предмет выбросов и понижения напряжения, так как это может иметь последствия, ведущие к сбою в программе. Супервизор берет на себя функции своевременного отключения питания с полным сохранением записанных данных. При аварии питания в энергонезависимую память могут быть записаны случайные данные «мусор». Чтобы предотвратить это, супервизор должен перехватить и подать сигнал разрешения работы памяти во время выбросов и провалов напряжения сети. Еще важнее предвидеть возможные аварии в напряжении питания и заведомо переключиться на резервное, что делается супервизором по анализу колебаний напряжений на фильтрующих элементах блока питания. Функции сторожевого таймера супервизора очень важны. Программа для микропроцессора представляет собой последовательность программных модулей, связанных в непрерывное кольцо. Сторожевой таймер – это схема, которая контролирует выполнение программы и запускает программу сброса при нарушении последовательности выполнения программных модулей, а также контролирует программные прерывания. Отсутствие нужных сигналов в определенные промежутки времени сторожевой таймер примет как нарушение режима и запустит программу остановки. Среди микропроцессорных супервизоров следует отметить семейства MAX69x производства фирмы Maxim INTEGRATED PRODUCTS и TL77xx фирмы TEXAS INSTRUMENTS, которые полностью перекрывают весь набор перечисленных функций.

В России выпускается универсальный микропроцессорный супервизор 1446СП1, а также более простые супервизоры 1169ЕУ2, 1114ЕП1, 1171СПxx, предназначенные для защиты источников питания, их контроля и мониторинга.

Среди серийно выпускаемой в России продукции следует отметить набор функциональных блоков для вторичных источников пита-

ния 174ГФ1, который содержит в себе рассмотренные в предыдущих разделах устройства, согласованные между собой по характеристикам.

Большой выбор различных микросхем – элементов вторичных источников питания – приведен в [12].

В России производством компонентов и микросхем для источников питания занимаются фирмы «Микрон», «Ангстрем», г. Зеленоград; «Восход», г. Калуга; «Кремний», г. «Брянск»; «Планета», г. Новгород; «Сапфир», «Додека», г. Москва; «Орбита» Саранск, «Электроника», г. Воронеж, а также некоторые другие. Самую свежую информацию об их продукции можно получить через сеть Интернет, обратившись на сайты с соответствующим названием.

5. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Виды микросхем для импульсных источников питания. В зависимости от вида преобразователя все микросхемы управления можно разделить на три группы:

- микросхемы управления импульсными стабилизаторами,
- микросхемы управления однотактными преобразователями,
- микросхемы управления двухтактными преобразователями.

Микросхемы для управления импульсными стабилизаторами часто называют *конверторами постоянный ток – постоянный ток (DC-DC* конверторы), так как они используются для преобразования уровня или полярности постоянного входного напряжения. Наиболее часто их используют при необходимости преобразования нестабильного входного напряжения в стабильное выходное напряжение с высоким КПД. Их основной особенностью является наличие гальванической связи с источником входного напряжения. Иногда их применяют для прямого преобразования выпрямленного напряжения сети, однако в этом случае имеется гальваническая связь выходного напряжения с силовой сетью (если не используется силовой трансформатор на входе выпрямителя).

Импульсные однотактные и двухтактные преобразователи обеспечивают гальваническое разделение выхода от силовой сети, однако их КПД ниже, чем у импульсных стабилизаторов. При выходной мощности не больше 150 Вт наибольшее распространение получили однотактные обратноходовые преобразователи. Учитывая, что такую мощность потребления имеют многие бытовые приборы: телевизоры, видеомагнитофоны, проигрыватели и др., обратноходовые преобразователи получили очень широкое распространение.

Прямоходовые преобразователи используются в тех случаях, когда выходная мощность должна быть до 300 Вт, т. е. примерно вдвое больше, чем у обратно-ходовых преобразователей.

Двухтактные преобразователи обычно используются при выходной мощности от 200 Вт до 1 кВТ. Среди двухтактных преобразователей наибольшее распространение получили: двухфазные (Push-Pull), полумостовые (Half-Bridge) и мостовые (Full-Bridge). Для всех этих групп преобразователей выпускается достаточно много различных микросхем управления различной степени сложности, имеющих различные виды защиты и высокую надежность.

Сравнительные характеристики ИВЭП и их стоимость для различных групп импульсных преобразователей (по данным фирмы Motorola) приведены в табл. 5.

Таблица 5. ***Сравнительные характеристики и стоимость импульсных ИВЭП***

Тип преобразователя ИВЭП	Выходная мощность, Вт	Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Стоимость, $ США
Импульсный стабилизатор	5	28	0,175	4
Блокинг-генератор	10	5	2,000	7
Обратноходовой	50	5	10,000	15
Прямоходовой	100	10	10,000	20
Двухфазный	200	20	10,000	25
Полумостовой	250	20	12,500	35
Мостовой	500	50	10,000	75

Микросхемы для импульсных стабилизаторов напряжения. Эти стабилизаторы применяют, когда отсутствуют требования к гальванической развязке входа и выхода, а первичный источник имеет постоянное напряжение (или предварительно выпрямленное). С помощью импульсных стабилизаторов напряжения можно реализовать различные выходные напряжения при напряжении первичного источника, составляющем единицы вольт, и его ограниченной мощности.

Особенностью ИМС управления импульсными стабилизаторами является то, что они, реализуя полный набор основных функций преобразования и регулирования, имеют ограниченный набор сервисных функций по сравнению со схемами управления импульсными преобразователями.

В них обычно отсутствуют схемы плавного пуска преобразователя, устройства защиты силового транзисторного ключа от перегрузок по току или короткого замыкания в нагрузке, не предусматривается возможность дистанционного управления включением или выключением, не используется возможность синхронной или параллельной работы. В некоторых типах ИМС в состав схемы управления входит силовой транзисторный ключ и силовой диод, что позволяет сократить число внешних элементов, реализует короткие цепи связи элементов, повышает помехозащищенность. Исключение схем дистан-

ционного управления и синхронизации позволяет уменьшить число выводов микросхемы до трех-четырех, что обеспечивает минимальные габариты и повышенную надежность.

В настоящее время выпускаются три основных разновидности ИМС импульсных стабилизаторов:

• импульсные стабилизаторы повышающего типа с питанием от низкого входного напряжения от 2 до 12В, с минимальной рассеиваемой мощностью и встроенным полевым транзистором (серия стабилизаторов 1446ПН1, 1446ПН2 и 1446ПН3);

• универсальные маломощные ИМС, которые можно использовать при построении самых различных схем импульсных стабилизаторов (например, 142ЕП1 или 1156ЕУ1);

• законченные стабилизаторы, включающие схему управления и силовой транзистор на ток до 10А (например, 1155ЕУ1).

Таблица 6. ***Основные характеристики ИМС управления импульсными стабилизаторами***

Тип ИМС	Функциональное назначение	$U_{вх}$, В	$I_{вых}$, А	$f_{пр}$, кГц	$P_{рас}$, Вт (КПД%)
1446ПН1 (MAX731)	Повышающий конвертор	2,5...5,2	0,200	170	(80)
1446ПН2 (MAX734)	То же	2...12	0,175	170	(80)
1446ПН3 (MAX641)	То же	1...12	0,450	45	(80)
142ЕП1 (LM100)	Набор элементов для построения импульсного стабилизатора	<40	0,200	100	0,6
1156ЕУ1 (μA78S40)	То же	<40	1,500	100	1,5
1155ЕУ1 (LAS6380)	Мощный импульсный стабилизатор	<40	8,000	200	8,5

В табл. 6 приведены основные характеристики ИМС импульсных стабилизаторов этих трех групп. Повышающие импульсные стабилизаторы 1446ПН1, 1446ПН2 и 1446ПН3 предназначены для работы с низким входным напряжением и фиксированным выходным напряжением +5 или +12В. КПД таких стабилизаторов доходит до 88%, а рабочая частота преобразования – до 170кГц. При малой выходной мощности в качестве ключевого элемента используется внутренний полевой транзистор. Для питания мощных нагрузок необходимо ис-

пользование дополнительного биполярного или полевого транзистора. Основное применение такие ИМС находят в источниках бесперебойного питания отдельных плат ЭВМ, при питании измерительных приборов от гальванических элементов, в переносных устройствах связи.

Наиболее универсальными являются ИМС второй группы, которые, по существу, представляют собой набор элементов для построения импульсных стабилизаторов различных типов. Из этих микросхем наиболее совершенной является ИМС типа 1156ЕУ1 (μA78S40), упрощенная структурная схема которой приведена на рис. 99, *а*. Микросхема представляет собой набор типовых блоков импульсного стабилизатора, расположенных на одном кристалле. В состав ИМС входят следующие узлы и блоки: источник опорного напряжения 1,25 В; операционный усилитель с напряжением смещения 4мВ, коэффициентом усиления больше 200 тыс., скоростью нарастания 0,6В/мкс; широтно-импульсный модулятор, включающий задающий генератор, компаратор, схему «И» и RS-триггер; ключевой транзистор с драйвером (предварительным усилителем); силовой диод с прямым током 1 А и обратным напряжением 40В.

Микросхема может управлять внешним биполярным или полевым транзистором, если требуется выходной ток больше 1,5А и напряжение выше 40 В.

Частота генератора устанавливается при помощи одного внешнего конденсатора C_T, подключаемого к выводу 12 ИМС, и может изменяться от 100 Гц до 100кГц. На рис. 99, *б* приведены графики зависимости времени включенного t_{on} и выключенного t_{off} состояний ключевого транзистора *VT2* от емкости конденсатора C_T. Рабочий цикл генератора определяется отношением t_{on} / t_{off}, а частота преобразования рассчитывается по формуле $f_{пр} = 1 / T_{пр} = 1 / (t_{on} + t_{off})$. На рис. 100 приведены схемы включения ИМС 1156ЕУ1 в различных импульсных стабилизаторах: а) понижающем, б) повышающем, в) инвертирующем.

В схемах понижающего и повышающего стабилизаторов (рис. 100, *а* и *б*) использованы внутренние ключевые элементы ИМС (транзистор VT2 и диод *D*, показанные на рис. 99, *а*), а в схеме инвертирующего стабилизатора (рис. 100, *в*) для увеличения выходной мощности установлены внешние ключевые элементы: диод *VD* и транзистор VT.

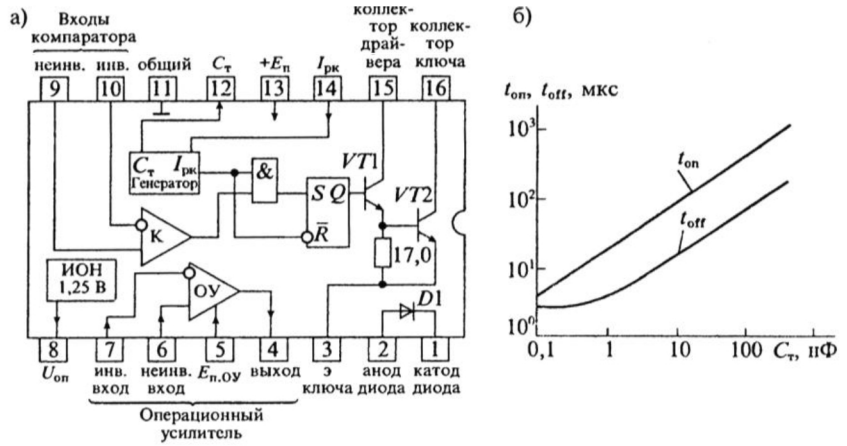


Рис. 99. Интегральная микросхема 1156ЕУ1 импульсного стабилизатора напряжения (а) и зависимость времени включения/выключения от емкости C_T (б)

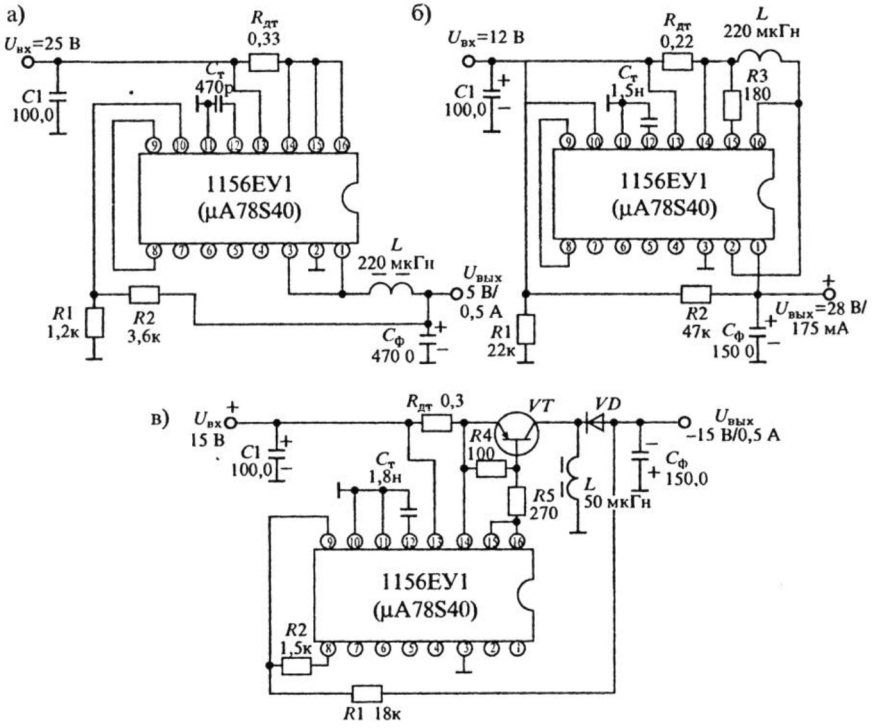


Рис.100. Включение ИМС 1156ЕУ1 в схеме импульсного стабилизатора: понижающего (а), повышающего (б) и инвертирующего (в)

Накопительная индуктивность L во всех схемах внешняя, и ее значение выбирается по формуле

$$L_{\min} = U_{вх} t_{on.\max} / I_{pk}, \qquad (45)$$

где $I_{pk} \approx 2I_{вых.max}$ – импульсный ток; $I_{вых.max}$ – максимальный ток в нагрузке R_i.

В процессе работы стабилизатора частота и рабочий цикл генератора изменяются. Начальная частота и рабочий цикл могут изменяться с помощью двух элементов: компаратора и схемы ограничения тока. Компаратор ШИМ изменяет время выключенного состояния t_{off} ключевого транзистора.

До тех пор, пока $U_{вых}$ меньше заданного уровня $U_{вых.ном}$, на выходе компаратора будет высокий уровень, так как к его прямому входу приложено опорное напряжение $U_{оп} = 1{,}25$ В, а к инверсному входу приложено напряжение $U_{вых}K_Д = U_{вых}R_1/(R_1 + R_2) < U_{оп}$. Если $U_{вых}$ повышается и выполняется условие $U_{вых}K_Д > U_{оп}$, то компаратор переключается в состояние низкого уровня и запрещает включение ключевого транзистора $VT2$. При уменьшении выходного напряжения $U_{вых}K_Д < U_{оп}$ компаратор переходит в состояние высокого уровня, и время t_{off} уменьшается.

Схема ограничения тока состоит из датчика тока $R_{ДТ}$, включенного между выводами 13 ($U_{вх}$) и 14 (I_{pk}). Сигнал с датчика тока $R_{ДТ}$ изменяет время включенного состояния t_{on} ключевого транзистора. Сопротивление датчика тока выбирают по формуле $R_{ДТ} = 0{,}33/I_{pk}$. Если напряжение на датчике тока меньше 0,33В, то время t_{on} не ограничивается. При увеличении напряжения на датчике тока выше 0,33 В включается схема ограничения тока, которая снижает время включенного состояния t_{on} ключевого транзистора. При увеличении нагрузки происходит уменьшение t_{on} и t_{off}, что приводит к повышению частоты преобразователя.

Для управления однотактными преобразователями разработано и выпускается большое количество различных микросхем управления. Основные характеристики микросхем управления однотактными инверторами приведены в табл. 7. Все микросхемы управления однотактными преобразователями можно разделить на следующие группы:

• микросхемы управления однотактными обратноходовыми инверторами без силового транзистора (например 1033ЕУ1, 1033ЕУ2, ЮЗЗЕУЗ, 1033ЕУ5);

• микросхемы управления однотактными инверторами любого типа, включая импульсные стабилизаторы (1033ЕУ10, 1033ЕУ11, 1056ЕУ3);

• однотактные ШИМ контроллеры со встроенными мощными МОП или биполярными транзисторами (1033ЕУ9, PWR-TOP200-4/14).

Т а б л и ц а 7. ***Микросхемы управления однотактными инверторами ИВЭП***

Тип ИМС (аналог)	Функциональное назначение	$U_{вх}$, *В*	$I_{вых}$, *А*	$f_{пр}$, *кГц*
1033ЕУ1 (TDA4601)	Контроллер однотактного обратноходового инвертора	20	1,50	90
1033ЕУ5 (TDA4605)	Контроллер однотактного обратноходового инвертора с МОП транзистором	20	1,50	250
КР1021ХА1 (TDA2582)	ШИМ контроллер с устройством синхронизации	10...14	0,04	100
1033ЕУ10 (UC3842)	Однотактный ШИМ контроллер мощного МОП транзистора с γ=100%	30	1,00	500
1033ЕУ11 (UC3844)	То же, но с γ=50%	–	–	–
1156ЕУ3 (UC3823)	Однотактный высокочастотный ШИМ контроллер	30	1,50	1000
1033ЕУ9 (PWR-SMP210)	Однотактный ШИМ контроллер со встроенным мощным МОП транзистором	30...400	0,80	800

На рис. 101, *а* приведена упрощенная структурная схема универсальной ИМС управления однотактными инверторами типа 1033ЕУ10. В состав микросхемы входят: задающий генератор с внешними частотно-задающими элементами R_T и C_T; усилитель сигнала ошибки (УСО); широтно-импульсный модулятор (ШИМ); источник опорного напряжения +5В (ИОН); выходной усилитель мощности (драйвер) и элементы защиты по току силового транзистора, снижению входного и опорного напряжений.

Работа этой ИМС происходит следующим образом. Задающий генератор (ЗГ), в состав которого входят частотно-задающие элементы R_T и C_T, генерирует импульсы, которые управляют работой ШИМ. Конденсатор C_T заряжается от ИОН до напряжения приблизительно 2,8 В, после чего разряжается до напряжения 1,2 В током внутреннего

источника. Форма напряжения на конденсаторе показана на рис. 100, б. Во время разряда конденсатора C_T генератор формирует блокирующий импульс U_∂, который определяет время паузы («мертвое время», или dead time). Регулировать время паузы можно изменением емкости C_T. При увеличении C_T можно увеличить время паузы τ_d до половины периода колебаний генератора. При этом коэффициент заполнения будет равен 50%.

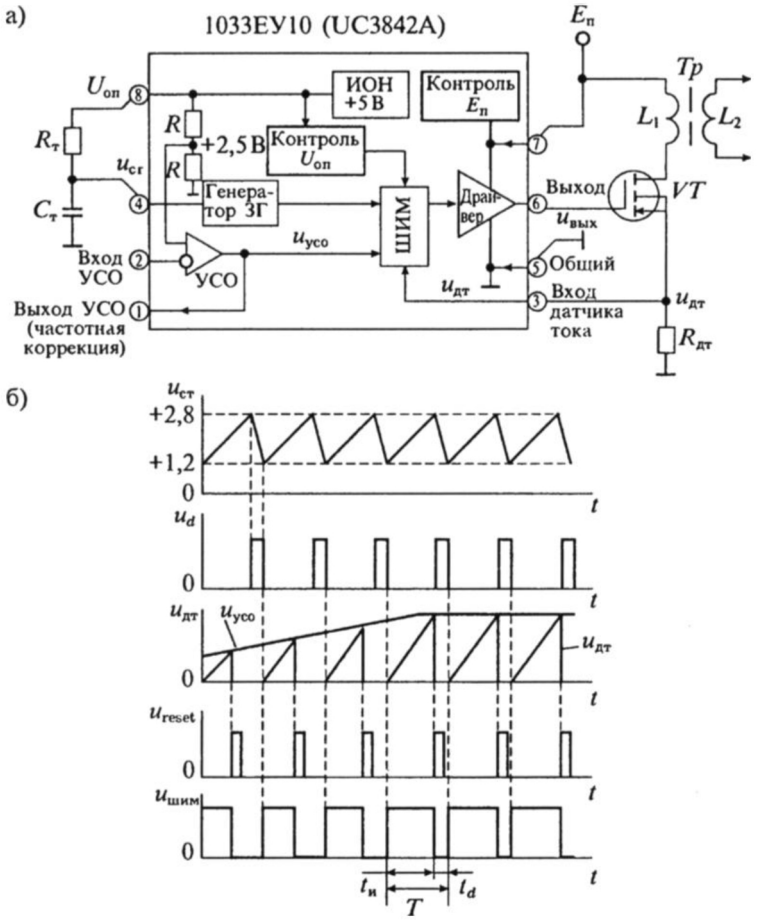


Рис. 101. Микросхема управления 1033ЕУ10 для однотактных преобразователей (а) и графики напряжений (б)

После окончания импульса U_{∂} схема ШИМ через драйвер формирует выходной сигнал $U_{вых}$, который запускает (включает) внешний полевой транзистор *VT*. При использовании ИМС в схеме обратноходового инвертора ток транзистора *VT* будет линейно нарастать до тех пор, пока напряжение $U_{от}$, снимаемое с датчика тока $R_{ДТ}$, не станет равным (или пропорциональным) выходному напряжению УСО – $U_{усо}$. В этот момент времени прекращается рост тока стока транзистора и формируется импульс сброса (Reset), который запирает силовой транзистор *VT*. В результате выходное напряжение ИМС, снимаемое с вывода 6, будет модулированным по длительности (ширине).

6. ЭЛЕКТРОННЫЕ КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Коэффициент мощности и его роль в импульсных источниках питания. Коэффициентом мощности $K_м$ называется отношение активной мощности P переменного и пульсирующего тока, измеренной ваттметром, к кажущейся мощности S, определяемой как произведение действующих значений напряжения U и тока I, измеренных вольтметром и амперметром:

$$K_м = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI} \le 1. \qquad (46)$$

При резистивной нагрузке $P = UI$, т. е. имеет место предельное значение $K_{M.\max} = 1$.

При синусоидальной форме тока и напряжения $P = UI\cos\varphi$, поэтому в соответствии с (46) $K_м = \cos\varphi$, где φ – сдвиг фазы между напряжением и током в сети.

В Европе Международная электротехническая комиссия (МЭК) разработала стандарт IEC-555, содержащий требования к допустимому уровню вносимых в сеть переменного тока высших гармоник, шумов и колебаний напряжения для всех электронных приборов. При этом обеспечение требуемого значения $K_м$ обязательно необходимо для любого электрооборудования, потребляющего от сети мощность более 300 Вт и имеющего на выходе сетевого выпрямителя емкостный фильтр, в том числе для электробытовых приборов, микропроцессоров и компьютеров, медицинского электронного оборудования, электронной контрольно-поверочной аппаратуры, лабораторных источников электропитания.

Вступающий в действие новый стандарт МЭК IEC-1000-3-2 (вместо IEC-555-2) значительно ужесточает требования к нормам на коэффициент мощности потребителей энергии. Придерживаться этого стандарта должны все производители изделий, которые выходят на международный рынок. В связи с этим задача улучшения качества потребляемой мощности становится весьма актуальной для разработчиков источников питания. Хорошо известны многие потребители, которые значительно снижают значения $K_м$. К их числу относятся лампы дневного света с индуктивным балластом, импульсные источники питания с емкостным фильтром на входе, асинхронные двигатели и др.

Для повышения коэффициента мощности таких потребителей в настоящее время используют пассивные и активные корректоры коэффициента мощности.

Пассивные корректоры коэффициента мощности обычно выполняются на конденсаторах и коммутирующих диодах. Такие корректоры применяются при индуктивном характере нагрузки – это источники питания ламп дневного света, асинхронные двигатели и др. Так, например, на рис. 102 приведена схема пассивного корректора коэффициента мощности для питания лампы дневного света мощностью 40 Вт.

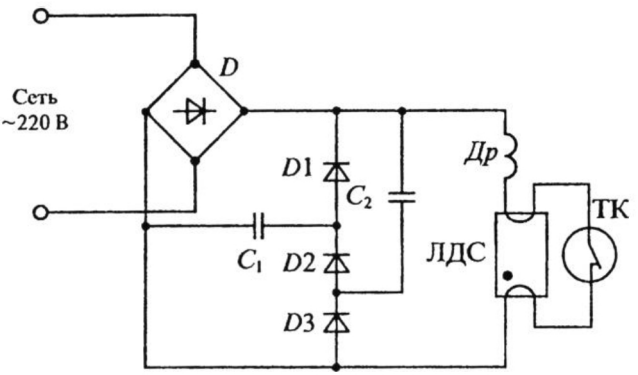


Рис. 102. Схема пассивного корректора коэффициента мощности для ЛДС

В этой схеме параллельно лампе ЛДС с дросселем $Д_р$ включена диодно-емкостная схема на элементах $D1$, $D2$, $Z > 3$ и конденсаторах C_1 и C_2. Емкости C_1, C_2 подбираются такими, чтобы компенсировать индуктивный характер нагрузки, а диоды $D1 \ldots D2$ обеспечивают их коммутацию при изменении мгновенного значения напряжения питания. Основным недостатком пассивных корректоров является невозможность их использования при изменяющейся нагрузке и импульсной форме тока. Пассивный корректор, приведенный на рис. 102, при мощности ЛДС 40 Вт обеспечивает $\cos\varphi = 0{,}95$.

Упрощенная схема импульсного источника питания приведена на рис. 103, *а*. Эта схема состоит из сетевого выпрямителя $Д$, емкости С фильтра и высокочастотного конвертора ВК. Выходное напряжение конвертора поступает на нагрузку $R_н$. При синусоидальном напряжении сети $U_с$ выходное напряжение выпрямителя $U_в$ и ток, потреб-

ляемый от сети, имеют пульсирующую форму. Как видно из временной диаграммы, приведенной на рис 103, *б*, форма тока, потребляемого из сети, имеет вид узкого импульса большой амплитуды и малой длительности.

При такой форме импульсов тока их спектр оказывается очень широким и содержит большое число гармоник. В результате коэффициент мощности источника питания снижается до значения 0,5...0,7. Повысить коэффициент мощности можно и в этом случае при помощи пассивной схемы коррекции, однако такая схема должна включать индуктивности, которые на частоте 50 Гц будут иметь большие габариты и массу. Кроме того, такая схема потребует изменения индуктивности при изменении нагрузки. Все это показывает нецелесообразность применения пассивных корректоров мощности для импульсных источников питания.

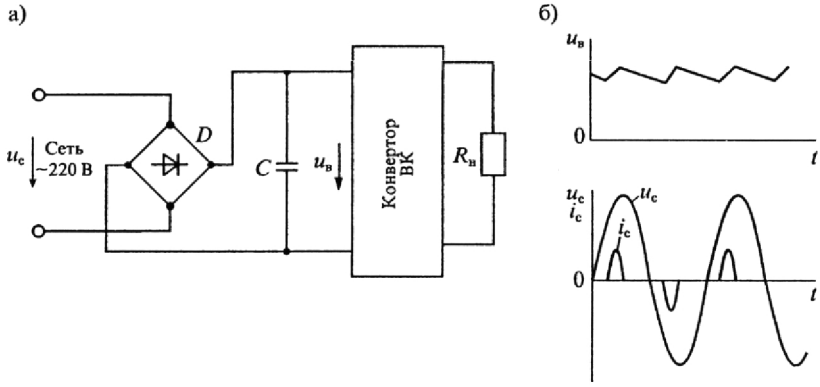


Рис. 103. Схема импульсного источника питания (а) и графики токов и напряжений в нем (б)

Активные корректоры коэффициента мощности. Для работы с импульсными источниками питания фирма Micro Linear в 1989 году разработала первую микросхему ML4812 управления активным корректором мощности. Позднее к разработке аналогичных схем подключились такие крупные фирмы, как Siemens, Unitrode и Motorola. В результате этих разработок в настоящее время имеется большое количество схем управления импульсными источниками питания, совмещенными с корректорами коэффициента мощности.

Рассмотрим вначале принцип действия активного корректора коэффициента мощности. На рис. 104 приведена упрощенная структур-

ная схема такого корректора. Как видно из схемы, получение коэффициента мощности, близкого к единице, достигается за счет исключения из выпрямителя емкости фильтра, которая обычно устанавливается в импульсных источниках питания (см. рис. 103) для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Вместо этой емкости в схему вводится высокочастотный импульсный стабилизатор повышающего типа с небольшой индуктивностью L на входе, работающий в граничном режиме прерывистого тока в индуктивности.

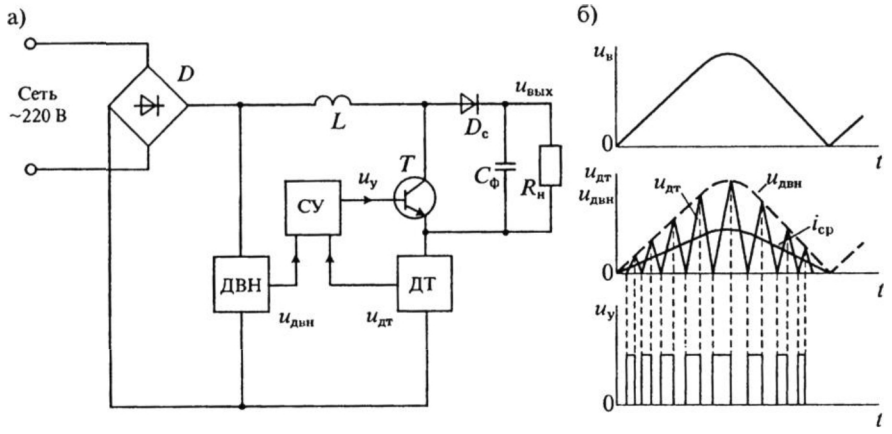


Рис. 104. Структурная схема активного корректора коэффициента мощности (а) и его временные диаграммы (б)

Схема повышающего импульсного стабилизатора состоит из индуктивности L, ключевого транзистора Т, диода D_c и емкости $C_ф$ сглаживающего фильтра. В соответствии с принципом действия повышающего стабилизатора напряжения при включении транзистора Т через индуктивность L начинает протекать ток, который нарастает по линейному закону. При выключении транзистора Т ток в индуктивности L начинает спадать по линейному закону, заряжая через диод D_c емкость фильтра $C_ф$.

Включение и выключение ключевого транзистора Т выполняется устройством управления, которое состоит из датчика выпрямленного напряжения ДВН, датчика тока ДТ в индуктивности L и схемы формирования импульсов управления СУ. Процесс формирования импульсов управления иллюстрируется временными диаграммами, приведенными на рис 104, *б*. Как видно из этих диаграмм, включение

транзистора Т происходит в момент времени, когда напряжение на выходе датчика тока ДТ становится равным нулю (т. е. при нулевом токе в индуктивности L). Выключение транзистора Т происходит в момент времени, когда линейно нарастающее напряжение с датчика тока становится равным изменяющемуся по синусоидальному закону напряжению с датчика выпрямленного напряжения ДВН.

После выключения транзистора ток в индуктивности начинает спадать, и при нулевом значении тока транзистор Т вновь включается. Далее процесс повторяется с достаточно высокой частотой. Усредненный ток $i_{ср}$ в индуктивности оказывается синусоидальным по форме и почти совпадающим по фазе с выпрямленным напряжением. Таким образом, благодаря схеме корректора достигается высокое значение коэффициента мощности.

К недостаткам приведенной схемы корректора коэффициента мощности (ККМ) следует отнести отсутствие стабилизации выходного напряжения $U_{вых}$. При изменении напряжения сети или нагрузки выходное напряжение ККМ будет также изменяться. Для получения стабильного выходного напряжения в схему ККМ вводится дополнительная обратная связь по выходному напряжению. Структурная схема ККМ со стабилизацией выходного напряжения $U_{вых}$ приведена на рис. 104.

В схеме на рис. 105 в дополнение к датчикам выпрямленного напряжения ДВН и тока в индуктивности ДТ введен датчик выходного напряжения ДН. Напряжение $U_{дн}$, с датчика ДН сравнивается с напряжением $U_{он}$ источника опорного напряжения ИОН и сформированный сигнал ошибки $U_{ош}$ (рассогласования) перемножается с выходным напряжением ДВН в умножителе напряжения УН. В результате этого формируется модулирующий сигнал $U_{м}$, который аналогично рассмотренному выше модулирует длительность импульсов управления ключевым транзистором Т. Обратная связь по выходному напряжению является отрицательной, поэтому увеличение выходного напряжения $U_{вых}$ приводит к уменьшению сигнала ошибки $U_{ош}$.

Временные диаграммы для схемы рис. 105 практически не отличаются от схемы, приведенной на рис. 104, *а*, только модулирующее напряжение заменяется на произведение $U_{двн} \cdot U_{ош}$. При постоянном напряжении на выходе ККМ напряжение ошибки также будет постоянным. Если выходное напряжение возрастает, то сигнал ошибки уменьшается и, следовательно, уменьшается амплитуда модулирующего напряжения $U_{м}$.

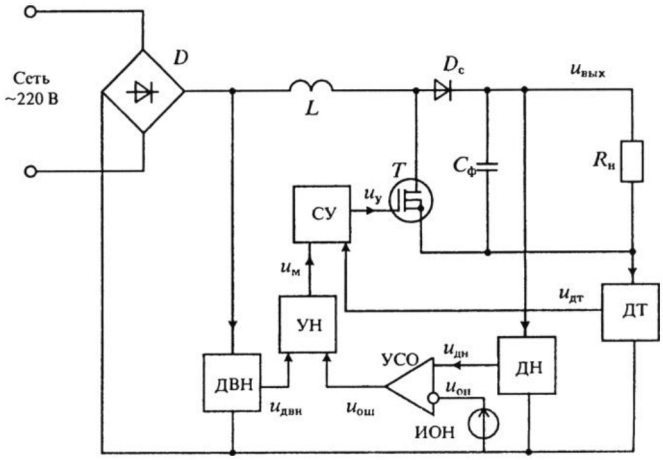


Рис. 105. Структурная схема активного корректора коэффициента мощности со стабилизацией выходного напряжения

В результате уменьшаются амплитуды импульсов тока в индуктивности и соответственно уменьшается среднее значение тока $i_{ср}$, что приводит к понижению выходного напряжения. При понижении выходного напряжения происходят противоположные процессы, которые в результате приводят к его повышению. Таким образом, обеспечивается стабилизация выходного напряжения в схеме ККМ при изменении напряжения сети или при изменении нагрузки R_H.

Описанная выше процедура коррекции коэффициента мощности и стабилизации выходного напряжения используется в микросхемах управления, разработанных фирмой Motorola. Этой фирмой выпускаются несколько микросхем управления, реализующих аналогичный процесс регулирования, но с различной степенью сложности. По существу, все разработанные фирмой микросхемы поддерживают в схеме повышающего стабилизатора граничный режим между непрерывным и прерывистым током в индуктивности L.

Подключение ККМ в качестве преконвертора в схеме импульсного источника питания с высокочастотным конвертором приведено на рис. 106. В такой схеме ККМ выполняет две функции: корректирует коэффициент мощности и формирует предварительно стабилизированное напряжение $U_{вых}$, которое с емкости фильтра $C_ф$ подается на ВК для преобразования в стабилизированное напряжение U_H.

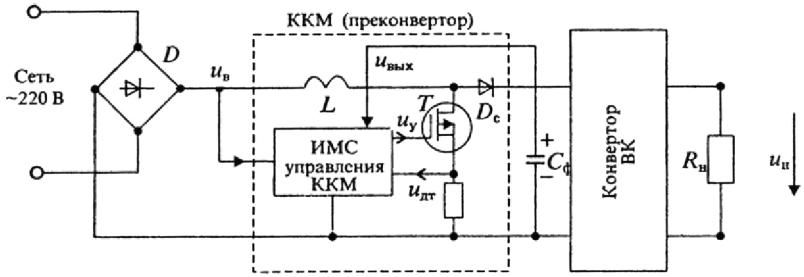


Рис. 106. Схема включения ККМ в импульсном источнике питания

Так, например, при использовании ККМ с питанием от сети 220 В на вход ККМ поступает выпрямленное напряжение с амплитудой около 300 В. При этом на выходе повышающего стабилизатора схемы ККМ формирует постоянное напряжение около 400 В, которое подводится к ВК и преобразуется им в напряжение U_H.

7. УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ

Устройства электронной защиты или, кратко, устройства защиты (УЗ) включают в себя три узла: датчик контролируемой величины (тока, напряжения или температуры), пороговое устройство (ПУ) или схему сравнения и исполнительный элемент (ИЭ). Если при перегрузке значение контролируемой величины превышает установленный уровень, срабатывает пороговое устройство и переводит исполнительный элемент в состояние, соответствующее прекращению энергоснабжения питаемого устройства. УЗ могут выполняться с автоматическим восстановлением рабочего состояния после прекращения перегрузки и без такого восстановления (защита триггерного действия). К первым относятся, например, дополнительные узлы стабилизации тока или напряжения, ограничивающие мощность, отдаваемую питаемому устройству при перегрузке. В устройствах защиты второго типа для восстановления рабочего состояния ИВЭП требуются действия оператора, которые заключаются, например, в отключении и повторном включении энергоснабжения всего устройства или узлов СУ.

Исполнительный элемент УЗ может воздействовать как непосредственно на силовую часть ИВЭП, так и на узлы СУ. В первом случае его действие направлено, как правило, на форсированное отключение энергоснабжения всего устройства питания. Во втором – обычно осуществляется уменьшение длительности формируемых импульсов или прерывание сигнала управления активными приборами. Основными требованиями, предъявляемыми к УЗ, являются: высокая точность контроля измеряемой величины; высокие быстродействие и стабильность порога срабатывания; предотвращение перегрузок активных приборов при восстановлении рабочего состояния.

Простейшая схема УЗ триггерного действия, не содержащая специальных каскадов управления исполнительным элементом (рис. 107), имеет датчик (*R*1, *R*2) напряжения на нагрузке, датчик (TA1, VD3, R3) тока активного прибора, пороговые устройства (VDI9 VD4), амплитудный селектор (VD2, VD5), исполнительный элемент VS1 и конденсаторы C1, C2, препятствующие ложному срабатыванию УЗ под действием помех. УЗ работает следующим образом. При превышении напряжениями на резисторе R2 или R3 напряжений срабатывания стабилитронов VDI1 VDA формируется отпирающий сигнал на

электроде управления тиристора VS1, который скачкообразно переходит в состояние высокой проводимости. Напряжение на аноде тиристора VS1 становится близким к нулю.

Полученным сигналом может осуществляться запирание компараторов ШИМ или КПУ, включение элементов индикации аварии, а также более мощных ИЭ, одновременно замыкающих выходные выводы ИВЭП, шины питания КПН и т. д. Сопротивление резистора R5, являющегося нагрузкой тиристора VS1, обеспечивает ток через тиристор не ниже тока удержания. Это позволяет сохранить выключенное состояние ИВЭП вплоть до выключения и повторного включения энергоснабжения СУ. При повторном включении процессы в КПН протекают аналогично начальному подключению ИВЭП к питающей сети.

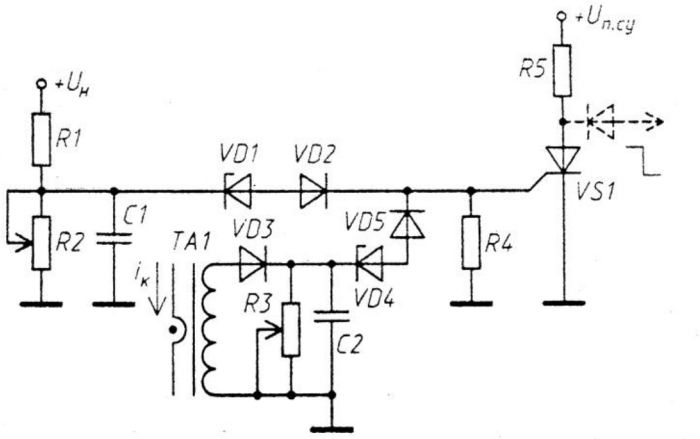


Рис. 107. Схема устройства защиты от перегрузок по току и перенапряжений триггерного действия

Недостатком УЗ, выполненного по схеме на рис. 107, является необходимость подстройки датчиков напряжения и тока, вызванная разбросом и нестабильностью параметров ПУ и ИЭ. Указанный недостаток может быть устранен при использовании в качестве ПУ компараторов или дифференциальных усилителей с высокостабильным опорным напряжением и высоким входным сопротивлением, входящих, например, в состав интегральных стабилизаторов напряжения.

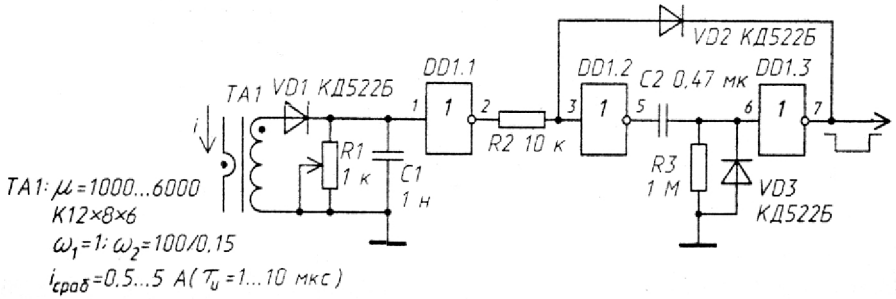


Рис. 108. Схема устройства защиты от перегрузок по току
с автоматическим восстановлением рабочего состояния

В качестве пороговых устройств могут быть использованы также элементы логических микросхем, выполненных по КМОП-технологии. Уровни срабатывания таких ПУ весьма стабильны и близки к половине напряжения питания микросхемы. На рис. 108 приведена схема УЗ по току с автоматическим восстановлением рабочего состояния ИВЭП. Это восстановление происходит через заданный промежуток времени, определяемый времязадающей цепью R3, C2 одновибратора, выполненного на элементах DD1.2, DD1.3. Элемент DD1.1 формирует сигнал логического нуля, запускающий одновибратор при превышении амплитудой импульсов, действующих на датчике тока (TAI1 VD1, *R*1, 01), порогового уровня. Исполнительный элемент DD1.3.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перспективным направлением развития средств электропитания является повышение частоты преобразования электроэнергии. Это должно снизить массу и габариты дросселей и трансформаторов. Однако повышение частоты требует применения специальных материалов для магнитопроводов. Имеющиеся в распоряжении разработчиков ферриты марок 1500НМ, 2000НМ, 2500НМ обладают значительными потерями на частотах выше 100 кГц. Поэтому желательна разработка новых высокочастотных ферритов, позволяющих расширить частотный диапазон до 1 МГц и выше. Слабым местом источников питания являются конденсаторы, которые при большой емкости имеют достаточно большие габариты. Создание конденсаторов с малыми потерями и большой емкостью будет важным фактором улучшения габаритно-массовых показателей источников питания.

Защита электрических энергоузлов предназначена для выполнения основных задач:

- исключить длительную работу потребителей при невысоком качестве электроэнергии;
- предотвратить (не допустить) аварийных (нештатных) условий электропитания потребителей авиационной техники.

Кроме аппаратуры защиты необходима аппаратура управления исправным энергоузлом – аппаратура для включения и выключения отдельных блоков, узлов, элементов, показывающая экипажу состояние отдельных источников энергоузла. Кроме того, одна и та же аппаратура может обеспечивать различные виды защиты, то есть является аппаратурой комплексного назначения.

В рамках настоящей книги ставилась задача ознакомления читателя с основными базовыми схемами и устройствами преобразования энергии, применяемыми в радиотехнике и приборостроении. Вопросы новейших разработок и научных исследований, к сожалению, остались за рамками данной книги.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов-Цыганов, А. И. Электропреобразовательные устройства РЭС [Текст] / А.И. Иванов-Цыганов. – М.: Высшая школа, 1991. – 272 с.

2. Ефимов, И.П. Источники питания РЭА [Текст]: учеб. пособие/ И.П. Ефимов. – Изд. 2-е, испр. – Ульяновск: УлГТУ, 2002. – 136 с.

3. Найвельт, Г.С. Источники электропитания РЭА [Текст] / Г.С. Найвельт. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с.

4. Белкин, А.В. Справочник радиолюбителя – конструктора [Текст] / А.В. Белкин. – М.: Радио и связь, 2003. – 272 с.

5. Алексеенко, А.Г. Применение прецизионных аналоговых микросхем [Текст] / А.Г. Алексеенко, Е.А. Коломбед, Г.И. Стародуб. – М.: Радио и связь, 1985. – 256 с.

6. Быстров, Ю.А. Электронные приборы и устройства на их основе: Справочная книга [Текст] / Ю.А. Быстров, С.А. Гамкрелидзе, Е.Б. Иссерлин, В.П. Черепанов. – М.: ИП РадиоСофт, 2002. – 656 с.

7. Хоровиц, П. Искусство схемотехники [Текст]. В 2 т. Т. 1 / П. Хоровиц, У.Хилл. – М.: Мир, 1993. – 600 [1] с.

8. Алексеев, О.В. Электротехнические устройства [Текст] / О.В. Алексеев, В.Е.Китаев, А.Я. Шихин. – М.: Энергоиздат, 1981. – 336 с.

9. Трейстер, Р. 44 источника питания для любительских электронных устройств [Текст] / Р. Трейстер, Дж. Мэй. – М.: Энергия, 1994. – 288 с.

10. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах [Текст] / В.С. Гутников. – Л: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.

11. Перебаскин, А.В. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение [Текст]: справочник / А.В. Перебаскин. – М.: ДОДЭКА, 1996. – 608 с.

12. Голубенко, Г.А. Расчет и конструирование электронных устройств: учеб. пособие / Г.А. Голубенко, Б.Н. Гордеев, А.К. Снигур. – Николаев: Изд-во НГГУ им. Петра Могилы, 2004. – 336 с.

Учебное издание

Скворцов Борис Владимирович
Конюхов Геннадий Александрович

ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Учебное пособие

Редактор Н. С. К у п р и я н о в а
Доверстка Т. Е. П о л о в н е в а

Подписано в печать 11.07.2011. Формат 60х84 1/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 8,25.
Тираж 100 экз. Заказ . Арт. С -9/2011.

Самарский государственный
аэрокосмический университет.
443086 Самара, Московское шоссе, 34.

Изд-во Самарского государственного
аэрокосмического университета.
443086 Самара, Московское шоссе, 34.

ДЛЯ ЗАМЕТОК