

СГАУ: 6 (У)

С 427

САМАРСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ
имени академика
С.П. КОРОЛЕВА

*Б.В. СКВОРЦОВ
И.Ю. ЖИГАНОВ*

**ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ
И ЭЛЕКТРОННО-АКУСТИЧЕСКИЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ
УСТРОЙСТВА**

САМАРА
2002

Б.В. Скворцов, И.Ю. Жиганов. Электротехнические и электронно-акустические преобразовательные устройства: Учеб. пособие. Самар. гос. аэрокосм. ун - т. Самара, 2002, 120 с.
ISBN 5-7883-0208-0

Приводятся сведения о электротехнических и электронно-акустических преобразовательных устройствах, используемых для электропитания и радиоэлектронной аппаратуры, а также приема-передачи акустических сигналов. Рассмотрены теоретические вопросы построения электропреобразовательной техники, а также практические схемы элементов электропитания и акустики.

Учебное пособие рассчитано на студентов высших и средних учебных заведений радиотехнических и приборостроительных специальностей, а также может быть полезно специалистам, занимающимся соответствующими видами деятельности. Подготовлено на кафедре электротехники.

Табл. 2. Ил. 103. Библиогр: 17 назв.

Рецензенты: д-р техн. наук, профессор Ю.И. Стеблев,
канд. техн. наук, доцент А.А. Плют

ISBN 5-7883-0208-0

© Б.В. Скворцов, И.Ю. Жиганов, 2002

© Самарский государственный
аэрокосмический университет, 2002

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. Общие характеристики источников питания	5
1.1. Требования к источникам питания	5
1.2. Обобщенная схема источника питания	5
1.3. Общие характеристики источников питания	7
1.4. Основные характеристики трансформаторов	8
2. ПЕРВИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ	10
2.1. Классификация источников электроэнергии	10
2.2. Химические источники	10
2.3. Тепловые источники электроэнергии	15
2.4. Солнечные батареи	15
3. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ	18
3.1. Общие положения	18
3.2. Выпрямители	18
3.3. Анализ неуправляемых выпрямителей с активной нагрузкой	24
3.4. Анализ выпрямителей, работающих на активную нагрузку	29
3.5. Анализ выпрямителей с емкостным характером нагрузки	32
3.6. Специальные схемы выпрямления с емкостной нагрузкой	34
3.7. Управляемые выпрямители	39
3.8. Сравнительная оценка выпрямительных схем	47
3.9. Сглаживающие фильтры	47
3.10. Стабилизаторы напряжения, классификация	51
3.11. Параметрические стабилизаторы	54
3.12. Компенсационные стабилизаторы напряжения непрерывного регулирования	58
3.13. Импульсные стабилизаторы напряжения	65
3.14. Преобразователи напряжения, инверторы и конверторы	76
3.15. Обзор микросхем вторичных источников питания	84
4. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ	89
4.1. Общие положения	89
4.2. Электрические машины постоянного тока	89
4.3. Электрические машины переменного тока	94
4.4. Двигатели видеоманитофонов и драйверы к ним	97
5. ЭЛЕКТРОННО-АКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	102
5.1. Общие положения	102
5.2. Электронно-акустические излучатели	102
5.3. Акустические приемники (микрофоны)	108
5.4. Схемы излучения и приема акустических сигналов	110
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	116
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	116

ВВЕДЕНИЕ

Ни одно радиотехническое устройство не может работать без вспомогательных электротехнических устройств (ЭТУ). 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.

Электронно-акустические устройства являются неотъемлемой частью преобразовательной техники, широко используемой в приборостроении, бытовой и профессиональной радиоэлектронике, в акустике. Здесь рассматриваются принципы построения и разновидности приемников и излучателей акустических сигналов.

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 $0,01 \div 0,0001$ %. Для радиопередатчиков $0,01 \div 0,05$ %, для микросхем $0,1 \div 0,5$ %.
3. Высокая надежность. Источник питания должен иметь защиту от перегрузок, в том числе от коротких замыканий.
4. Компактность, малые габариты и вес. Это имеет особенно важное значение 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 напряжение 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.

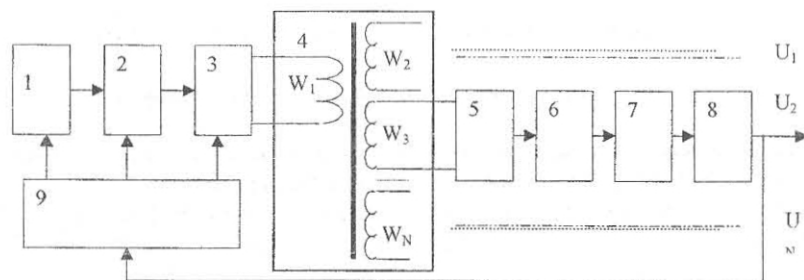


Рис 1. Обобщенная структурная схема источника питания:

1 – первичный источник питания, 2 – первичный стабилизатор, 3 – инвертор, 4 – трансформатор, 5 – выпрямитель, 6 – фильтр, 7 – выходной стабилизатор, 8 – нагрузка, 9 – устройства защиты

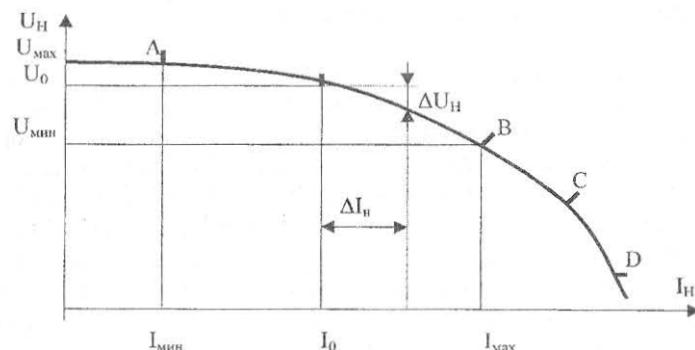


Рис. 2. Типичная внешняя характеристика источника питания

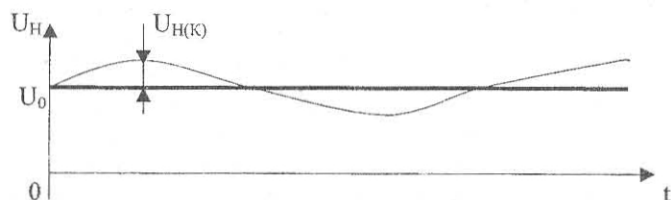


Рис. 3. Иллюстрация к определению коэффициента пульсаций

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

1. *Внешняя (нагрузочная) характеристика.* Зависимость выходного напряжения источника питания от выходного тока. Так как выходными параметрами 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 .

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

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

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 $R_B \rightarrow 0$. *Источник тока* должен поддерживать постоянным ток через нагрузку при изменении напряжения в заданных пределах. Для идеального источника тока $R_B \rightarrow \infty$. 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.

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

$$K_{п(K)} = \frac{U_{H(K)}}{U_H} \quad (2)$$

где $U_{H(k)}$ - амплитуда k -й гармоники пульсаций выходного напряжения (рис. 3). Как правило, общий коэффициент пульсаций определяется первой гармоникой.

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

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

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

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

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

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

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

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

где P_{II} - мощность потерь.

6. 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.

1.4. Основные характеристики трансформаторов

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.

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

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

В источниках питания постоянного тока трансформатор характеризуется также коэффициентом использования

$$K_{исп} = \frac{P_H}{S_T}, \quad (5)$$

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].

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

2. ПЕРВИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

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 (электромашины 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.

Электромашины 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 однократного 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. Среди отечественных были

известны гальванические элементы «Марс», «Сатурн», «Орион», «Планета», «Элемент 373». Эти батарейки имеют диапазон рабочих напряжений и токов: $1,0 \div 1,5$ В и $0,035 \div 0,05$ А соответственно. Диапазон рабочих температур $-30 \div +40$ °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 никелькадмиевые. 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 (LeClanche), 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 высокими качественными параметрами по сравнению со щелочными и цинко-угольными. Эти элементы превосходны с точки зрения стабильности выходного напряжения, которое достигает 99 % в полном диапазоне разряда (рис. 4), что позволяет не использовать стабилизатор 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 долговечностью хранения при 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 при 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 батареи вообще прекращают работать. 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 наблюдаются 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	NiMH	на литиевых ионах	на литиевых полимерах
Напряж. 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	Высокий	Средний	Высокий	Высокий	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.

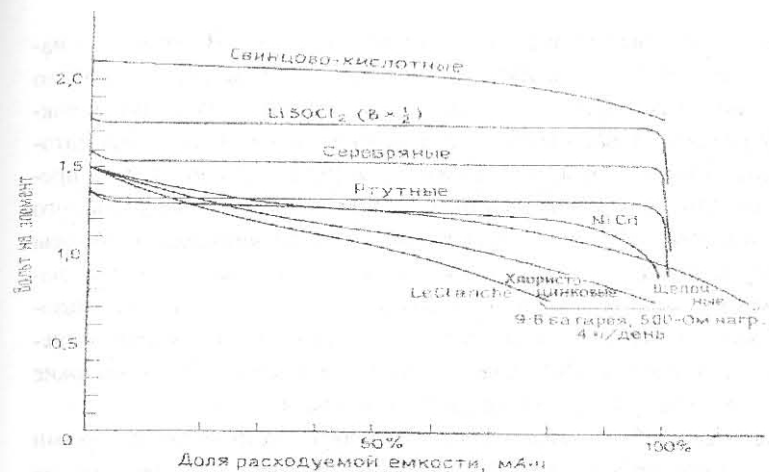


Рис. 4. Кривые разряда гальванических элементов

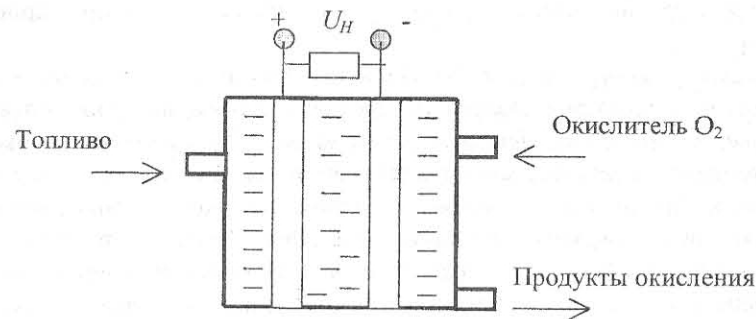


Рис. 5. Топливный элемент

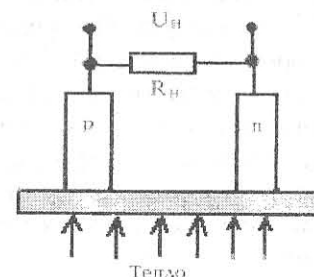


Рис. 6. Термоэлектрический генератор

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

Топливные элементы (рис. 5). Пористые электроды погружены в электролит, в который под давлением через специальные форсунки подаются топливо и окислитель. Действие основано на электрохимическом окислении топлива, то есть на реакции, аналогичной горению топлива в тепловых машинах. При окислении топлива на одном электроде накапливаются положительные, на другом - отрицательные ионы. Применяются в космической технике на борту спутников и подводных лодок. В качестве топлива применяется водород, метан; в качестве окислителя – кислород, воздух; электролит - *КОН*. В отличие от тепловых машин здесь сгорание (окисление) происходит без выделения газа и дыма (беспламенное сгорание), выделяется малое количество тепла. Энергия реакции окисления выделяется в виде электрической энергии в нагрузке без промежуточных преобразований с большим КПД, который составляет $60 \div 70 \%$. Установлены практически на всех действующих космических аппаратах, где используются как дополнительные источники электроэнергии. Созданы топливные элементы с удельной мощностью до 200 Вт/кг. Достоинства: бесшумность, отсутствие механически вращающихся частей, нечувствительность к изменению температуры, способность работать в любом положении, экономичность. Удельная мощность $P = 200$ Вт/кг.

2.3. Тепловые источники электроэнергии

Преобразуют тепловую энергию в электрическую. Бывают термоэлектрические и термоэмиссионные генераторы. *Термоэлектрические генераторы* (рис. 6) основаны на использовании эффекта Зеебека, 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 $600...700^{\circ}\text{C}$, КПД 10%. Несмотря на малый КПД, термогенераторы 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 $P = 15...20$ 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}Po . Размер ампулы, облицованной термоэлементами, $6 \times 6 \times 1,3$ см. 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 $13 \div 14 \%$ и работают при высоких температурах $1700...1900^{\circ}\text{C}$. С одного квадратного сантиметра поверхности снимается мощность до 20 Вт. Недостаток – небольшой срок службы, связанный с испарением (разрушением) высокотемпературного катода.

2.4. Солнечные батареи

Представляют собой кремниевую пластину (рис. 8), на которой сформирован р-п переход. При освещении р-п перехода в нем возникает фотоЭДС. Широко применяются для питания оборудования в космических аппаратах. Современные солнечные батареи имеют КПД $6 \div 8 \%$ и отдают в нагрузку мощность $0,6 \div 0,7$ Вт с квадратного дециметра освещаемой

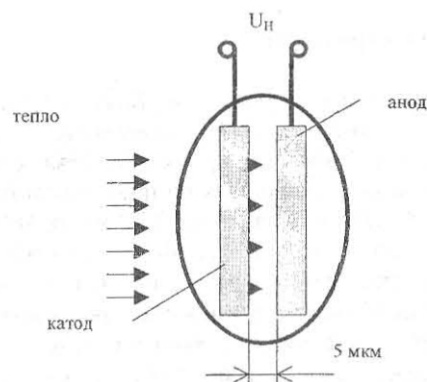


Рис. 7. Термоэмиссионный генератор

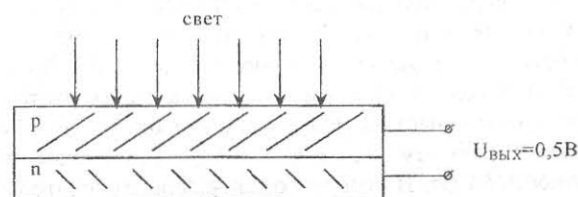


Рис. 8. Солнечная батарея

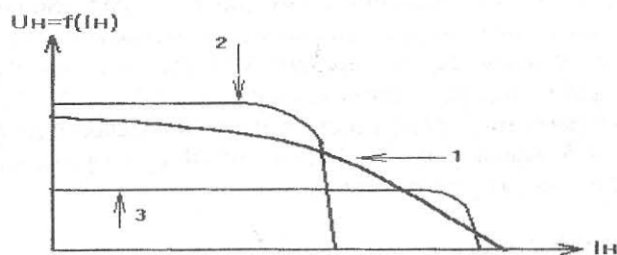


Рис. 9. Внешняя характеристика солнечной батареи при различных условиях: 1 – при нормальных условиях, 2 – при большой освещённости, 3 – при низких температурах

поверхности. Ток зависит от площади пластины. Стандартная площадь $S=1 \times 2$ см, ток при этой площади равен $0,01 \text{ mA}$. Удельная мощность $P=1,1 \div 2,2 \text{ Вт/кг}$, напряжение $0,5 \text{ В}$. Солнечные батареи создаются на основе последовательно-параллельного 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.

Таблица 2. Сравнительная таблица первичных источников питания

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

Из таблицы можно выбрать первичные источники, работающих 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 независимо 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.

3.2. 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 нуля. 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. 11. 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: средневывпрямленные значения тока и напряжения I_0 , U_0 ;

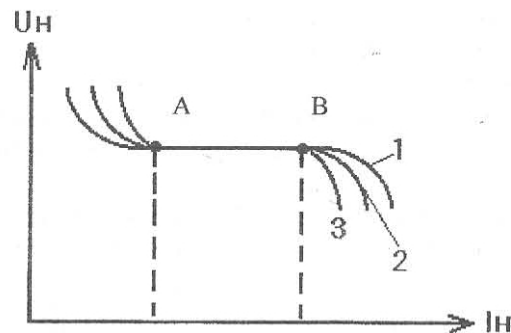


Рис. 10. Внешняя характеристика солнечной батареи, получаемая в результате использования вторичного источника: 1 – при нормальных условиях, 2 – при большой освещенности, 3 – при низких температурах

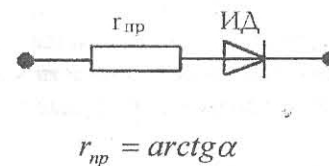
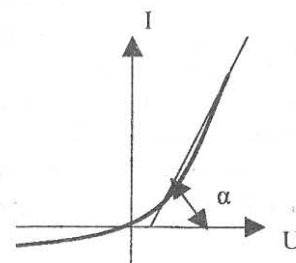


Рис. 11. Вольтамперная характеристика диода и его упрощенная эквивалентная схема

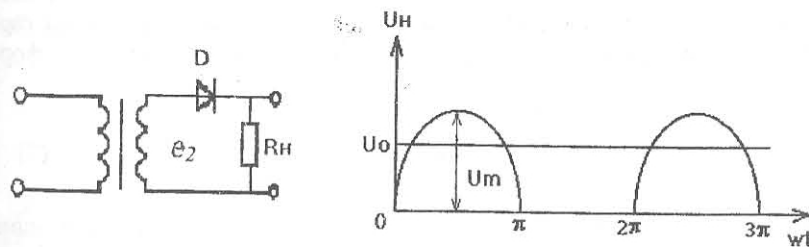


Рис. 12. Схема однофазного выпрямителя и диаграмма напряжения на активной нагрузке при идеальном трансформаторе и диоде

максимальное обратное напряжение; средняя мощность рассеяния; предельная частота работы. Рассмотрим схемы выпрямителей.

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.12. Если напряжение вторичной обмотки трансформатора имеет синусоидальный характер $e_2 = U_m \sin \omega t$, то в идеальном случае при работе на активную нагрузку средневывпрямленное напряжение определится по формуле:

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

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.

Однотактная двухфазная схема выпрямителя (схема Мицкевича) показана на рис. 13. Диаграмма напряжений токов при идеальных диодах и трансформаторе и активной нагрузке показана на рис.14. 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. Средневывпрямленное напряжение в нагрузке определяется по формуле:

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

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.

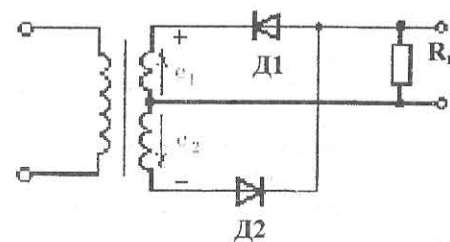


Рис.13. Схема однотактного двухфазного выпрямителя

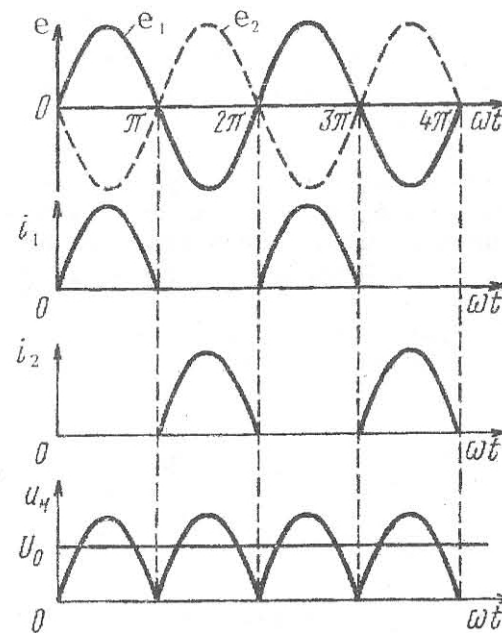


Рис. 14. Диаграммы напряжений и токов в разных точках однотактного двухфазного выпрямителя на активной нагрузке при идеальных диодах и трансформаторе

Однотактная трехфазная схема выпрямителя (схема Мицкевича) показана на рис. 15а. 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. 15б. 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:

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

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. 16). 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 $\frac{2\pi}{n}$. Выпрям-

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

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

Из формулы видно, что при увеличении числа фаз средневывпрямленное 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-, 24- фазные выпрямительные схемы.

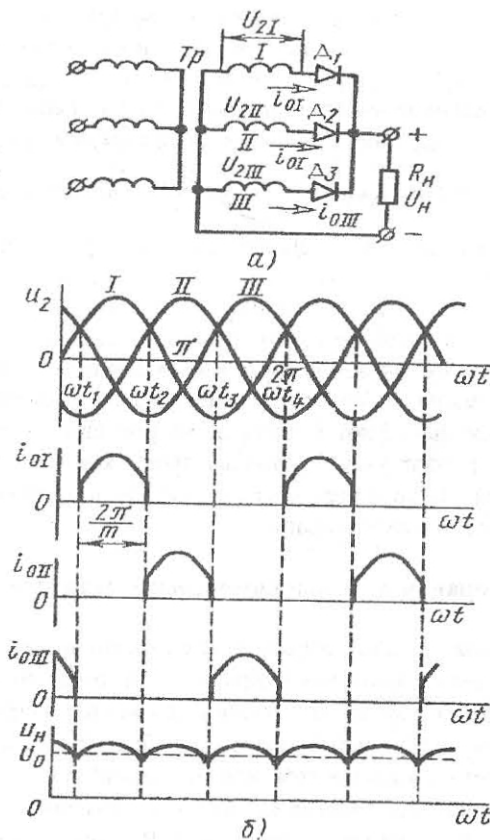


Рис. 15. Однотактный трехфазный выпрямитель с диаграммами работы на активную нагрузку при идеальных диоде и трансформаторе

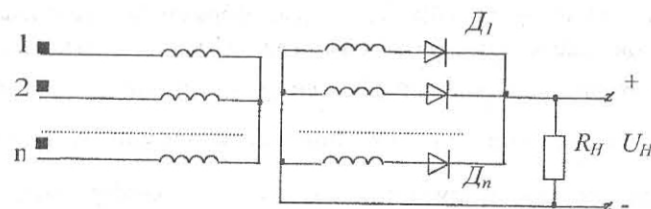


Рис. 16. Однотактная n — фазная схема выпрямления

Двухтактная однофазная схема (мостовая) (рис.17). Здесь в положительный полупериод ток идет через диоды D_1 и D_3 и сопротивление нагрузки. В отрицательный полупериод - через диоды D_2 и D_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.

Двухтактная трёхфазная схема (схема Ларионова), рис.18. Здесь в каждый момент времени работают 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 D_1 , а минимальный потенциал - во второй фазе на катоде D_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.

3.3. 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 одноконтурной однофазной схемы выпрямления, показанной на рис. 12. Эквивалентная схема замещения указанного выпрямителя для низкочастотных сигналов изображена на рис. 19 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,

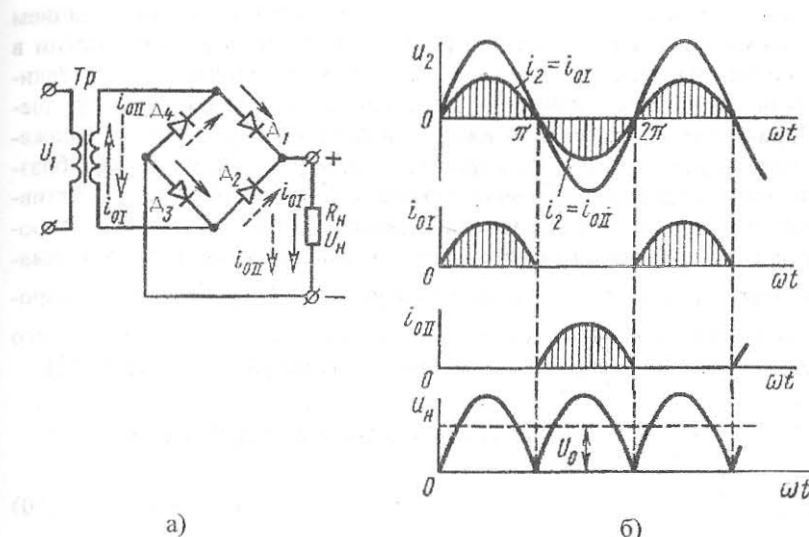


Рис. 17. Двухтактный однофазный выпрямитель с диаграммами токов и напряжений

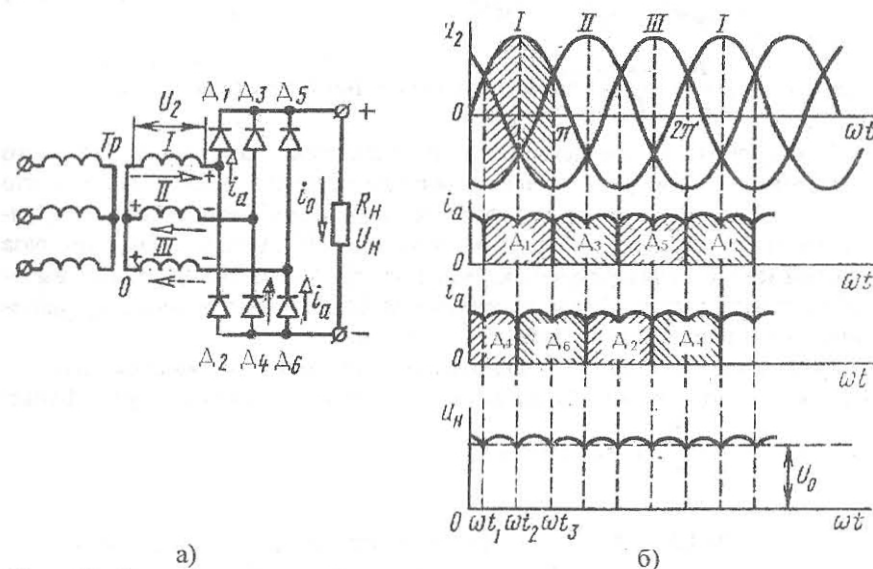


Рис. 18. Двухтактный трехфазный выпрямитель с диаграммами токов и напряжений при идеальных диодах и трансформаторе

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.19а целесообразно упростить, представив ее в виде, показанном на рис.19б, где r_2 – активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора, r_{np} – 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. 12):

$$\begin{cases} i(\omega t) = \frac{U_m}{r_2 + r_{np} + R_H} \sin \omega t = I_m \sin \omega t & \text{при } 0 < \omega t < \pi; \\ i(\omega t) = 0 & \text{при } \pi < \omega t < 2\pi. \end{cases} \quad (10)$$

Тогда средневывпрямленное напряжение определится по формуле:

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

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

Таким образом, средневывпрямленное 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 средневывпрямленное значение, что нужно учитывать при выборе элементов схемы. По вычисленному максимальному и среднему значениям токов и напряжений выбирается тип диода.

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

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

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

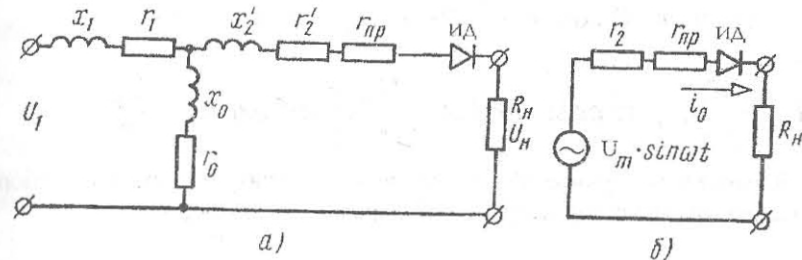


Рис. 19. Эквивалентные схемы замещения однократного однофазного выпрямителя, показанного на рис. 12

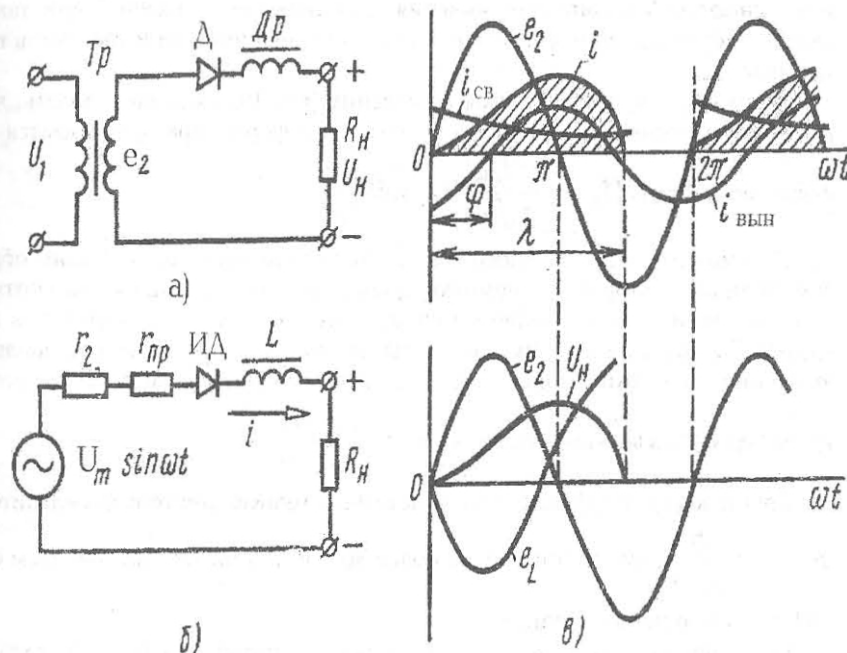


Рис. 20. Схемы и диаграммы работы однократного однофазного выпрямителя с индуктивной нагрузкой

В нашем случае $x = \omega t$ $f(x) = U_m \sin \omega t$; $a_0 = 0$. Для амплитуды первой гармоники пульсаций можно записать:

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

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

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

$$K_{\Pi(1)} = \frac{U_m}{2} \frac{\pi}{U_m} = \frac{\pi}{2} = 157\%.$$

Большая величина пульсаций является большим недостатком одноконтной 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.19а) можно доказать, что расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора определяется по

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

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

$$\text{трансформатора можно получить: } S_T = 3,09 \frac{P_0}{\eta}.$$

Согласно (5) коэффициент использования трансформатора определится:

$$K_{\text{исп}} = \frac{\eta}{3,09}, \text{ что составляет не более 30\% и не является показателем его}$$

эффективного использования.

Аналогичным образом можно провести анализ n - фазной схемы. В этом случае эквивалентная схема, изображенная на рис. 19 б, будет справедлива для каждой фазы в отдельности, которая будет действо-

вать в течение времени $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{n}$. Вычисления позволяют

получить следующие выражения для средневых выпрямленного тока. Амплитуды и коэффициента пульсаций n - фазного выпрямителя:

$$U_0 = \frac{n U_m \eta}{\pi} \sin \frac{\pi}{n}, \quad U_{m(k)} = \frac{2}{n^2 k^2 - 1} U_0, \quad K_{\Pi(k)} = \frac{2}{n^2 k^2 - 1}, \quad (12)$$

где k – номер гармоники пульсаций. Формулы справедливы при $n \geq 2$.

С ростом числа фаз коэффициент пульсаций уменьшается, средневых выпрямленное 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.

3.4. 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 $\omega L \gg R_H$. Известно, что индуктивные элементы цепи вызывают отставание во времени изменения тока от изменения напряжения. В однофазной одноконтной схеме с индуктивным фильтром (рис.20а) процесс нарастания и убывания тока заканчивается в пределах одного периода. Анализ будем проводить по упрощенной эквивалентной схеме, показанной на рис. 20б. После включения форма кривой тока будет несинусоидальна, так как кроме ЭДС e_2 в цепи действует ЭДС индук-

тивной катушки: $e_L = -L \frac{di}{dt}$, которая при увеличении тока отрицатель-

на, 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:

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

где $R = r_2 + r_{np} + R_H$.

Решение уравнения (13) состоит из вынужденной и свободной состав-

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

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

Графики напряжений и токов имеют вид, показанный на рис. 20в. Из выражения (14) можно найти время прохождения тока через диод λ и определить, от каких параметров оно зависит. При $\omega t = \lambda$ имеем:

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

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. 21. Постоянная составляющая определяется:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda (e_2 + e_L) d\omega t = \frac{U_m}{2\pi} (1 - \cos \lambda). \quad (17)$$

При $\omega T \rightarrow \infty, \lambda \rightarrow 2\pi$. Зависимость средневывпрямленного напряжения от параметров схемы имеет вид, показанный на рис. 22. 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.

В многофазных выпрямителях (см. рис. 16) с индуктивной нагрузкой переключение тока с одного диода на другой не может происходить мгновенно. Это объясняется наличием индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, которая при резком изменении тока создает ЭДС самоиндукции, которая препятствует этому изменению. В результате ток нагрузки в течение некоторого времени одновременно проходит по двум диодам, включенным в разные фазы выпрямителя. Явление одновременного прохождения тока через два диода называется *перекрытием токов фаз*, а фазовый угол, соответствующий времени их совместной работы на общую нагрузку — *углом перекрытия фаз* γ (рис. 23). На рис. 23 приведена диаграмма токов в фазах для случая бесконечно большой индуктивности дросселя. Можно показать, что угол перекрытия токов фаз тем больше, чем больше ток нагрузки и индуктивное сопротивление обмоток трансформатора. Перекрытие фаз является нежелательным явлением, так как оно уменьшает средневывпрямленное напряжение и увеличивает коэффициент пульсаций, который для каждой k -й гармоники определяется по формуле:

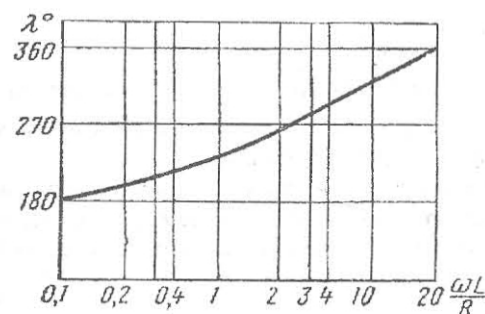


Рис. 21. График зависимости времени пропускания диода от параметров электрической схемы

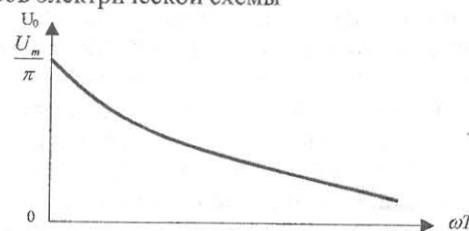


Рис. 22. Зависимость выпрямленного напряжения однофазного выпрямителя с индуктивной нагрузкой от параметров схемы

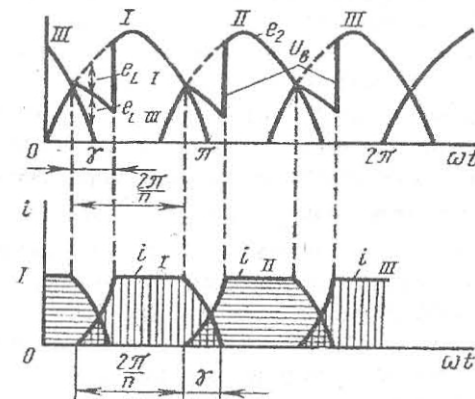


Рис. 23. Перекрытие фаз в многофазных выпрямителях с индуктивной нагрузкой

$$K_{II(k)} = \frac{2}{k^2 n^2 - 1} f(\gamma),$$

где $f(\gamma) = \sqrt{1 + \sin \gamma (k^2 n^2 \sin \gamma + 2kn \sin kn\gamma) + \cos \gamma (\cos \gamma + 2 \cos kn\gamma)}$. (18)

Функция (18) всегда больше единицы, это свидетельствует о том, что перекрытие фаз увеличивает коэффициент пульсаций.

По результатам анализа выпрямителей с индуктивной нагрузкой можно сделать следующий вывод: индуктивные сглаживающие фильтры целесообразно применять при больших токах и малом активном сопротивлении нагрузки.

3.5. 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 рисунком 24, где изображена однократная 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 меньше напряжения на конденсаторе, анод диода приобретает более низкий потенциал, чем катод, и диод запирается, то есть прекращает 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_{CP} через конденсатор противоположно зарядному току i_{C3} , но на сопротивлении нагрузки эти токи совпадают по направлению. Если сопротивление нагрузки большое, то есть постоянная времени разряда $\tau_p = CR_H$ достаточно велика, то конденсатор не успевает полностью разрядиться к моменту времени t_3 , начиная с которого процесс повторяется. Таким образом пульсации сглаживаются и средневыврявленное 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 .

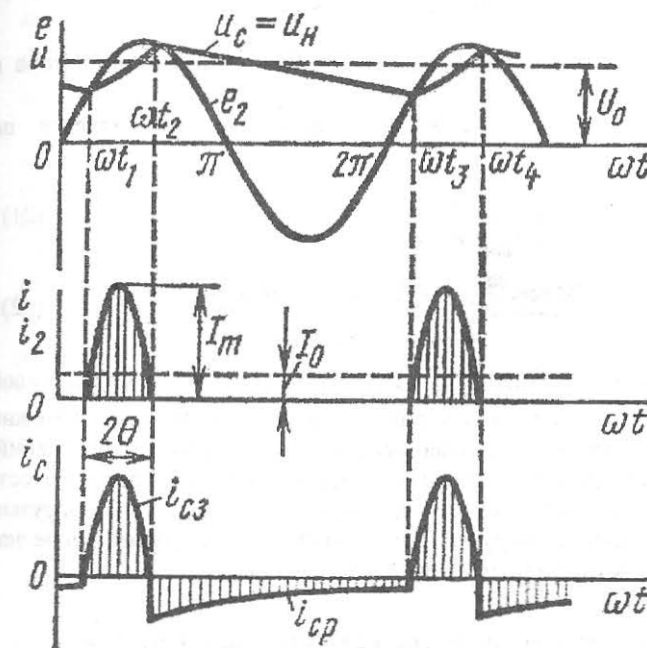
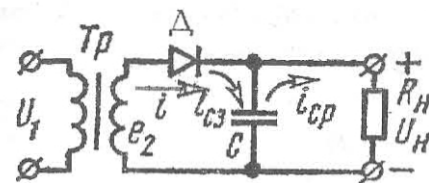


Рис. 24. Однократный однофазный выпрямитель с емкостной нагрузкой и диаграммой напряжений и токов

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 средневывпрямленного напряжения n – фазного выпрямителя можно записать:

$U_0 \approx U_m \cos \theta$. Внешняя характеристика, связывающая выпрямленные напряжение и ток в нагрузке, определяется формулой:

$$U_0 = f(I_0) = \frac{\pi(r_2 + r_{np})I_0}{nA(\theta)}, \quad (19)$$

где
$$A(\theta) = \frac{\cos(\theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} = \frac{\pi(r_2 + r_{np})}{nR_H}, \quad (20)$$

r_2, r_{np} – активные сопротивления вторичной обмотки трансформатора и прямое сопротивление диода.

Коэффициент пульсаций по первой гармонике определяется по формуле:

$$K_{п(1)} = \frac{H(\theta)}{(r_2 + r_{np})\omega C}, \quad (21)$$

где
$$H(\theta) = \frac{2(\cos \theta \sin n\theta - n \cos n\theta \sin \theta)}{\pi(n^2 - 1) \cos \theta}. \quad (22)$$

Графики функций $A(\theta)$ и $H(\theta)$ для различных видов выпрямителей приводятся в электротехнических справочниках. Из формулы (21) можно найти значение емкости, обеспечивающее допустимый уровень пульсаций. По результатам анализа можно сделать вывод, что выпрямитель с емкостным фильтром очень чувствителен к изменению сопротивления нагрузки. Чем выше сопротивление нагрузки, тем больше средневывпрямленное напряжение и меньше коэффициент пульсаций.

3.6. Специальные схемы выпрямления с емкостной нагрузкой

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 1 кВ), 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.25. 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. 25б). 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.

Однофазная несимметричная схема выпрямителя с умножением напряжения показана на рис. 26. 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 $2E_m$. Конденсатор C_1 заряжается до E_m . Нагрузка R_H может быть в четной или нечетной группе R_H . В первом случае напряжение увеличивается в четное число раз, во втором случае – в нечетное 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: $r_{вн} = 0.5Nr_{np} + Nr_{\partial}$.

Коэффициент пульсаций схемы:
$$K_{п} = \frac{(N+2)N}{32\pi\omega R_H C}. \quad (23)$$

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

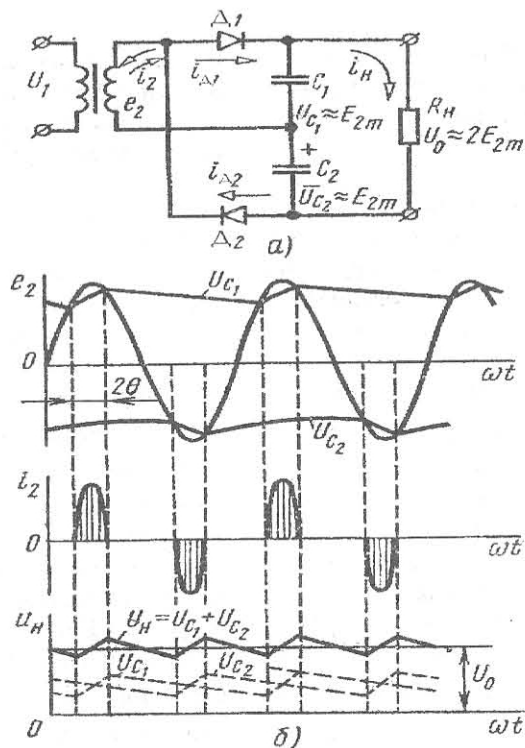


Рис.25. Однофазная симметричная трансформаторная схема выпрямителя с удвоением напряжения

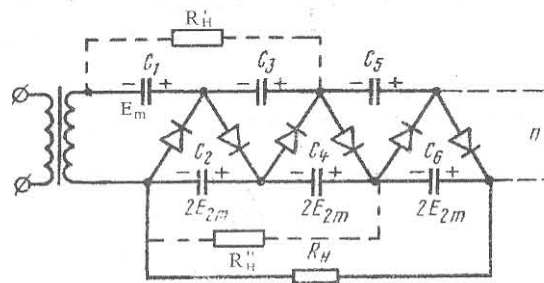


Рис.26. Однофазная несимметричная трансформаторная схема с умножением напряжения

Бестрансформаторная схема выпрямления и умножения напряжения показана на рис. 27. 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 K_0 и K_i . При положительной полуволне K_0 замыкается и K_i размыкаются. В этот момент параллельно включенные конденсаторы заряжаются до амплитудного значения входного сигнала. При отрицательной полуволне K_0 выключается и замыкаются K_i . В этот период конденсаторы включены последовательно и разряжаются на нагрузку. Если конденсаторы одинаковы, а сопротивление нагрузки большое, то напряжение в ней будет в n раз превышать амплитудное значение входного сигнала. Бывают схемы, синхронизированные от сети и от внешнего генератора, структура которых показана на рис. 28. При синхронизации от сети схема управления СУ в момент перехода входным синусоидальным сигналом нуля выдает команды на переключение ключей K_0 и K_i , которые поочередно подключают схему накопления и умножения СНУ к входному сигналу и нагрузке H . 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.29. 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 K_1 и K_2 работают поочередно. В положительную полуволну K_1 замкнут. Конденсаторы оказываются последовательно включенными к входному напряжению. Каждый из них заряжается до значения $U_H = \frac{E_m}{n}$. В отрицательную полуволну K_1

отключается, а K_2 — замкнут, конденсаторы включаются параллельно нагрузке и разряжаются на нее, создавая напряжение в n раз меньше входного. Общая структурная схема рассмотренного принципа выпрямления с делением напряжения представлена на рис. 30,

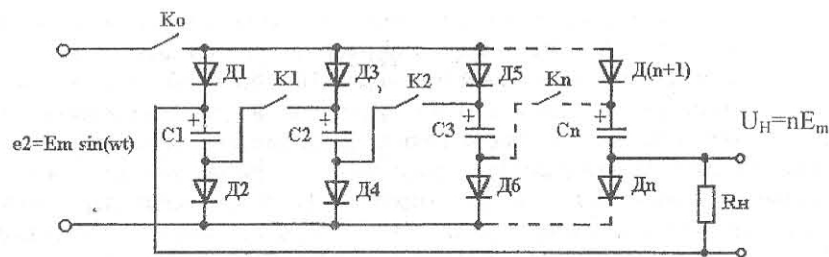


Рис. 27. Бестрансформаторная схема выпрямления с умножением напряжения

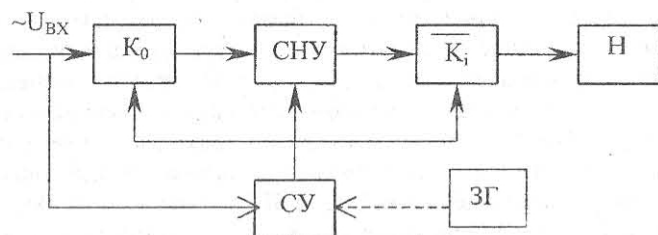


Рис. 28. Структура схемы выпрямления с умножением напряжения

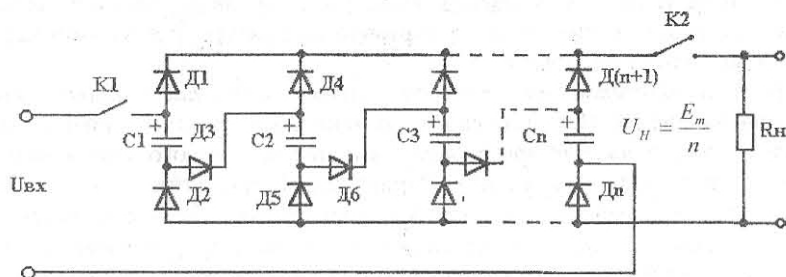


Рис. 29. Бестрансформаторная схема выпрямления с делением напряжения

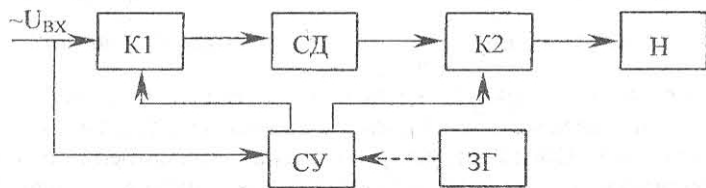


Рис. 30. Структура схемы выпрямления с делением напряжения

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.

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.

3.7. Управляемые выпрямители

Регулирование выходного напряжения возможно не только со стороны выходного, 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 нагрузку.
- Этот метод является наиболее экономичным. Он реализуется с помощью управляемых выпрямителей.

Управляемый 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 рисунком 31. Пусть нагрузка подключена к генератору через управляемый ключ. Функцию управления осуществляет сигнал U_{γ} . 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:

$$U_H = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} E_m \sin \omega t d\omega t = \frac{E_m}{\pi} \cos \alpha \quad (24)$$

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

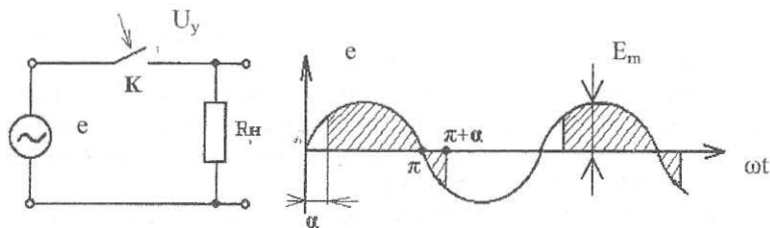


Рис. 31. Иллюстрация к принципу работы управляемых выпрямителей

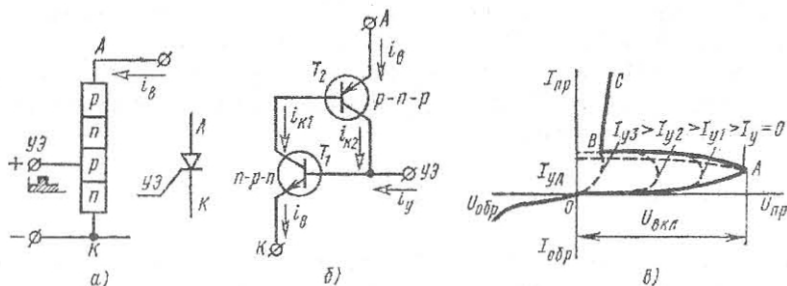


Рис. 32. Схема и вольтамперная характеристика тиристора

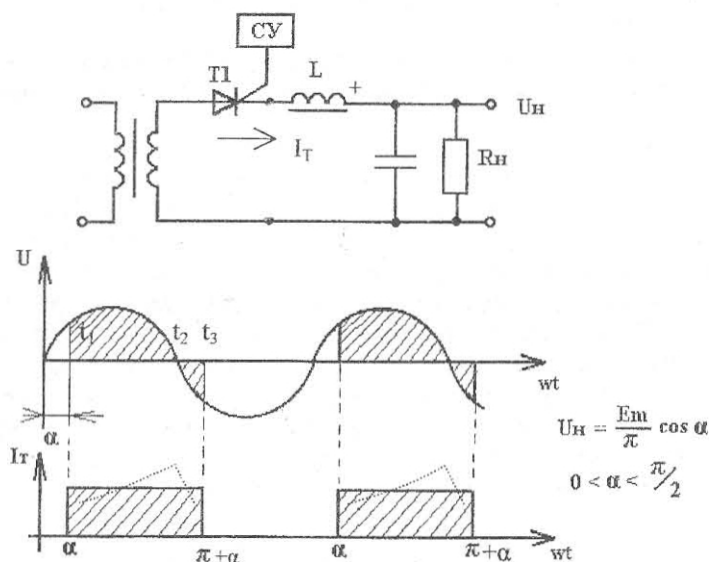


Рис. 33. Простейшая схема управляемого выпрямителя с диаграммами работы: СУ — схема управления

В качестве управляемого ключа наиболее часто применяется тиристор — это четырехслойный полупроводниковый прибор (рис.32а), который обладает двумя устойчивыми состояниями: с низкой и высокой проводимостями (рис.32в). На рисунке буквами А, К и УЭ обозначены анод, катод и управляемый электрод прибора. Обычно к тиристорному прибору приложено напряжение, которое меньше напряжения включения (точка А на рис.32в). Переключение тиристора из закрытого состояния 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 запираания тиристора необходимо понижение анодного напряжения до величины, меньшей удерживающего значения. Это нужно учитывать при использовании. Тиристор — инерционный прибор, время включения $0,05 \div 12,0$ мкс, время выключения $2,5 \div 100$ 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 осуществлять гальваническую развязку высоковольтных силовых и низковольтных управляющих цепей.

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. 33. 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 (24), из которой следует, что при изменении $0 < \alpha < \pi/2$ средневывпрямленное 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).

Для улучшения параметров схемы, в частности для уменьшения пульсаций и сглаживания регулировочной характеристики, применяются схемы с обратным диодом (рис. 34). 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 . Средневывпрямленное напряжение определяется по формуле:

$$U_H = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_m \sin \omega t d\omega t = \frac{E_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (25)$$

при $0 < \alpha < \pi$, $E_m/\pi < U_H < 0$. В отличие от схемы без обратного диода, регулировочная характеристика становится более плавной, пульсации уменьшаются, поэтому на практике, как правило, применяют схемы с обратным диодом.

Мостовые и многофазные схемы управляемых выпрямителей показаны на рис. 35. В n - фазных схемах управления тиристор должен стоять в каждой фазе. В двухтактных n -фазных достаточно использовать половину тиристоров из всех возможных выпрямительных элементов, то есть использовать тиристоры только в анодной или только в катодной группах. Значительно реже применяются схемы с тиристором в диагонали моста. Коэффициент пульсаций для многофазных выпрямителей определяется по формуле:

$$K_{II(k)} = \frac{2}{k^2 n^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}, \quad (26)$$

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

Сравнение выражений (26) и (12) показывает, что коэффициент пульсаций в управляемом выпрямителе больше, чем в неуправляемом, на величину квадратного корня. Это определяется углом запаздывания, связанным с процессом регулирования.

Для уменьшения коэффициента пульсаций применяют схему с вольтодобавкой (рис.36). 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 $W_2' + W_2''$. Однако диапазон регулирования выходного напряжения становится меньше, чем в схемах, показанных на рисунках 34, 35.

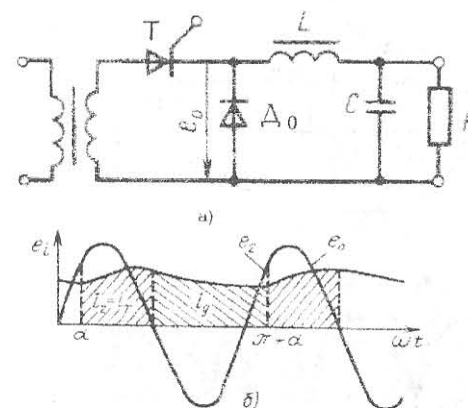


Рис. 34. Схема управляемого выпрямителя с обратным диодом

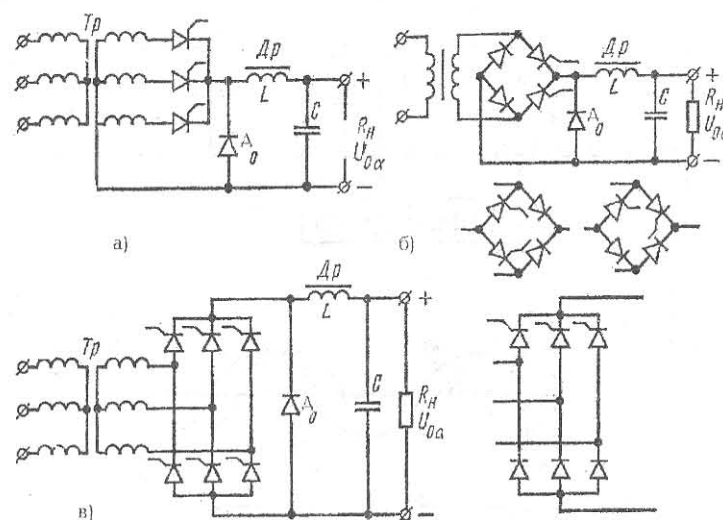


Рис. 35. Мостовые и многофазные схемы управляемых выпрямителей

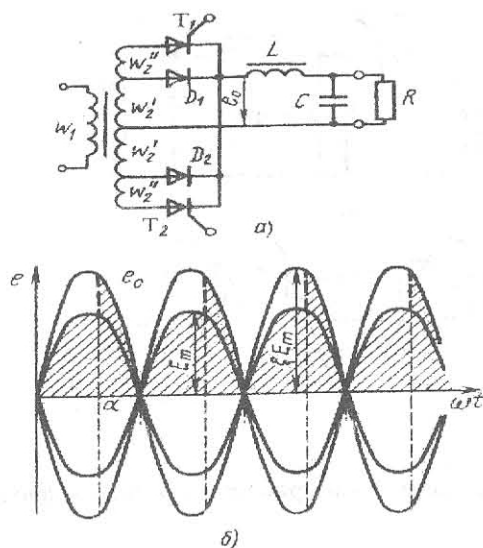


Рис.36. Схема управляемого выпрямителя с вольтодобавкой

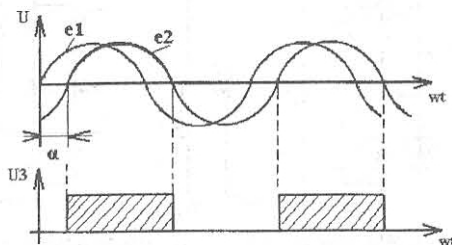
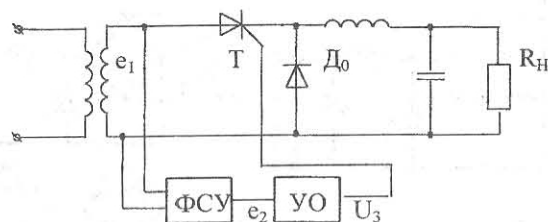


Рис. 37. Схема построения простейшего устройства управления тиристором

До момента включения тиристора в одной из фаз схема работает как обычный неуправляемый выпрямитель (рис.36б) 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, ограниченном разностью амплитуд обмоток трансформатора.

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 проиллюстрирован на рис.37. Здесь напряжение вторичной обмотки трансформатора e_1 сдвигается по фазе фазосдвигающим устройством ФСУ (e_2), которое, усиливаясь усилителем-ограничителем УО, преобразовывается в прямоугольный импульс управления тиристором U_3 . При желании этот импульс может быть проинтегрирован и превращен тем самым в короткий положительный или отрицательный управляющий импульс в зависимости от типа используемого тиристора. Простейшее фазосдвигающее устройство показано на рис. 38а. Угол регулирования определяется параметрами схемы по формуле:

$$\alpha = -\arctg \omega RC, \quad 0 < \alpha < \pi/2. \quad (27)$$

Простейшая схема усилителя-ограничителя показана на рис. 38б. 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 на динисторе показана на рис. 39. Динистор — это двух-электродный тиристор с фиксированным напряжением переключения. Регулирование угла включения α тиристоров осуществляется формирующей фазоимпульсной цепочкой, подключенной к трем фазам через разделительные диоды D_1 . Выпрямленное трехфазное напряжение подается на стабилитрон КС, который вместе с резистором R_1 ограничивает подаваемую синусоиду.

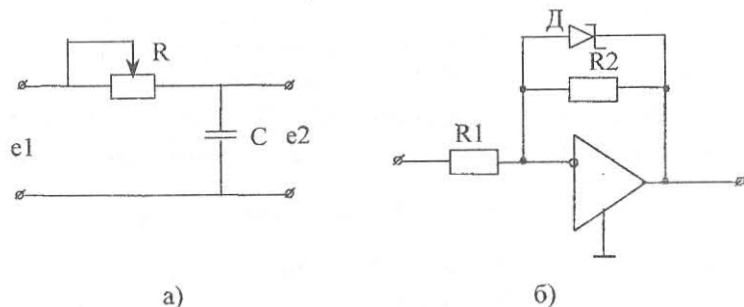


Рис. 38. Простейшие схемы фазосдвигающего устройства (а) и усилителя ограничителя (б)

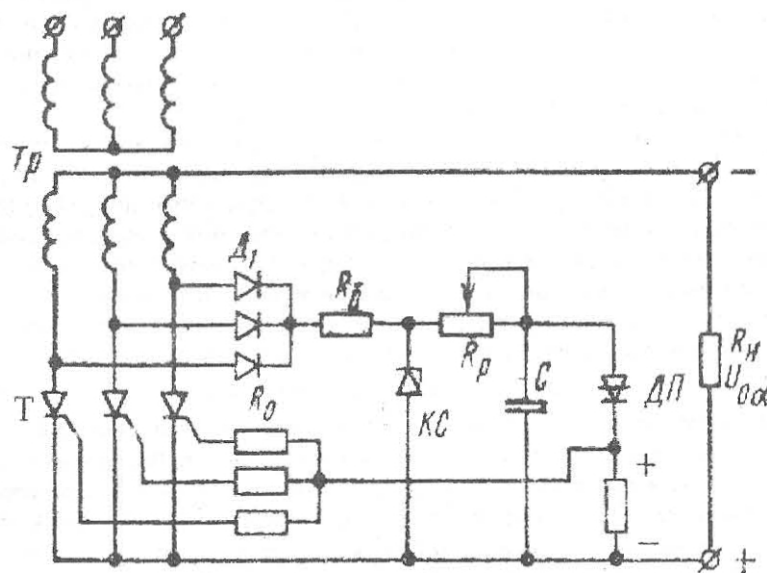


Рис. 39. Трехфазный однопulse управляемый выпрямитель

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 напряжения. Так последовательно со сдвигом 120 градусов отпираются последовательно все тиристоры. Регулировать угол включения тиристоров можно путем изменения постоянной времени цепи заряда конденсатора с помощью переменного резистора R_p .

3.8. 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.

3.9. 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:

$$K_{сгл(k)} = \frac{K_{Пвх(k)}}{K_{Пвых(k)}} = \frac{U_{m.вх(k)} U_{0ввых}}{U_{0вх} U_{m.вых}} = \lambda \frac{U_{m.вх(k)}}{U_{m.вых(k)}}, \quad (28)$$

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, высокая надёжность, минимальные габариты и вес. Фильтр не должен вносить искажения в работу потребителя, его влияние на первичный источник питания должно быть минимальным.

Классификация фильтров. Фильтры бывают пассивные (реактивные), построенные на реактивных элементах, и активные (электронные). В свою очередь, пассивные сглаживающие фильтры (рис. 40) 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 *компенсационные* (к).

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.40з). Либо параллельно нагрузке включают элемент (группу элементов), обладающих большим сопротивлением для постоянного и малым сопротивлением для переменного токов, например конденсатор или последовательный резонансный контур (рис.40и). Любой пассивный фильтр может быть представлен в виде четырехполосника (рис. 41), состоящего из сопротивлений Z_1 , Z_2 , ко входу которого приложено постоянное напряжение $U_{0вх}$ и напряжение пульсаций $U_{Пвх}$. Напряжение пульсаций на выходе определится:

$$U_{П.ВЫХ} = \frac{U_{П.ВХ} Z_2}{Z_1 + Z_2}; \quad Z_2 = \frac{R_H Z_2}{Z_2 + R_H}.$$

$$\text{Коэффициент сглаживания: } K_{СГЛ} = \frac{U_{П.ВХ}}{U_{П.ВЫХ}} = \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) \lambda. \quad (29)$$

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

$$K_{СГЛ}(k) = \frac{\sqrt{(r_{оп} + R_H)^2 + (k\omega L)^2}}{r_{оп} + R_H}. \quad (30)$$

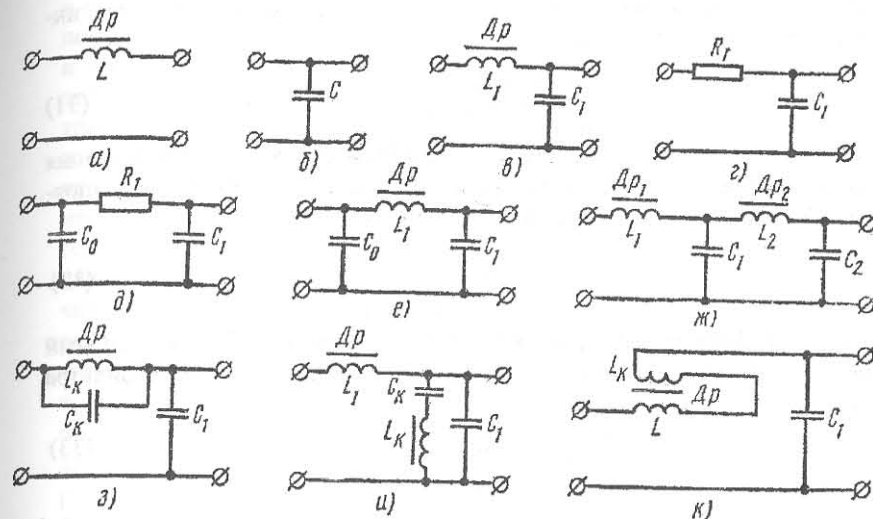


Рис. 40. Принципиальные схемы пассивных фильтров

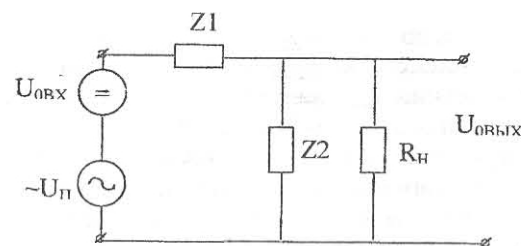


Рис. 41. Эквивалентная схема фильтра

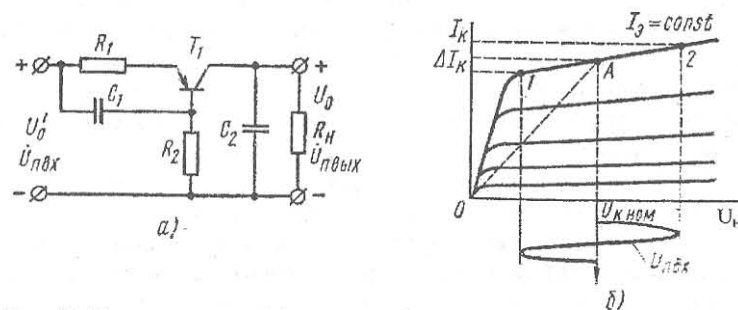


Рис.42. Транзисторный фильтр с общей базой

При заданном коэффициенте сглаживания достаточная величина индуктивности дросселя определится:

$$L \geq \frac{R_H + r_{\partial p}}{k\omega} \sqrt{K_{\text{СГЛ}(k)}^2 - 1}. \quad (31)$$

Для простого емкостного фильтра (рис.40б) коэффициент сглаживания пульсаций определится как отношение коэффициентов пульсаций выпрямителей с емкостной и активной нагрузкой, формулы (12),(21):

$$K_{\text{СГЛ}} = \frac{2r_{\text{пр}}C}{(n^2 - 1)H(\theta)}. \quad (32)$$

Емкостный фильтр выгодно применять при малых, а индуктивный фильтр - при больших токах нагрузки. Для однозвенного LC-фильтра (рис.40в) можно получить:

$$K_{\text{СГЛ}(k)} = n^2 k^2 \omega^2 LC - 1. \quad (33)$$

Для однозвенного RC-фильтра (рис.40г):

$$K_{\text{СГЛ}(k)} = \frac{nk\omega RC \cdot R_H}{R + R_H}. \quad (34)$$

Многозвенные сглаживающие фильтры (рис. 40г,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. 40з,и) обеспечивают хорошие сглаживающие свойства для одной гармоника 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, устраняет возможность насыщения сердечника.

Достоинством пассивных (реактивных) фильтров является простота. Недостатки реактивных фильтров: 1) большие габариты и вес; 2) возникновение в момент включения мощного переходного процесса, 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 общим коллектором. Схема транзисторного фильтра с общей базой приведена на рис. 42. Здесь режим работы транзистора с помощью резисторов R_1 и R_2 подобран таким, чтобы транзистор по постоянному току был полностью открыт, доведён до насыщения (рис.42б). Рабочая точка под воздействием пульсаций входного напряжения будет перемещаться по пологому участку коллекторной характеристики. Коллекторный ток транзистора будет изменяться незначительно, а пульсации выходного напряжения будут 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. 43. 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.44). Схема фильтра с отрицательной обратной связью по напряжению показана на рис. 45. 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 вольт-амперной характеристики. Нужно также учитывать температурную зависимость электронных фильтров и значительные перегрузки в переходных режимах.

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.

3.10. 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

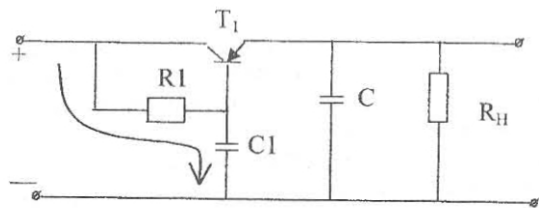


Рис. 43. Транзисторный фильтр с общим коллектором

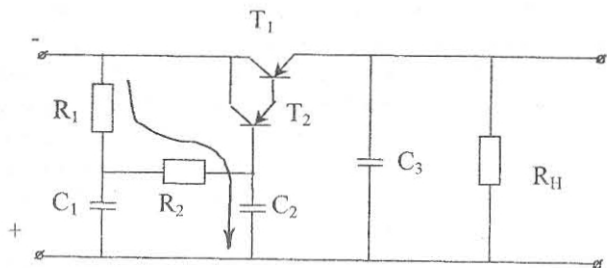


Рис. 44. Каскадный электронный фильтр

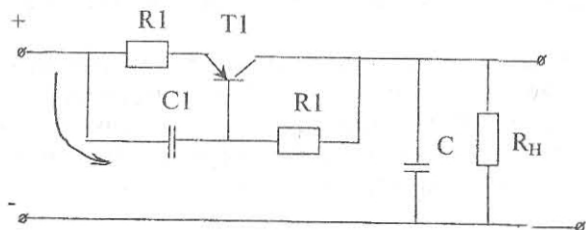


Рис. 45. Схема фильтра с отрицательной обратной связью по напряжению

элементов стабилизатора, при котором напряжение или ток в нагрузке поддерживаются постоянными с заданной точностью. Современная радиоаппаратура предъявляет жесткие требования к постоянству питающих напряжений. Например, радиовещательные и связные радиостанции допускают нестабильность питающего напряжения $2 \div 3 \%$, кинескопы $0,5 \div 1\%$. Чем чувствительнее прибор и точнее измерительное устройство, тем выше должна быть стабильность источника питания. Например, для электронного микроскопа нестабильность питающего напряжения не превышает $0,001 \div 0,005 \%$.

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, в которых регулирующие элементы управляются импульсным сигналом, но выходное напряжение постоянно;
- д) комбинированные, сочетающие в себе параметрические и компенсационные виды стабилизаторов.
5. По коэффициенту нестабильности:
 - а) низкой точности $\delta = 2 \dots 5\%$;
 - б) средней точности $\delta = 0,5 \dots 2,0\%$;
 - в) высокой точности $\delta = 0,1 \dots 0,5\%$;
 - 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:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta U_H / U_H} = \frac{\Delta U_{BX} U_H}{U_{BX} \Delta U_H}, \quad (35)$$

где $\Delta U_{BX}, \Delta U_H$ - изменения напряжений на входе и выходе стабилизатора. По смыслу формула (35) определяет отношение относительных изменений напряжений на входе и выходе стабилизатора.

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

$$\delta = \frac{\Delta U_H}{U_H} \quad (36)$$

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

$$\delta_T = \frac{\Delta U_H}{\Delta T} \quad (37)$$

ΔT - диапазон изменения температуры окружающей среды.

Следует помнить, что любой стабилизатор является одновременно и фильтром и также характеризуется коэффициентом пульсаций, определяемым как отношение коэффициентов пульсаций на входе и выходе по формуле (28).

3.11. Параметрические стабилизаторы

Строятся на неуправляемых элементах, в которых протекающий ток является нелинейной функцией напряжения. Как правило, главным параметрическим элементом является стабилитрон - это полупроводниковый прибор (диод), имеющий характеристику, показанную на рис. 46. 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_{CT} , и соответствует режиму обратимого электрического пробоя. Главной особенностью стабилитрона является то, что дифференциальное сопротивление на рабочем участке много меньше статического сопротивления и составляет $r_d = 5 \dots 300$ 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.

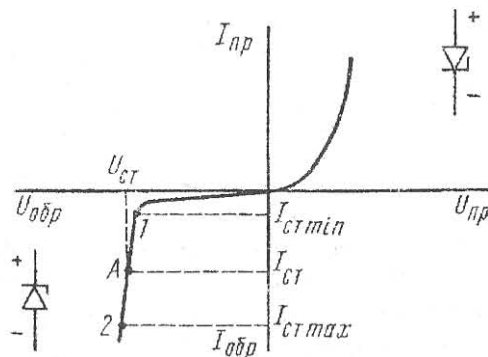


Рис.46. Вольтамперная характеристика стабилитрона

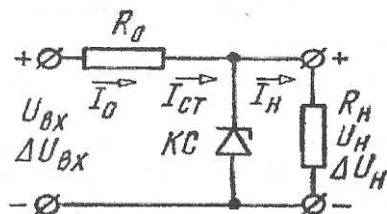


Рис.47. Схема простейшего параметрического стабилизатора

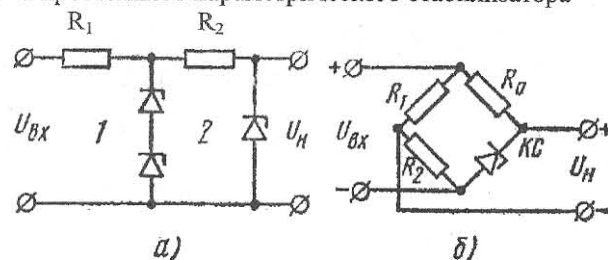


Рис.48.Схемы каскадного и мостового параметрических стабилизаторов

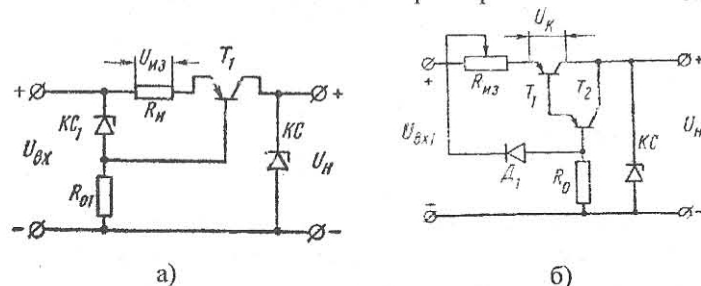


Рис. 49. Практические схемы параметрических стабилизаторов

Стабилитрон практически безынерционный прибор. Для частот до 1 МГц его емкость составляет 1÷7 пФ. У стабилитрона различают дифференциальное сопротивление на рабочем участке $r_d = \frac{\Delta U}{\Delta I}$ и статическое

сопротивление (рис.46). $R_{CT} = \frac{U_A}{I_A}$, причем $r_d \ll R_{CT}$. Это свойство

лежит в основе работы простейшего параметрического стабилизатора, показанного на рис. 47. Для работы стабилизатора необходимо, чтобы $R_H \gg r_d$ и $R_0 > r_d$. 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 $R_H \gg r_d$. 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:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX}}{U_{BX}} \frac{U_H}{\Delta U_H} = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta U_H} \lambda, \quad (38)$$

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

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

Таким образом, $K_{CT} = \lambda \left(1 + \frac{R_0}{r_d} \right).$ (39)

Для увеличения коэффициента стабилизации необходимо уменьшать внутреннее сопротивление диода и увеличивать 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:

$$R_0 = \frac{U_{BX} - U_H}{I_{CT} + I_H} = \frac{U_{BX} - U_H}{I_{CT} + U_H / R_H}, \quad (40)$$

где I_{CT} - номинальный ток стабилитрона конкретного типа, выбранного по справочнику по заданному напряжению в нагрузке (соответствует точке А на рис. 46.). Коэффициент стабилизации простейшей схемы невелик. Другие практические схемы параметрических стабилизаторов, обладающие более высоким коэффициентом стабилизации, показаны на рис. 48. Существенно увеличить коэффициент стабилизации можно путем каскадного включения простейших параметрических стабилизаторов (рис. 48а). 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 второго каскада, так как часть подаваемого на его вход напряжения падает на R_2 .

Обычно ограничиваются двумя каскадами, так как с увеличением числа каскадов падает КПД и нужно увеличивать входное напряжение, чтобы получить требуемое выходное. Большой коэффициент стабилизации дает схема, показанная на рис.48б. Она сочетает в себе нелинейные характеристики моста и стабилитрона. В ней изменения напряжений на входе и выходе связаны соотношением:

$$\Delta U_H = \Delta U_{BX} \left(\frac{r_d}{r_d + R_0} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (41)$$

Подбором сопротивлений можно сделать выражение в скобках равным нулю, то есть $K_{CT} = \infty$. Недостаток схемы – низкий КПД, большая чувствительность к факторам неустойчивости, 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. 49 таким элементом являются транзисторы, используемые на пологих участках

вольтамперной характеристики. Существует много других схем параметрических стабилизаторов, которые можно найти в [4, 5, 10].

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

3.12. 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.50) и параллельным (рис.51) 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 РЕ таким образом, чтобы устранить рассогласование. Регулирование (стабилизация) выходного напряжения в схеме на рис.50 осуществляется за счет изменения падения напряжения (сопротивления) на РЕ, а в схеме на рис.51 - 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, которое непрерывно сравнивается с эталонным.

Можно показать, что коэффициент стабилизации определяется по формуле:

$$K_{CT} \approx K_Y \frac{U_{BX}}{U_0}, \quad (42)$$

где K_Y - коэффициент усиления замкнутого контура регулирования, основными элементами которого являются усилитель и сравнивающее устройство, U_0 - опорное (эталонное) выходное напряжение. Из формулы (42) следует, что для повышения коэффициента стабилизации нужно увеличивать коэффициент усиления усилителя, а также увеличивать входное и уменьшать опорное напряжения.

Принципиальная схема простейшего компенсационного стабилизатора показана на рис. 52. Эта схема содержит все узлы структурной схемы, изображенной на рис. 50. Здесь регулирующим элементом является транзистор T_1 . Усилитель - на транзисторе T_2 с резисторами R_1 R_{II} . Резистор R_1 обеспечивает также активный режим транзистору T_1 .

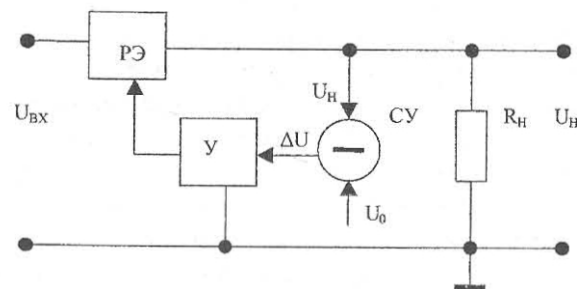


Рис. 50. Структурная схема компенсационного стабилизатора с последовательным включением регулирующего элемента

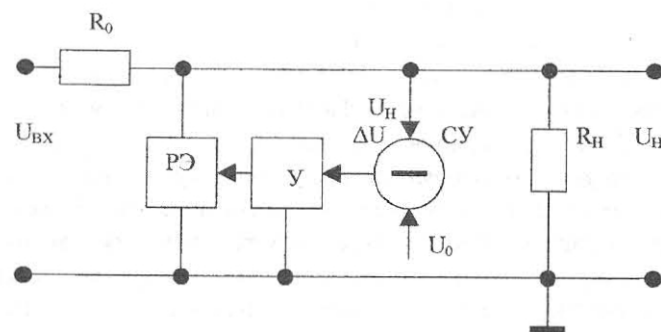


Рис. 51. Структурная схема компенсационного стабилизатора с параллельным включением регулирующего элемента

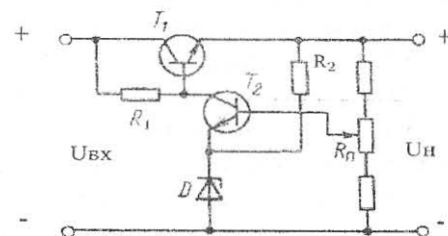


Рис 52. Простейшая схема компенсационного стаоилизатора

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_2 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. 53. Исходными данными для расчёта являются внешняя характеристика источника входного напряжения, нестабильность которого удобно задать двумя нагрузочными характеристиками, минимальному и максимальному входным сигналам (рис. 54а). Учитывая, что $U_{ex} = U_n + U_{кэ}$, а ток коллектора примерно равен току нагрузки $I_k \approx I_n$, отложим от начала координат U_n и наложим характеристики выбранного транзистора на внешние характеристики входного источника питания (рис. 54б). 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 $U_{ex\ min}$, $U_{ex\ max}$, $I_n\ min$, $I_n\ max$ можно выбрать режим работы транзистора, то есть диапазоны изменения токов и напряжений транзистора, при которых будет обеспечено напряжение в нагрузке $U_n = const$. При этом необходимо следить, чтобы рабочая точка не выходила за область допустимой мощности рассеяния.

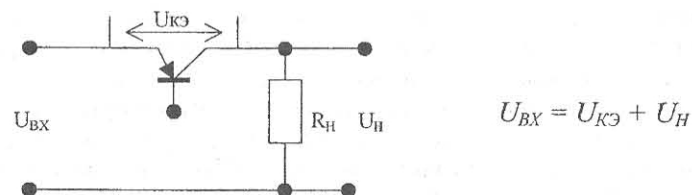


Рис. 53. Эквивалентная схема непрерывного стабилизатора

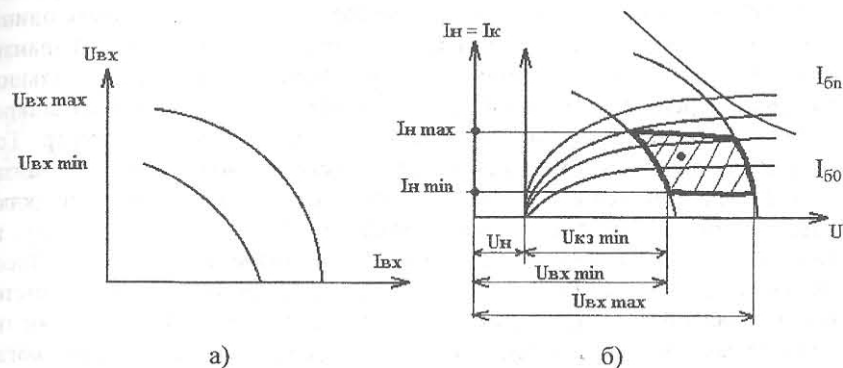


Рис. 54. К расчету режима работы регулирующего транзистора

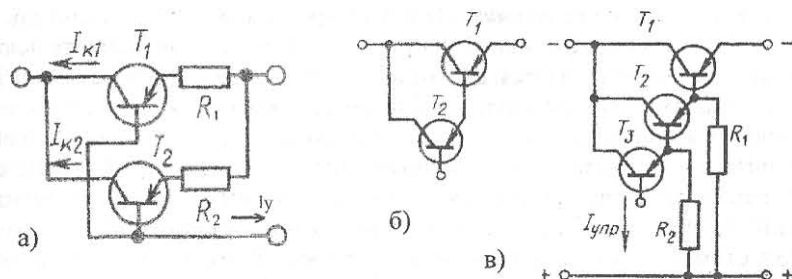


Рис. 55. Варианты построения регулирующих элементов

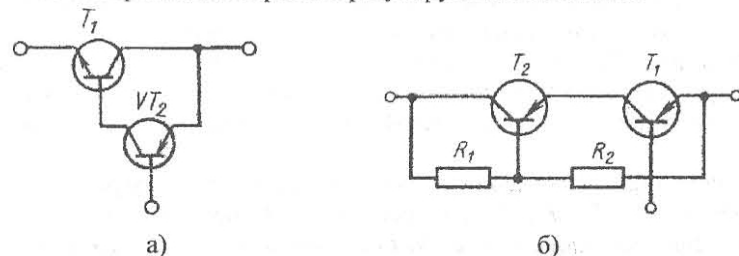


Рис. 56. Варианты построения регулирующих элементов

Приведенная на рис.52 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. 55а). 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.55б). 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 строчный составной транзистор (рис.55в). Здесь включены резисторы R_1 , R_2 , позволяющие согласовывать токи транзисторов. Составной транзистор можно сделать из транзисторов с разными типами проводимости (рис.56а). В высоковольтных стабилизаторах, когда разница напряжений между входом и выходом большая, применяют схему, показанную на рис. 56б.

Усилители и цепи сравнения. Наиболее простым является усилитель на одном транзисторе, показанный на рис. 52. Здесь питание усилительного транзистора осуществляется от входного напряжения через резистор R_1 . Это обуславливает невысокую стабильность схемы. Для повышения стабильности можно запитать усилительный транзистор отдельным источником питания, не связанным с 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.57). 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.

Хорошие характеристики обеспечивает схема с дифференциальным усилителем (рис.58). Здесь транзисторы T_2 , T_3 образуют дифференциальный усилитель, питающийся от входного и выходного напряжений.

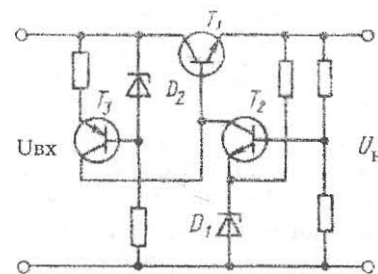


Рис.57. Компенсационный стабилизатор с питанием усилителя от стабилизатора тока

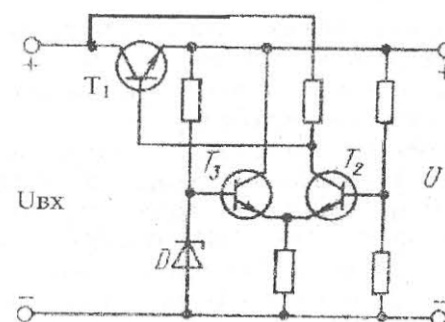


Рис.58. Компенсационный стабилизатор с дифференциальным усилителем

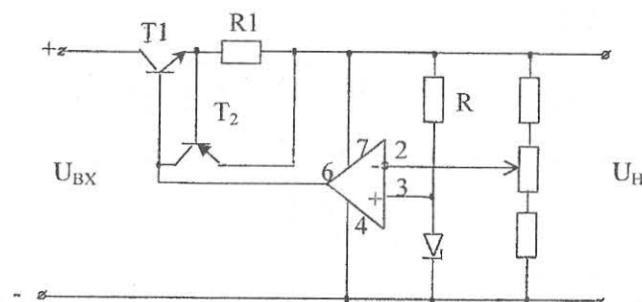


Рис. 59. Компенсационный стабилизатор с операционным усилителем в качестве сравнивающего и усилительного элемента и цепью защиты

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_{II} (см. рис.52) включаются диоды в прямом направлении. В качестве сравнивающего и усилительного устройства может применяться операционный усилитель (рис. 59). 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 открывает транзистор T_2 , который заберет на себя ток управления и T_1 закроется, отключив ток нагрузки.

Промышленностью выпускаются 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 6 В 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.

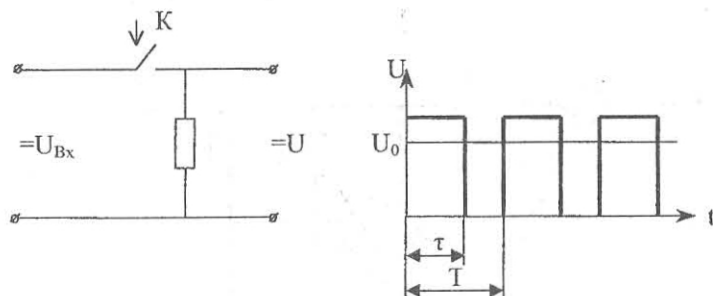


Рис.60. Иллюстрация к принципу действия импульсного стабилизатора

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.

Достоинства компенсационных стабилизаторов: высокий коэффициент стабилизации и очень малые статическое и динамическое внутренние сопротивления. **Недостатки:** сравнительно низкий КПД $\eta=0,5...0,7\%$ 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.

3.13. Импульсные стабилизаторы напряжения

Импульсные стабилизаторы еще называют ключевыми, так как регулирующий элемент в них работает в режиме ключа. Принцип действия проиллюстрирован рис. 60 и 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 нагрузку будут получаться прямоугольные импульсы напряжения, среднее значение которых определится по формуле:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} U_{BX} dt = \frac{U_{BX} \tau}{T} = \frac{U_{BX}}{Q}, \quad (43)$$

где T – период работы ключа, τ – длительность включенного состояния, Q – скважность. Управляя скважностью ключа, можно сделать стабилизатор напряжения.

Структурная схема импульсного стабилизатора напряжения показана на рис.61, в которой K – ключ, Φ – 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.

Принципиальная схема ЧИМ – стабилизатора показана на рис. 64. 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, R6. Источником опорного напряжения является параметрический стабилизатор на D1, R7. Модулятор выполнен на транзисторах Т3, Т4, соединение которых вместе с C1 и R2 – R5 образует триггер Шмидта. Т2, R1 создают эмиттерный повторитель.

Триггер Шмидта – 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 R5 и R2. Таким образом, колебания напряжения U_1 , определяемого сигналом рассогласования, приводят к перепадам U_2 и соответственно к запирающему и отпирающему ключа. Если Т1 открыт, конденсатор фильтра С заряжается, если Т1 закрыт – С 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 С, 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 $10 \div 100$ 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 Шмидта, управляемые генераторы (преобразованием напряжения в частоту) или широтно-импульсные преобразователи (преобразованием напряжения в длительность импульса). На рис.65 показана наиболее распространенная схема триггера Шмидта, выполненная на операционном усилителе. Пороговое напряжение срабатывания определяется по формуле:

$$U_{пор} = \frac{E_{п} R_2}{R_1 + R_2}, \quad (44)$$

где $E_{п}$ – напряжение питания.

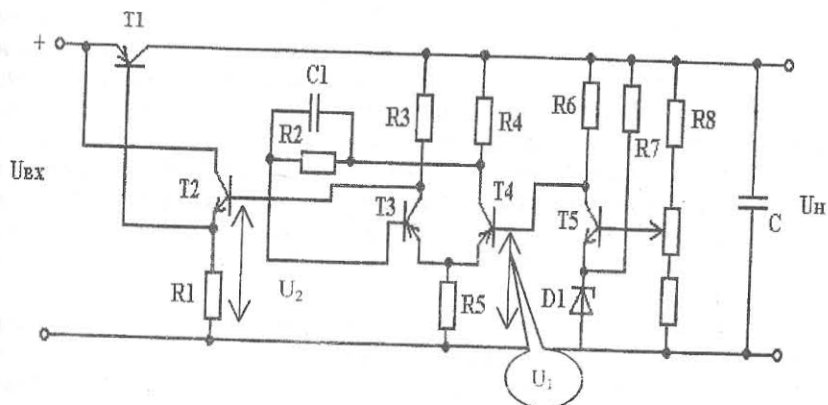


Рис. 64. Принципиальная схема ЧИМ - стабилизатора

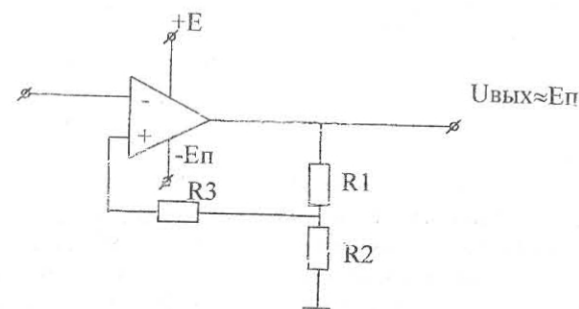


Рис. 65. Триггер Шмидта на операционном усилителе

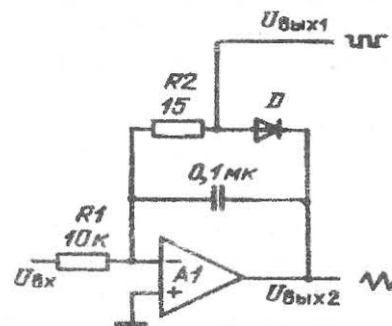


Рис. 66. Схема простейшего преобразователя напряжения в частоту

На рис. 66 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 отпираания 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 время-импульсных преобразователей напряжения, основанных на интегрировании входного сигнала.

Другая классическая схема частотно-импульсного модулятора, построенного на логических элементах, показана на рис. 67. Схема успешно реализуется на одном корпусе микросхемы 555ЛА3 или 1533ЛА3. В диапазоне входных напряжений $5 \div 10\text{В}$ 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].

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. Работа транзистора в ключевом режиме иллюстрируется рисунком 68. Если на базу транзистора подавать импульсы тока I_B (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. 68б). 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: $P_{\text{пот}} = P_{\text{нас}} + P_{\text{отс}} + P_{\text{ком}}$, 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, которые имеют наибольший вес в импульсных стабилизаторах.

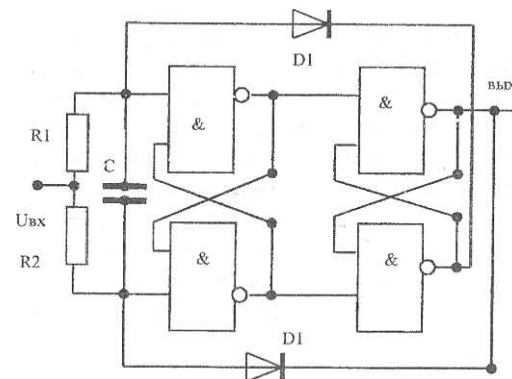


Рис. 67. Модулятор на логических элементах

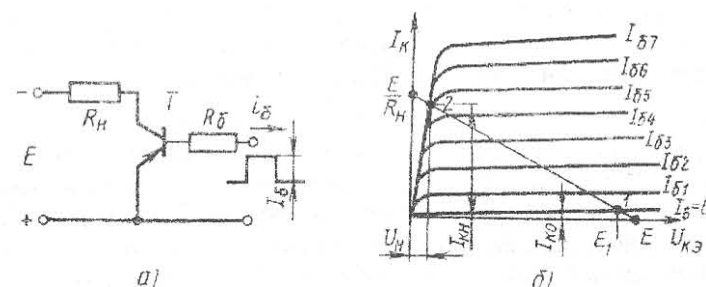


Рис. 68. Иллюстрация к принципу работы ключа

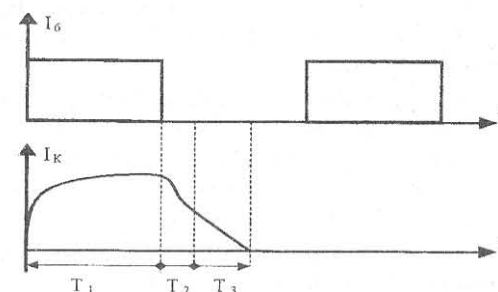


Рис. 69 Коммутационные процессы в ключевом транзисторе

Даже при активной нагрузке при импульсной коммутации ток коллектора не повторяет форму тока базы, что проиллюстрировано рис.69, 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. Известно, что для получения крутого переднего фронта коллекторного тока необходимо увеличивать кратность включающего тока базы, определяемую по формуле:

$$K = \beta \frac{I_B}{I_{KH}}, \quad (45)$$

где β – коэффициент усиления транзистора по току, I_{KH} – ток коллектора насыщения. Для уверенного насыщения силового транзистора необходимо, чтобы $K \gg 1$, 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. 70. 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 эмиттером. Это накладывает особенности на применение составных транзисторов в качестве силовых ключей импульсных стабилизаторов. Рассмотрим составной транзистор (рис. 71). 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. 72. Например, включают сопротивление $R = 0,1 \div 0,9$ Ом в коллектор силового транзистора (рис.72а). Падение напряжения на нем повышает $U_{КЭ2}$, что позволяет глубоко насытить T_1 . Общее падение напряжения на силовой цепи $T_1 R$ при глубоком насыщении получается меньше, чем на T_1 при отсутствии R . Применяют также схему, показанную на рис. 72б, где дополнительное напряжение подается на коллектор T_2 с части дросселя фильтра, которая играет роль дополнительного активного сопротивления. Применяют также схемы, показанные на рис. 72в, г, где для уменьшения бросков токов в момент коммутации применяются дроссели, в момент отсечки разряжающиеся через диодные цепи.

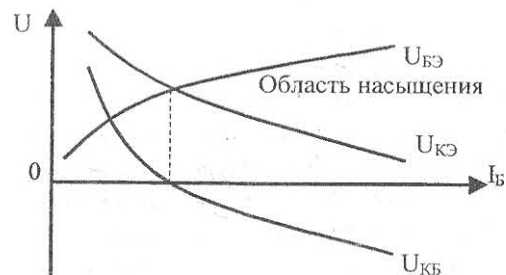


Рис. 70. Зависимость напряжений на ключевом транзисторе от тока базы

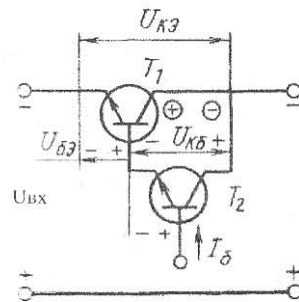


Рис. 71. Распределение напряжений на составном транзисторе

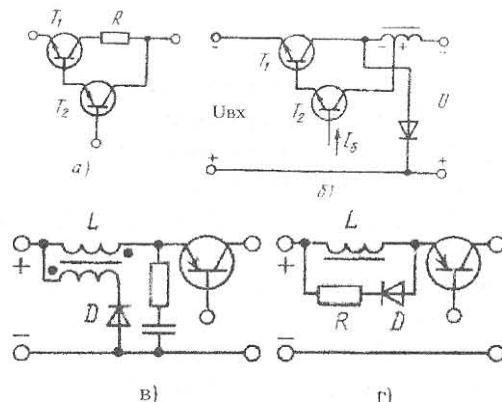


Рис.72. Варианты построения силовых ключей

Интересная схема импульсного стабилизатора, в которой ключ и модулятор образуют единое устройство, показана на рис. 73. 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.

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 ($\eta=70-98\%$); 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 более короткими проводами.

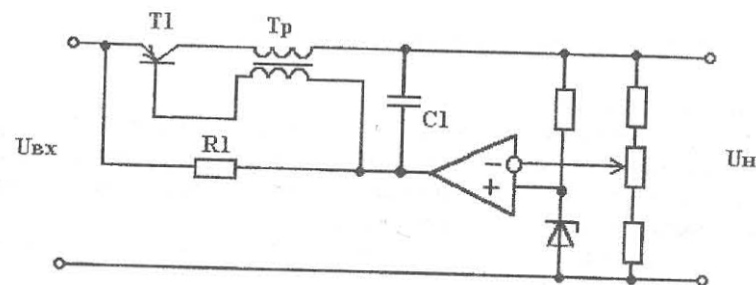


Рис. 73. Практическая схема импульсного стабилизатора

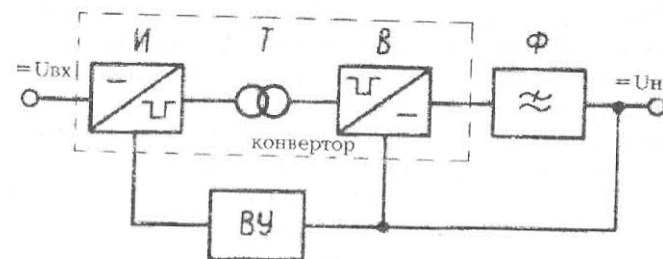


Рис. 74. Структура одноканального преобразователя напряжения

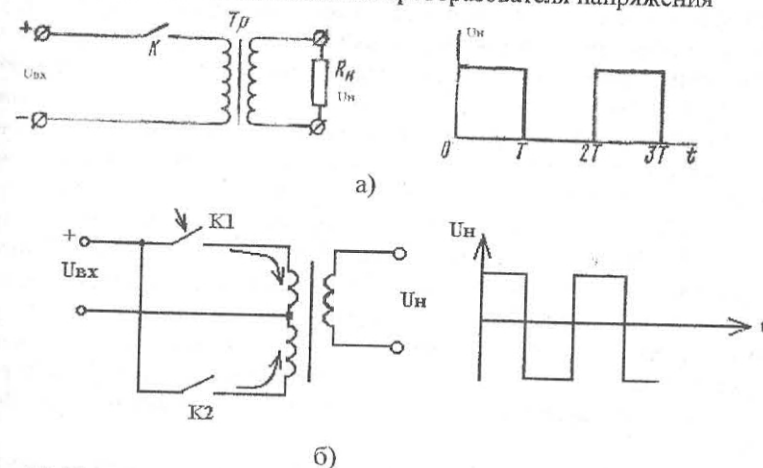


Рис. 75. Иллюстрация к принципу работы инверторов: а- однопulse, б- двухpulse

3.14. 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 входят инвертор, трансформатор и выпрямитель. В состав преобразователя напряжения всегда входит конвертор. Общая структурная схема одноканального преобразователя напряжения (рис. 74) 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.

Инверторы. Принцип работы инверторов основан на периодическом прерывании цепи постоянного тока с помощью ключей (рис.75), что превращает постоянное напряжение на входе в импульсное в нагрузке. Чаще всего коммутацию постоянного напряжения производят на первичную обмотку трансформатора. Различают *однотактные* (рис.75а) и *двухтактные* (рис.75б) 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.

Инверторы с самовозбуждением применяются при небольших мощностях (< 50 Вт). Одна из самых распространенных двухтактных транзисторных схем инвертора с самовозбуждением показана на рис. 76. Схема состоит из трансформатора, сердечник которого выполнен из материала с прямоугольной петлей

гистерезиса (насыщающийся сердечник) (рис.76 б). Схема представляет собой генератор, в котором положительная обратная связь образуется обмоткой *вг* трансформатора. Входное (преобразуемое) напряжение является одновременно напряжением питания схемы. 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) перестает изменяться (рис.76б), ЭДС обмотки обратной связи ставится

равной нулю, так как $e_L = -wS \frac{dB}{dt} = 0$, 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 запираания 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.

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. 77. Здесь на управляющую обмотку трансформатора $Tr2$, соединенную с базами ключевых транзисторов, подаются импульсы управления U_y прямоугольной формы, которые переключают транзисторы T_1 , T_2 , коммутирующие входное напряжение на первичную обмотку силового трансформатора $Tr1$. Схема фактически является усилителем мощности. В качестве источника сигнала управления может быть маломощный генератор или инвертор с самовозбуждением.

Инвертор на тиристорах показан на рис. 78. Он состоит из трансформатора, двух тиристоров, конденсатора и дросселя.

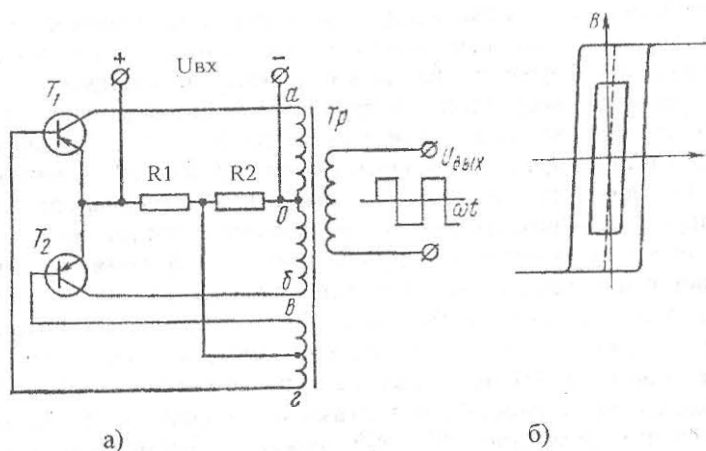


Рис. 76. Инвертор с самовозбуждением: а – схема, б – магнитная характеристика насыщающегося сердечника

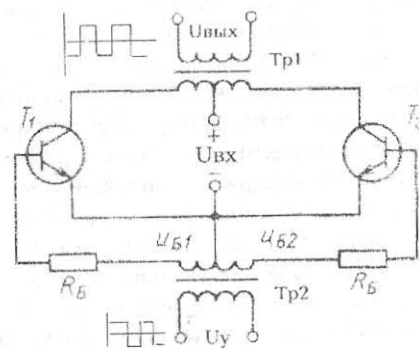


Рис. 77. Инвертор с независимым возбуждением

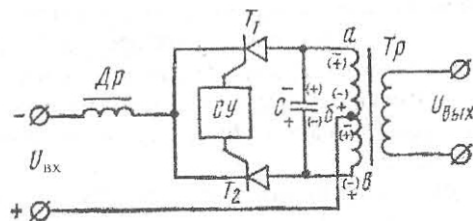


Рис. 78. Инвертор на тиристорах

На управляющие электроды тиристоры 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 запираанию одного из них, так как разрядный импульс является встречным для одного тиристора и прямым для другого. Это приводит к гарантированному запираанию 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. 79. Выходной трансформатор Tr здесь расположен в диагонали моста, образованного транзисторами $T_1 - T_4$. Схема управления СУ парно 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 $I_{2,3}$, 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. Более простой является полумостовая схема инвертора, показанная на рис. 80. 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.

Конвертор преобразует постоянное напряжение одного уровня в постоянное напряжение другого уровня и отличается от инвертора наличием выпрямителя (см. рис 74), 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, например от аккумуляторов, гальванических батареек, солнечных батарей. Для этого постоянное напряжение первичного источника, например 1,5 В,

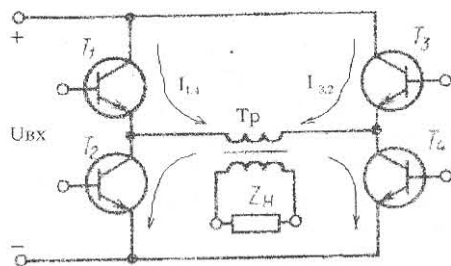


Рис.79. Мостовая схема инвертора

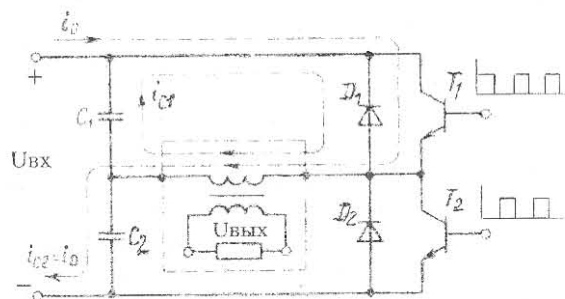


Рис.80. Полумостовая схема инвертора

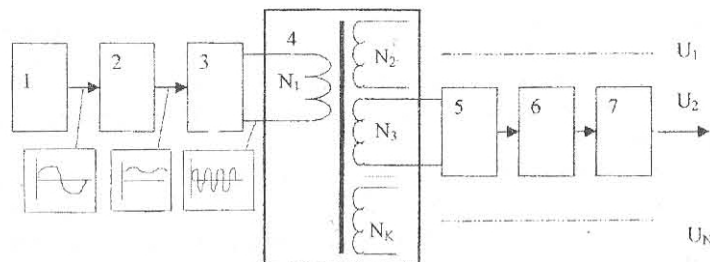


Рис. 81. Многоканальный источник питания с двойным преобразованием тока по частоте: 1 - источник переменного тока низкой частоты, 2 - выпрямитель, 3 - инвертор, 4 - трансформатор, 5 - выпрямитель, 6 - фильтр, 7 - стабилизатор

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 (см. рис 1).

На основе инверторов и конверторов делают *источники питания с двойным преобразованием тока по частоте*, структурная схема которого показана на рис. 81. 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. 82 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 Dp , 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 Tr_1 , Tr_2 с насыщающимся сердечником. В преобразователях напряжения важнейшим параметром является КПД, поэтому рассмотрим подробнее факторы, на него влияющие.

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:

$$P_{ком} = I_{кп} f \tau E_n K_{ком}, \quad (46)$$

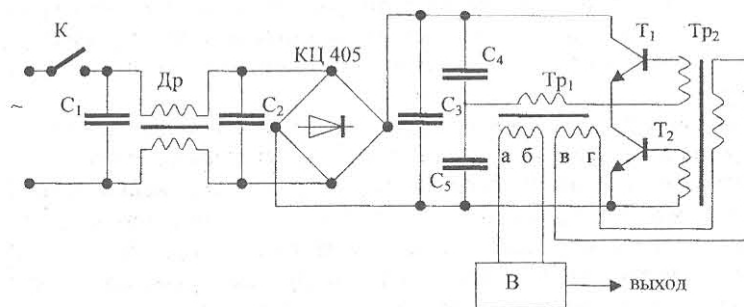


Рис. 82. Фрагмент принципиальной схемы источника питания с двойным преобразованием тока по частоте: $C_1, C_2, C_4, C_5 - 0,47 \text{ мФ}$; $C_3 - 100,0 \text{ мФ}$; $T_1, T_2 - \text{КТ812}$; В - выпрямитель

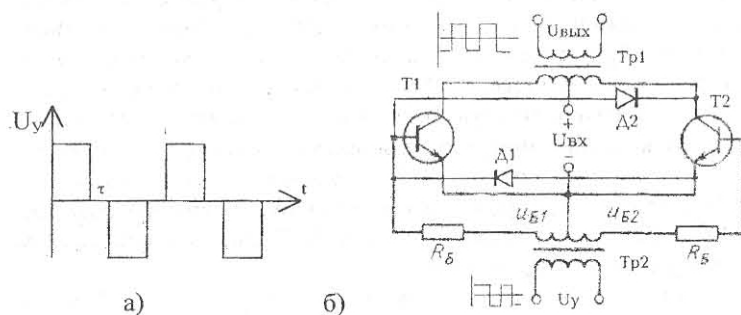


Рис. 83. Иллюстрация к методам уменьшения коммутационных потерь

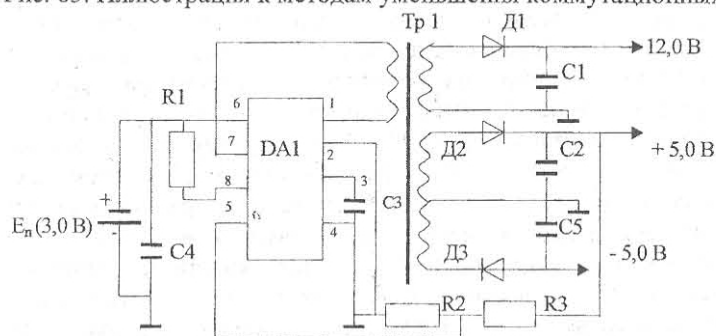


Рис. 84. Пример схемы формирования из одной батареи трехканального источника питания. DA1 - MC6338; D1, D2, D3 - Д521; R1 - 100 Ом; R2 - 10 к, R3 - 3,3 к; C1, C2, C4, C5 - 100,0 мкФ, C3 - 100 пФ

где $I_{\text{кн}}$ - ток насыщения коллектора, τ - постоянная времени нарастания коллекторного тока, f - частота трансформатора, E_n - напряжение питания схемы, $K_{\text{ком}} = 0,6 \dots 0,8$ коэффициент, величина которого зависит от применяемой схемы (находится в справочнике) и, например, для схемы на рис. 76 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. 77), вследствие чего по первичной обмотке выходного трансформатора Tr_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 (рис. 83а). Время паузы τ должно быть больше времени спада коллекторного тока при запирающем 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. 83б. Диоды D1 и D2 не дают транзисторам полностью открыться до тех пор, пока ранее включенный транзистор не заперется. Если T1 открыт, к диоду D2 от базы T2 приложено очень маленькое запирающее напряжение. Смена полярности управляющего напряжения приведет к появлению на базе T2 положительного потенциала и к отпирающему D2, который будет препятствовать отпирающему T2, так как управляющее положительное напряжение будет шунтироваться через открытый диод D2. Как только T1 закроется, напряжение на его коллекторе повысится, D2 закроется. После этого откроется транзистор T2. При следующем управляющем импульсе процессы симметрично повторятся в другом плече инвертора.

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 %.

В настоящее время разработаны специальные микросхемы, предназначенные для использования в преобразователях напряжения. Наиболее распространенной из них является микросхема MC6338. На рис. 84 приведена схема трехканального источника питания на ± 5 В и 12 В, использующая указанную микросхему. Схема преобразует напряжение в 3 В, создаваемое батареей питания E_n в гальванически развязанные напряжения 12 В и ± 5 В. Преобразование осуществляется за счет того, что микросхема DA1 преобразует постоянное напряжение в переменное, которое затем повышается трансформатором TP1, 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 R2. 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.

3.15. Обзор микросхем вторичных источников питания

Одна из первых микросхем непрерывного стабилизатора была разработана фирмой «Fairchild» в 1967 г. Это была микросхема $\mu A723$, 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 $\mu A78xx$ $\mu A79xx$ и регулируемые четырехвыводные стабилизаторы $\mu A78G$ $\mu A79G$ (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 $\mu A78xx$ $\mu A79xx$ 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 $\mu A78xx$ является серия 142ЕН5/8/9, рассчитанная на диапазон выходных положительных напряжений от 5 до 27 В. Российским аналогом прибора $\mu A79xx$ является серия 1162ЕНxx, рассчитанная на те же, но только отрицательные напряжения. Так же как стабилизаторы $\mu A78xx$, $\mu A79xx$, 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 – 0,1 мА) 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 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 $+125^{\circ}\text{C}$ 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 4 А, 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 — $0,0001\%/^{\circ}\text{C}$ с диапазоном температур от -55 до $+155^{\circ}\text{C}$ 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. Микропроцессорные супервизоры выполняют следующие функции:

1. Генерация сигнала сброса при включении питания.
2. Генерация сигнала сброса при понижении питания и во время выбросов и провалов напряжения сети.
3. Защита памяти от записи недостоверных данных.
4. Выдача 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 MAX69х производства фирмы «MAXIM INTEGRATED» PRODUCTS и TL77хх фирмы «TEXAS INSTRUMENTS», которые полностью перекрывают весь набор перечисленных функций.

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

Среди серийно выпускаемой в России продукции следует отметить набор функциональных блоков для вторичных источников питания 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» г. 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.

4. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

4.1. Общие положения

Электрические машины (ЭМ) представляют собой электромеханические устройства, предназначенные для преобразования энергии. Подразделяются на две большие группы: *электромашинные генераторы* и *электродвигатели*. Электромашинные генераторы являются главными источниками электроэнергии, а электродвигатели – ее основными потребителями. По сравнению с другими типами машин (тепловыми, газовыми, механическими) ЭМ являются весьма совершенными преобразователями энергии с высоким КПД, который может достигать 99,5 %. В настоящее время ЭМ изготавливаются на очень широкие пределы мощностей от долей Вт до миллиона кВт. Электрические машины бывают постоянного и переменного тока. *Электрические машины переменного тока* – более просты по конструкции и изготовлению, применяются при больших мощностях преобразуемой энергии: это трехфазные синхронные и асинхронные генераторы и двигатели, а также однофазные и двухфазные двигатели. *Электрические машины постоянного тока* – более сложны в изготовлении, более требовательны в обслуживании. Однако они допускают простое и плавное регулирование угловой скорости вращения в широких пределах. В связи с этим применяются в системах автоматического регулирования (САР) и радиосистемах. На их основе строятся специальные микромашины для измерительных устройств (сельсины, тахогенераторы).

4.2. Электрические машины постоянного тока

Простейшая машина постоянного тока схематично представлена на рис. 85. Неподвижная часть машины, называемая индуктором или статором 1, состоит из полюсов и круглого стального ярма, к которому прикрепляются полюсы (ярмо на рисунке не показано). Назначение индуктора – создание в машине основного магнитного потока. В простейшем случае индуктор имеет два полюса. Индуктором может быть постоянный магнит, но чаще всего электромагнит – обмотка возбуждения, которая расположена на сердечниках полюсов и питается постоянным током. Вращающаяся часть машины состоит из укрепленных на валу якоря 2 (в простейшем случае токовой рамки) и коллектора 3, представляющего собой разрезанное кольцо, каждый сектор которого подсоединен к концам токовой рамки. На коллектор налегают две неподвижные щетки 4, с помощью которых обмотка якоря соединяется с внешней цепью.

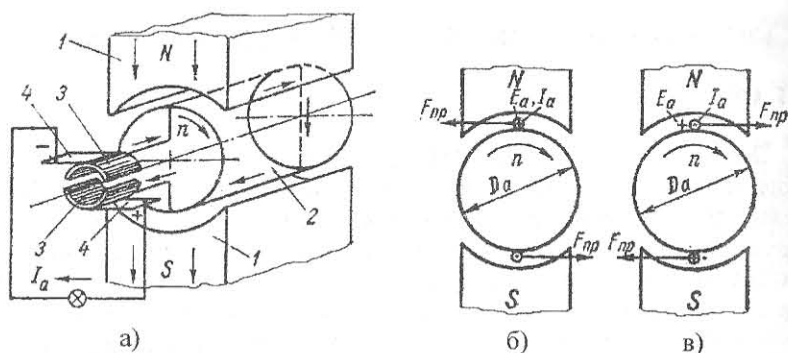


Рис. 85. Схема простейшей электрической машины постоянного тока: а – конструкция, б – в режиме генератора, в – в режиме двигателя: 1 – индуктор, 2 – якорь (токовая рамка), 3 – коллектор, 4 – токосъемные щетки

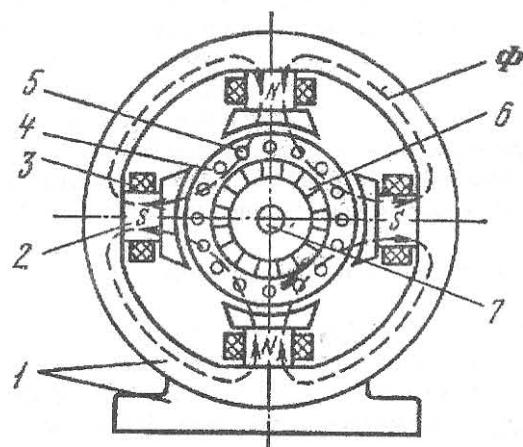


Рис. 86. Конструкция четырехполюсной машины постоянного тока: 1 – станина, 2 – полюсы, 3 – обмотки возбуждения, 4 – якорь, 5 – проводники якоря, 6 – коллектор, 7 – вал

Магнитный поток проходит от северного полюса N к южному S и от него через ядро снова к северному полюсу. Всякая электрическая машина обладает свойством *обратимости* и может работать в режимах генератора и двигателя.

В режиме генератора якорь машины механически приводится во вращение по часовой стрелке (рис. 85б). Тогда в проводниках обмотки якоря индуцируется ЭДС вращения, величина которой определяется по формуле:

$$E_a = 2BlV, \quad (47)$$

где B – величина магнитной индукции в зазоре между полюсом и якорем в месте расположения проводника; l – активная длина проводника, перекрываемая магнитным потоком; V – линейная скорость движения проводника. Эта ЭДС является переменной, так как проводники обмотки якоря проходят попеременно под северным и южным полюсами. Если обмотка якоря с помощью щеток подключена к внешней цепи, то в последней возникнет ток I_a , который будет пульсирующим одной полярности, так как при изменении полярности ЭДС в проводниках одновременно происходит смена коллекторных пластин под щетками. Таким образом, в режиме генератора коллектор является механическим выпрямителем, который преобразует переменный ток обмотки якоря в постоянный ток внешней цепи. Для получения практически свободного от пульсаций сигнала во внешней цепи применяют более сложные по конструкции обмотку якоря и коллектор. Напряжение постоянного тока на зажимах якоря будет меньше исходной ЭДС на величину падения напряжения в сопротивлении якоря r_a :

$$U_a = E_a - I_a r_a. \quad (48)$$

На проводники обмотки якоря действует электромагнитная сила, определяемая по формуле:

$$F_{np} = BlI_a. \quad (49)$$

Как видно из рис. 85б, эта сила действует против направления вращения и создает тормозящий момент.

В режиме двигателя к обмотке якоря подводится постоянный ток от внешнего источника. При этом на проводники якоря действует электромагнитная сила, определяемая выражением (49). Возникает вращающий момент, при достаточной величине которого якорь придет во вращение. Коллектор превращает постоянный ток, потребляемый от внешней цепи, в переменный ток в обмотке якоря и работает, таким образом, в качестве механического инвертора тока. В процессе вращения в обмотке якоря также индуцируется ЭДС, величина которой определяется равенством (47), однако она направлена против тока I_a и приложенного к зажимам напряжения, которое определяется по формуле:

$$U_a = E_a + I_a r_a. \quad (50)$$

Из сравнения (48) и (50) видно: в генераторе $U_a < E_a$, а в двигателе $U_a > E_a$, что характеризует его как потребителя электроэнергии.

Реальная электрическая машина является сложным устройством, статор которой является многополюсным, а якорь имеет многосекционную обмотку. Одна из возможных конструкций ЭМ постоянного тока показана на рис. 86. На станине 1 закреплены полюсы 2, на которые насажены катушки (обмотки) возбуждения. Между полюсами на валу машины 7 вращается якорь 4, представляющий собой цилиндр, обычно набранный из листов электротехнической стали. Вдоль образующей цилиндра якоря имеются пазы, в которых размещаются проводники обмотки 5, которые определенным образом соединены друг с другом, с нагрузкой и с коллектором. Расширения на полюсных наконечниках нужны для того, чтобы индукция распределялась под полюсами равномерно и охватывала большую часть поверхности якоря. Каждый проводник представляет собой рамку с током, концы которой подключены к коллектору. На этом же валу закреплен коллектор, который представляет собой цилиндр, состоящий из отдельных изолированных друг от друга металлических пластин, называемых ламелями, каждая из которых подсоединена к соответствующим проводникам обмотки якоря. К коллектору с помощью пружин прижимаются щетки, которые при вращении подключают проводники якоря к нагрузке, собирая и выпрямляя тем самым ток проводников якоря. Отметим, что ток якоря образует собственное магнитное поле, которое искажает основное магнитное поле индуктора. Это воздействие называется *реакцией якоря*, вызывает различные негативные процессы, связанные с ухудшением условий коммутации, и требует применения специальных конструктивных решений, одним из которых является применение специальных компенсационных обмоток и добавочных полюсов. Для реальной машины ЭДС обмотки якоря определяется по формуле:

$$E_a = C_e n \Phi, \quad (51)$$

где C_e – конструктивная постоянная двигателя, зависящая от числа пар полюсов и числа проводников якоря; n – скорость вращения якоря, об/мин; Φ – основной магнитный поток индуктора.

Рассмотрим подробнее варианты использования рассмотренной электромашины в режиме двигателя. Двигатели постоянного тока классифицируют по способам возбуждения (рис 87). Основное уравнение электродвигателя с независимым возбуждением и с параллельным самовозбуждением имеет вид (50). Умножим обе части выражения (50) на ток якоря:

$$UI_a = E_a I_a + I_a^2 R_a. \quad (52)$$

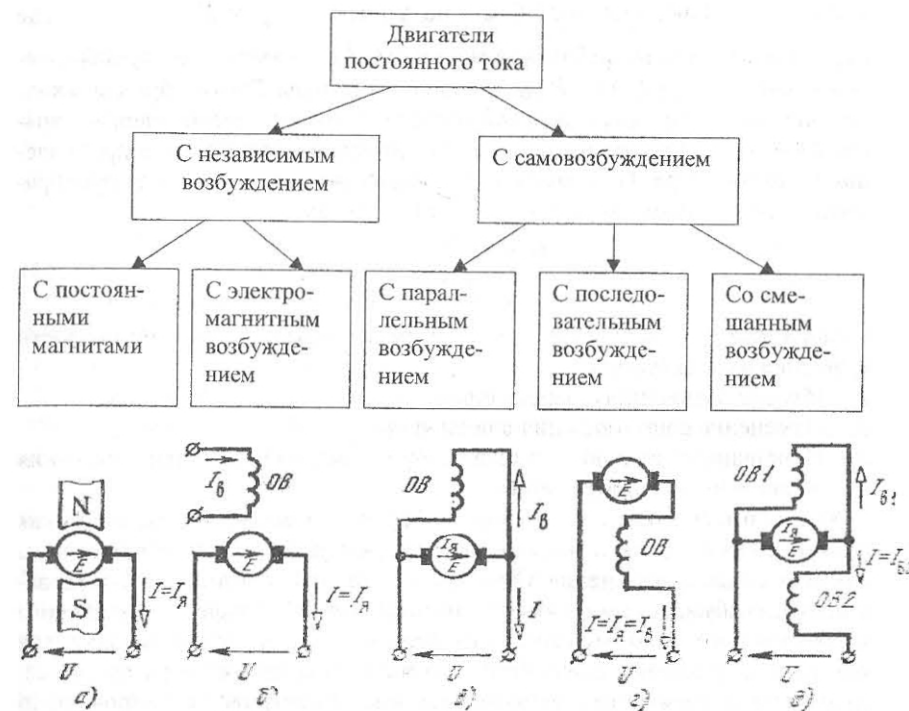


Рис. 87. Классификация и схемы возбуждения двигателей постоянного тока: OB – обмотка возбуждения

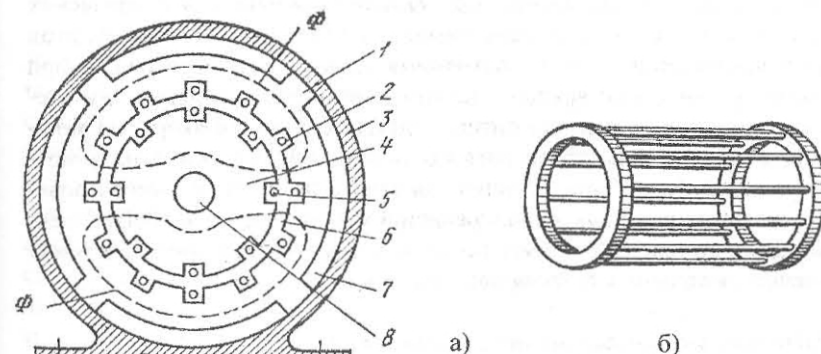


Рис. 88. Устройство асинхронной машины: 1 – статор, 2 – обмотка статора, 3 – корпус статора (станина), 4 – сердечник ротора, 5 – обмотка ротора, 6 – воздушный зазор, 7 – вентиляционные каналы, 8 – вал

Тогда для баланса мощностей можно записать: $P_{вх} = P_{мех} + P_{пот}$, где $P_{вх}$ — входная или потребляемая мощность, $P_{мех}$ — мощность, преобразуемая в энергию вращения, $P_{пот}$ — мощность потерь. Таким образом, входная электрическая энергия преобразуется в механическую энергию вращения и отличается от нее величиной потерь, зависящих от сопротивления обмотки якоря. Подставив в (50) выражение (51) и проведя преобразования для угловой скорости вращения, получим:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}. \quad (53)$$

Отсюда следуют основные способы регулирования угловой скорости вращения вала двигателя:

1. Изменение входного напряжения.
2. Изменение сопротивления в цепи якоря.
3. Изменение магнитного потока возбуждения, то есть путем изменения тока в обмотке возбуждения.

Указанные способы имеют свои особенности и могут обеспечивать как мягкое (плавное), так и жесткое регулирование, но в целом приемлемы для всех видов возбуждения. Отметим только, что двигатель с последовательным возбуждением не имеет конечной частоты вращения идеального холостого хода, поэтому его нельзя включать без нагрузки на валу, так как он может развить очень большую частоту вращения и разрушиться. Двигатели со смешанным возмущением имеют среднюю регулировочную характеристику, но она, как правило, нелинейна.

Электрическая машина с независимым возбуждением часто используется в качестве *электромашиного усилителя* мощных электрических сигналов. Сущность такого использования состоит в том, что если на вход обмотки возбуждения подать постоянный электрический сигнал, а при этом якорь механически вращать другим двигателем (например двигателем внутреннего сгорания), то сигнал, снятый с обмотки якоря, по мощности будет значительно превышать входной сигнал, поданный на обмотку возбуждения. Коэффициент усиления такого прибора при использовании специальных конструктивных решений может достигать 10000. Электромашиные усилители применяются в автоматизированных системах управления с мощным электроприводом.

4.3. Электрические машины переменного тока

На практике применяются в основном трехфазные ($m=3$) машины переменного тока. Машины с другим числом фаз ($m = 2, 6$) применяются редко для специальных целей. Действие всех многофазных машин

переменного тока основано на принципе вращающегося магнитного поля, которое создается следующим образом. Если взять три индуктивные катушки, разместить их в пространстве под углом 120° и запитать трехфазным током, то внутри этой системы образуется магнитное поле, результирующий вектор которого будет вращаться с постоянной угловой скоростью, равной частоте питающего тока. Если внутри этой системы расположить другой свободно вращающийся проводник, то в нем наведется ЭДС и возникнет вращающий момент.

Все трехфазные машины подразделяются на три вида: синхронные, асинхронные, коллекторные. В *синхронных* машинах ротор вращается с какой же скоростью и в том же направлении, что и магнитное поле, то есть вращение ротора синхронно с вращением поля. Используются и как генераторы и как двигатели. В *асинхронных* машинах ротор вращается не синхронно с магнитным полем. Применяются в основном как двигатели. В *коллекторных* машинах ротор вращается также не синхронно с магнитным полем и в этом смысле они являются несинхронными. Из — за наличия коллектора и связанных с ним особенностей коллекторные машины выделяются в особый вид и применяются в специальной технике.

Устройство и принцип действия асинхронной машины показаны на рис. 88. Неподвижная часть машины называется статором, подвижная — ротором (рис. 88а). Ротор и статор набираются из листов электротехнической стали. В пазах статора и ротора укладываются обмотки. В зависимости от конструкции ротора различают асинхронные двигатели с короткозамкнутым и с фазным ротором. *Короткозамкнутый* ротор (рис. 88б) представляет собой медные стержни, замкнутые на торцах кольцами — беличья клетка. *Фазный* ротор так же, как обмотка статора, имеет трехфазную обмотку, соединенную в звезду. Другие концы обмотки подсоединены к трем кольцам на валу.

Двигатель работает следующим образом. Пусть ротор неподвижен. В зазоре создано вращающееся магнитное поле. Это соответствует вращению полюсов магнита. В проводниках ротора возникнет ток, и на них будет действовать сила, направленная в ту же сторону, что и вращение поля. Ротор начнет вращаться. По мере возрастания частоты вращения ротора разность между скоростью поля и ротора уменьшается. Ротор как бы стремится догнать вращающееся поле. Однако приобрести частоту вращения, синхронную с частотой вращения поля, ротор не может, поскольку при синхронной скорости исчезнет относительное движение проводника в поле, в обмотке перестанет наводиться ЭДС, исчезнет вращающий момент. Для того, чтобы двигатель работал, ротор должен отставать от поля по частоте вращения, то есть должен скользить относительно поля. Когда вращающий и тормозной моменты уравниваются, ротор будет вращаться с установившейся частотой N .

Разность частот поля N_1 и ротора, отнесенная к частоте вращения поля, называется *скольжением*: $S = \frac{N_1 - N}{N_1}$. Обычно $S = 0,02 \div 0,05$. В общем

случае $0 < S < 1$. При неподвижном роторе $S = 1$. При синхронной скорости $S = 0$. Синхронная частота вращения может быть получена, если ротор вращать с помощью другого двигателя. Если увеличивать частоту вращения сверх синхронной, то машина перейдет в режим генератора $S < 0$. Если вращать ротор в сторону, противоположную вращению поля, то машина перейдет в режим электромагнитного тормоза.

Частота вращения поля определяется: $N_1 = \frac{f}{p}$, где f - частота питающей сети, p - число пар полюсов. Частота вращения ротора определяется по формуле:

$$N = \frac{f(1-S)}{p}. \quad (54)$$

Отсюда следуют возможные способы регулирования скорости вращения ротора:

1. Изменением частоты питания. При этом способе применяются тиристорные преобразователи частоты - специальные устройства, плавно регулирующие частоту питающего напряжения в широких пределах. Этот способ в настоящее время наиболее распространен.

2. Изменением числа пар полюсов. В пазы статора закладывают дополнительные обмотки, которые включаются в процессе регулирования скорости вращения. Такие двигатели имеют $2 \div 4$ дискретные ступени частоты вращения. Дальнейшее увеличение диапазона регулирования скорости становится громоздким и дорогим.

3. Изменением скольжения. Этот способ возможен в двигателях с фазным ротором путем введения регулировочного реостата в цепь ротора. Способ позволяет регулировать плавно в широких пределах, но является неэкономичным.

Разновидностью машин переменного тока является *однофазный асинхронный двигатель*. Он имеет одну обмотку, которая при питании ее переменным током создает пульсирующее магнитное поле, которое можно разложить на два симметричных встречно вращающихся поля. Для запуска такого двигателя нужно механически толкнуть ротор в какую-либо сторону. Для запуска таких двигателей применяют пусковую обмотку, ток которой сдвигается на 90° градусов относительно рабочей обмотки. После пуска и набора оборотов эта обмотка отключается

вручную или автоматически. Такие двигатели имеют низкий КПД и малую мощность: $1 \div 10$ Вт.

В трехфазных *синхронных машинах* переменного тока вращается полюсная система (индуктор), которая дополнительно содержит обмотку возбуждения, питающуюся постоянным током. Такая машина более сложна по конструкции, однако имеет наибольший КПД и используется при больших мощностях в режимах как генератора, так и двигателя.

4.4. Двигатели видеомagnитофонов и драйверы к ним

Электродвигатели для видеомagnитофонов (ВМ) и музыкальных центров (МЦ) должны удовлетворять следующим требованиям: высокая стабильность скорости вращения, низкий уровень акустических шумов, высокая надежность, минимальная масса, низкая стоимость. В ВМ и МЦ применяют два типа двигателей постоянного тока - коллекторные и прямоприводные. Двигатели первого типа предназначены для приведения в действие механизмов загрузки кассеты и лентопотяжного механизма. Прямоприводные двигатели применяются в качестве приводов ведущего вала и блока вращающихся головок. В некоторых моделях ВМ и МЦ все функции возложены на двигатель ведущего вала. Управление этими двигателями осуществляется специальными устройствами - драйверами - как правило, интегральной микросхемой, закрепленной на корпусе (статоре) двигателя. Коллекторные двигатели постоянного тока рассмотрены в разделе 4.2.

В настоящее время практически во всех современных ВМ применяются *прямоприводные электродвигатели постоянного тока*, которые называются также бесколлекторными, вентильными или электронными, поскольку коммутация катушек обмотки статора у них осуществляется электронным способом по сигналам датчика положения ротора (ДПР). Типичная конструкция прямоприводного двигателя постоянного тока (ПДПТ) показана на рис. 89. Здесь применена схема с осевым рабочим зазором, позволяющая уменьшить габариты двигателя, сделать его плоским. Особенностью такого двигателя является наличие магнитной системы торцевого типа с магнитным потоком, направленным вдоль оси вращения двигателя, и плоских катушек статора, расположенных между магнитом ротора и ярмом статора. Вращающий момент создается в результате взаимодействия магнитного потока между полюсами магнита ротора и основанием статора с проводниками обмотки, по которым протекает электрический ток.

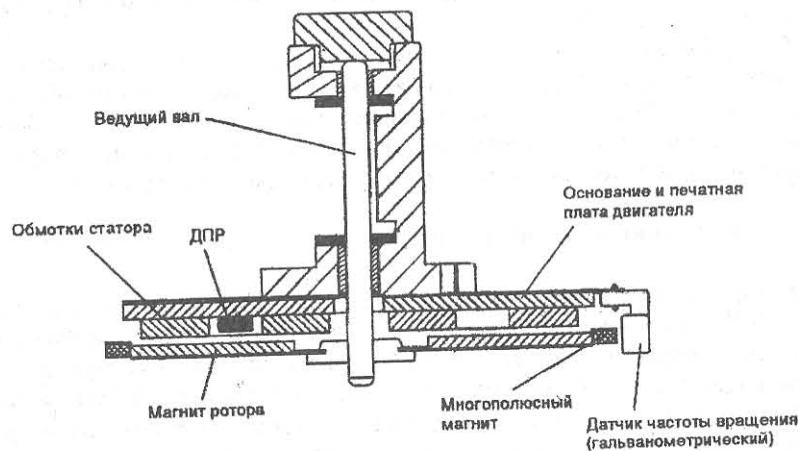


Рис. 89. Конструкция ПДПТ

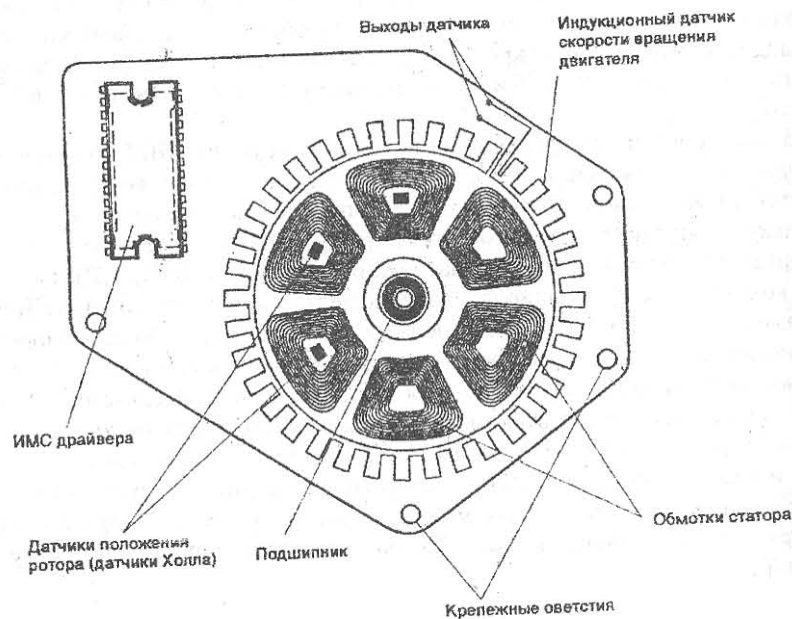


Рис. 90. Статор ПДПТ

Управление коммутацией обмоток статора в зависимости от положения полюсов магнита ротора осуществляется драйвером по сигналам датчиков положения ротора.

На практике нашли применение двух- и трехфазные двигатели. В таких двигателях магнит ротора имеет, как правило, шесть – восемь полюсов. Сам магнит изготовлен из материалов на основе порошка феррита различных металлов. Катушки каждой фазы имеют многослойную намотку с числом витков $60 \div 100$. Катушки статора после намотки пропитывают лаком, получая монолитную бескаркасную обмотку, и приклеивают ее к печатной плате, расположенной на основании двигателя. Большое число катушек статора и полюсов магнита ротора способствуют равномерности скорости вращения.

Датчик частоты вращения представляет собой устройство, преобразующее скорость механического вращения вала в электрический сигнал. По принципу действия эти датчики бывают: индукционные (магнитные головки), гальваномагнитные (датчики Холла), оптические, основанные на принципе модуляции светового потока (оптроны, светодиоды, фотодиоды). Примером гальваномагнитного датчика является датчик вращения ведущего вала двигателя, модулирующим элементом которого является многополюсный магнит кольцевой формы, расположенный на роторе двигателя, а чувствительным элементом – датчик Холла, мимо которого вращается кольцевой магнит. При вращении двигателя создается переменный магнитный поток, под действием которого на выходе датчика Холла возникает синусоидальный сигнал, частота которого пропорциональна скорости вращения двигателя.

Примером датчика индукционного типа служит датчик положения двигателя блока вращающихся головок (БВГ). Модулирующим элементом этого датчика является постоянный магнит, укрепленный на наружной поверхности ротора, а чувствительным элементом – магнитная головка, закрепленная на неподвижном основании двигателя БВГ. Часто в индукционных датчиках модулирующим элементом является кольцевой многополюсный магнит, установленный на роторе двигателя, а чувствительным элементом – обмотка в виде меандра (рис. 90), нанесенная печатным способом и расположенная под модулирующим элементом. Кроме датчика на плате крепятся обмотки статора двигателя и устанавливается драйвер – интегральная микросхема (ИМС) (рис. 90).

Датчики положения ротора (ДПР) служат для создания сигналов, несущих информацию о положении ротора относительно обмоток статора. В зависимости от конструкции двигателя количество ДПР может быть от двух до трех. По сигналам этих датчиков коммутатор драйвера двигателя вырабатывает сигналы управления, поступающие в обмотку

статора. По принципу действия и конструктивному исполнению ДПР похожи на датчики частоты вращения. Наибольшее распространение получили ДПР на основе преобразователей Холла, которые располагаются в непосредственной близости от магнита ротора, часто прямо внутри катушек статора (рис.90).

Структурная схема типичного драйвера показана на рис. 91. В состав драйвера входят усилители-формирователи сигналов датчиков 1,6,7,8; логическая схема 2, формирующая сигналы коммутации; усилители мощности 9,10, 11, подающие сигналы на обмотки статора 15. Одним из основных сигналов драйвера является сигнал с процессора системного контроля видеомagniтофона, на который поступают внешние сигналы управления, например с пульта оператора, а также от системы контроля угловой скорости вращения. Основными функциями драйвера являются следующие:

- усиление и обработка сигналов ДПР и скорости вращения;
- коммутация по сигналам ДПР и внешним сигналам управления, поступающим от процессора системного контроля видеомagniтофона токов в обмотках статора в нужные моменты времени и в требуемой последовательности;
- обеспечение стабильной скорости вращения, что является важнейшим фактором качества записи и воспроизведения.

Как правило, в состав драйверов входят еще схемы токовой и термической защиты, предохраняющие интегральную схему от перегорания в случае межвиткового замыкания обмоток двигателя и нарушения термического режима. Драйверы выполняются в виде отдельных микросхем или модулей, большой выбор которых можно найти в [13].

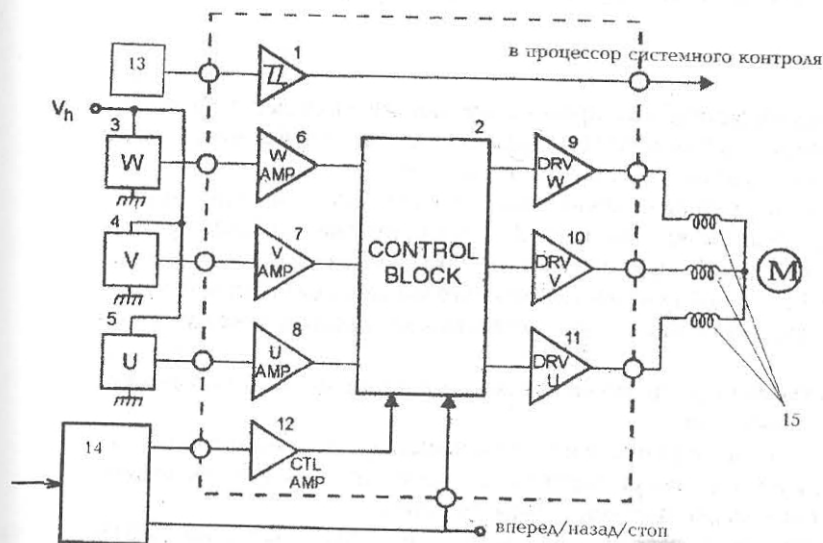


Рис. 91. Структурная схема драйвера ПДПТ видеомagniтофона: 1, 7, 8, 9, 10, 11, 12 – усилители; 2 – логическая схема, электронный коммутатор; 3, 4, 5 – датчики положения ротора; 13 – датчик угловой скорости вращения ротора; 14 – процессор системного контроля; 15 – обмотки статора

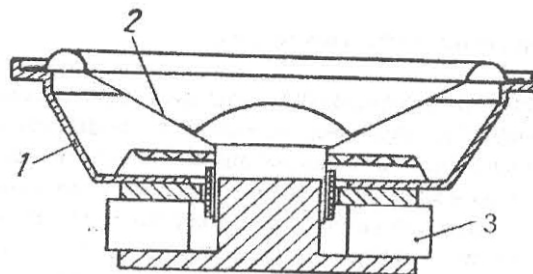


Рис.92. Конструкция электродинамического излучателя: 1 – диффузордержатель, 2 – подвижная система, 3 – магнитная цепь

5. ЭЛЕКТРОННО-АКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

5.1. Общие сведения

Электронно-акустические преобразовательные устройства (ЭАПУ) — это электромеханические приборы, предназначенные для формирования и приема акустических сигналов. К ним относятся:

1. Преобразователи электрических сигналов в акустические: акустические излучатели — акустические системы (АС), электродинамики (ЭД), громкоговорители (ГГ), телефоны, звуковые преобразователи (ЗП). При этом под акустической системой понимается громкоговоритель для бытовой радиоаппаратуры, содержащий одну или несколько электродинамических излучателей.

2. Преобразователи акустических сигналов в электрические: акустические приемники — микрофоны.

3. Комплексные преобразовательные устройства, которые в различных вариантах включения могут работать как излучатели и как приемники акустических сигналов: телефоны, пьезоэлементы.

Следует различать бытовые и технические ЭАПУ. Бытовые ЭАПУ предназначены в основном для использования в бытовых радиотехнических приборах и имеют частотный диапазон от 20 Гц до 20 кГц. В технических ЭАПУ используется частотный диапазон от инфранизкого (1 – 5 Гц) до ультразвукового (до 10 МГц) и они используются для звукокачания в контролирующих, измерительных и медицинских приборах. В данной книге приводятся лишь краткие и общие сведения о ЭАПУ, их типовых конструкциях и возможностях применения.

5.2. Электронно-акустические излучатели

Это преобразователи электрических сигналов в акустические. Известны два способа получения звуковых колебаний в газовой среде: модуляция газового потока; путем создания механических колебаний.

Первый способ основан на резонансных явлениях в небольших полостях при протекании через них газовых потоков (свисток Гальтона, генератор Гартмана), а также на модуляции газовых потоков с помощью вращающихся дисков (сирены различных конструкций). Этот способ генерирования акустических колебаний при построении звуковоспроизводящих и измерительных приборов следует отвергнуть вследствие малой стабильности и практической невозможности управления и модуляции информационных сигналов.

Второй способ основан на возбуждении колебаний в какой-либо механической системе, колеблющийся элемент которой служит источником упругих волн в среде. Здесь в качестве излучателей используют следующие типы преобразователей: электродинамические, магнитострикционные, пьезоэлектрические, электростатические, ионные. Одной из разновидностей акустических излучателей являются телефоны, которые по своему частотному диапазону и габаритам вполне применимы в измерительных устройствах.

Электродинамические излучатели или электродинамики (ЭД) просты, надежны, доступны. Отечественной промышленностью выпускается достаточно широкий спектр электродинамических излучателей [14,15]. Типичная конструкция ЭД показана на рис. 92. Она состоит из трех основных частей: магнитной цепи 3, подвижной системы 2 и диффузодержателя 3. Магнитная цепь (рис.93) в зависимости от требований и условий применения может быть выполнена в двух вариантах: экранированном и не экранированном. Магнитная цепь состоит из элементов: верхнего фланца 2, стакана 4, керн 1, постоянного магнита 3 с наконечником 6. Иногда вся система помещена в экран 5 (рис.93в). Постоянный магнитный поток, создаваемый магнитом, по магнитной цепи, создаваемой керном и фланцами (стаканом), направляется в воздушный рабочий зазор, имеющий вид кольцевой цилиндрической щели между керном и верхним фланцем. В качестве постоянных магнитов в неэкранированных конструкциях применяются феррит-бариевые магниты (25БА170, 28РА180), в экранированных — литые кобальтосодержащие (ЮН13ДК24) или редкоземельные магниты. Остальные детали магнитопровода изготавливаются из мягкой электротехнической или конструкционной стали (Ст.10).

Эффективность работы ЭД как электромеханического преобразователя характеризуется качеством подвижной системы, а также произведением индукции магнитного поля на длину провода звуковой катушки, которые, в свою очередь, определяются размерами рабочего зазора, постоянного магнита и конфигурацией фланцев и керн. На рис. 94 показана подвижная система ЭД, состоящая из подвеса 4, диффузора (диафрагмы) 5, центрирующей шайбы 2, пылезащитного колпачка 6, звуковой катушки 1, гибких выводов 3.

Подвес имеет вид гофрированной кольцевой оболочки, обладающей большой гибкостью в осевом направлении, что позволяет диффузору совершать осевые колебания с большой амплитудой смещения. Он отливается вместе с диафрагмой из бумажной массы или специальных мягких материалов (резины, пенополиуритана и др.). Диафрагма (диффузор) представляет собой упругую оболочку вращения (конусную,

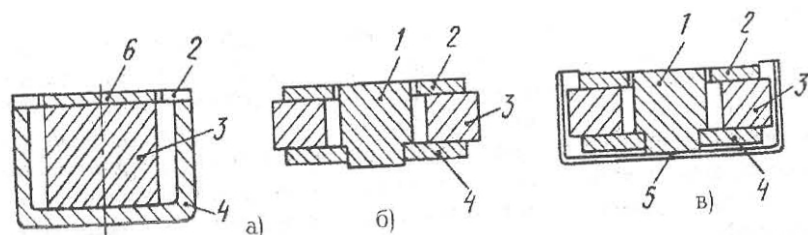


Рис. 93. Конструкции магнитной цепи электродинамика: а — экранированная цепь с кернаым магнитом, б — неэкранированная цепь с кольцевым магнитом, в — цепь с кольцевым и внешним магнитами; 1 — kern, 2 — магнитом, 3 — постоянный магнит, 4 — нижний фланец (стакан), 5 — верхний фланец, 6 — наконечник

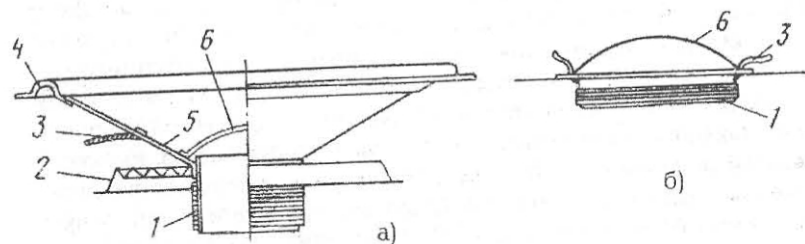


Рис. 94. Конструкция подвижной системы электродинамика: а — с коническим диффузором, б — с купольной диафрагмой: 1 — звуковая катушка, 2 — центрирующая шайба, 3 — гибкие выводы, 4 — подвес, 5 — диффузор (диафрагма), 6 — пылезащитный колпачок

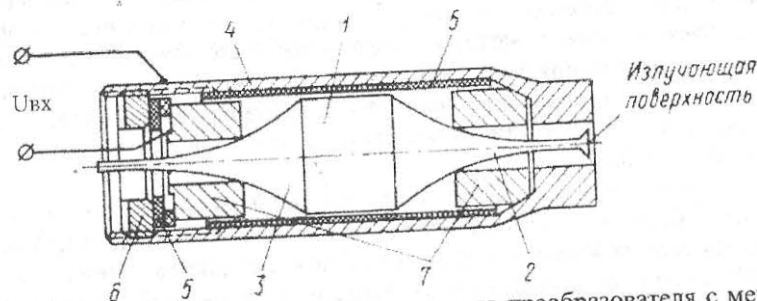


Рис. 95. Конструкция электроакустического преобразователя с механическим усилителем: 1 — пьезокерамический диск, 2, 3 — рабочий и вспомогательный концентраторы, 4 — корпус, 5 — электроизоляторы, 6 — гайка, 7 — металлические диски

купольную или плоскую), которая под действием осевой механической силы, создаваемой электромагнитной индукцией звуковой катушки, колеблется, возбуждая колебания воздушной среды и излучая звук. В качестве материалов для диафрагм применяются полимерные сотовые, металлические и композиционные материалы. Центрирующая шайба обеспечивает центровку звуковой катушки в зазоре, препятствует возникновению круговых колебаний, способствуя осевым. Изготавливается из различных видов ткани. Пылезащитный колпачок — это купольная или плоская мембрана из бумаги или фольги, предохраняющая зазор от пыли. Звуковая катушка представляет собой цилиндрический каркас с намотанным в несколько слоев проводом. При протекании по звуковой катушке, помещенной в радиальный цилиндрический зазор магнитной цепи, переменного тока, на нее действует механическая сила, под действием которой катушка колеблется вместе со связанной с ней диафрагмой. Гибкие выводы соединяют проводник катушки с клеммами ЭД. Диффузородержатель служит для соединения элементов ЭД и обеспечивает крепление в корпусе того прибора, где он используется. Все элементы ЭД оказывают существенное влияние на акустические характеристики и качество звучания.

Следует отметить, что создание универсального ЭД, перекрывающего весь слышимый диапазон частот, практически невозможно. Поэтому ЭД подразделяются по диапазону воспроизводимых частот на следующие группы: низкочастотные $20 \div 60$ Гц, среднечастотные (широкополосные) $60 \div 8000$ Гц, высокочастотные $8000 \div 20000$ Гц. Диапазон частот накладывает особенности на механическую конструкцию ЭД. Сочетая указанные виды ЭД в одном корпусе (ящике), строят сложные акустические системы. Высокочастотные ЭД из-за особенности конструкции имеют узкую направленность излучения, поэтому в дорогих акустических системах применяется несколько высокочастотных ЭД, устанавливаемых в разных направлениях под углом друг к другу.

ЭД могут использоваться не только в бытовой радиоаппаратуре. На их основе создаются также приборы для измерения длины и расстояний, основанные на измерении времени прохождения акустическим импульсом контролируемого расстояния [16, 17]. При использовании в приборах измерения и контроля условие малогабаритности затрудняет обеспечение достаточной мощности излучения в области низких частот. Большие по габаритам излучатели легко справляются с нижней частотой излучения, однако не применимы в портативных приборах. Кроме того, электроакустические излучатели весьма чувствительны к климатическим условиям. Согласно ГОСТ жестким климатическим условиям удовлетворяют электродинамики и телефоны специального

исполнения с индексом «У» (устойчивые). Для измерительных приборов, в частности, вполне подходят электродинамики марки 0,5ГДШ-1-8; 0,5ГДШ-2; 0,025ГД-9; 0,05ГД-2; 0,1ГД-3; 0,1ГД-9; 0,1ГД-13. Перечисленные марки приборов обладают достаточным запасом мощности, но не аттестованы в области нижних частот (< 300 Гц). Однако эксперименты показали, что запаса мощности вполне хватает, чтобы использовать их в неаттестованной части характеристики, при этом мощность излучения следует подбирать изменением амплитуды подаваемого электрического сигнала. Применение электродинамиков требует более тщательной разработки корпуса прибора, его климатической защищенности, так как они имеют открытую излучающую полость. С точки зрения климатической защищенности более эффективным следует признать использование в качестве излучателей телефонов. Они обладают меньшей мощностью излучения, однако конструктивно и климатически защищены и их частотный диапазон более продвинул в низкочастотную область. В частности, при конструировании портативных приборов вполне применимы следующие марки телефонов: ТК-47, ТА-4, ТКЭД-8, ТГ-7М, ТК – 67, ТА-56М, КЭД – 2Э, ТДК-1, ТДК-2Э, ТД-6. Для конструирования миниатюрного прибора целесообразно применять миниатюрный телефон ТМ-3, а также телефоны с уменьшенными габаритами ТДМ-2Э, ТЭМК-3. Мощность акустического излучения последних трех марок телефонов несколько ниже, чем у ранее перечисленных, и это нужно учитывать при подборе управляющих электрических сигналов.

В медицинских и измерительных приборах используются также *пьезокерамические излучатели*. Появившиеся в последние годы высокоэффективные стабильные пьезокерамические материалы позволили создать удобные для практического использования электроакустические излучатели и приемники. Конструкция такого излучателя (приемника) предельно проста и представляет собой таблетку пьезокерамического материала, заключенную между электродами. Действие их основано на явлениях прямого и обратного пьезоэлектрического эффекта. В прямом пьезоэлектрическом эффекте механические деформации кристалла приводят к возникновению на его гранях разности потенциалов. В обратном пьезоэлектрическом эффекте разность потенциалов на гранях кристалла приводит к его механической деформации. Среди известных пьезокерамических материалов наибольшее распространение получили изделия на основе твердых растворов цирконата-титаната свинца (поликристаллы ЦТС). Их преимуществом является возможность работы при температуре от -40 до $+100^\circ\text{C}$ и выше, высокий коэффициент электромеханической связи, относительная легкость механической обработки. В зависимости от размеров пьезокерамического диска можно получить желаемую

резонансную частоту излучения. Предельная деформация пьезокерамики в типичных случаях не превосходит 1 мкм , что соответствует силе звука в непосредственной близости от торца диска $0,002\text{ Вт/см}^2$. Излучаемая акустическая мощность диска диаметром 26 мм составит $0,01\text{ Вт}$. Это затрудняет непосредственное применение пьезокерамических излучателей в измерительных приборах. Применение специальных конструкций с использованием согласующих элементов позволяет повысить отдачу пьезокерамических преобразователей до $0,5\text{ Вт/см}$ [16]. Конструкция такого преобразователя приведена на рис. 95. Здесь токоподвод осуществляется через выводы, один из которых - общий, подсоединен к корпусу 4, а второй - сигнальный - к диску 7, размещенному на вспомогательном концентраторе 3. Возможность излучения относительно больших мощностей при высокой надежности обеспечивается: трансформацией малых амплитуд смещением торца пьезодиска в большие амплитуды смещения шейки рабочего концентратора; передачей смещения небольшой по сечению шейки рабочего концентратора на большую поверхность излучающего поршня; присоединением к колебательной системе вспомогательного элемента (например концентратора) для обеспечения токосъема без склейки или пайки пьезокерамики. Здесь колебания концентратора на относительно большую излучающую поверхность передаются путем подсоединения к концу концентратора тела вращения с параболической образующей и плоской торцевой поверхностью, причем эти два элемента выполняются в виде единого целого, являющегося рабочим концентратором. Наибольшую выходную мощность акустического сигнала преобразователь дает при выполнении образующей концентратора в форме кубической параболы. Конструкция дает возможность получить колебания излучающего торца около 15 мкм , что соответствует силе звука $0,5\text{ Вт/см}^2$. При использовании описанного преобразователя в исследуемых приборах возможно применение практически любого низкочастотного пьезоэлектрического излучателя. Отечественной и зарубежной промышленностью выпускается широкий спектр пьезоэлектрических излучателей. Среди отечественных вполне применимы излучатели марки ЗП: ЗП-3, ЗП-4, ЗП-12. Из зарубежных могут быть использованы излучатели фирмы «EAST-NINGBO ELEKTRONICS», имеющие международный сертификат качества ISO9002. К ним относятся высокоомощные излучатели EFM 290-E, MT-520, а также компактные, легкие излучатели широкого применения TFM-23(23A), TFM-27DA(27DN), TFM-43. Фирма «CYBERNEK» также выпускает акустические преобразователи, по своим характеристикам подходящие для использования в приборах для измерения длины. Это низкочастотные излучатели M312C2A, M412I2A, M442D2.

Существуют также магнитострикционные и электростатические акустические излучатели, которые не нашли широкого распространения для звуколокации в воздушной среде ввиду малой мощности излучения.

5.3. Акустические приемники (микрофоны)

Это устройства для преобразования акустических колебаний воздушной среды в электрические сигналы. Микрофоны, классифицируемые по принципу преобразования акустических колебаний, подразделяются на электродинамические, электромагнитные, электростатические, угольные, пьезоэлектрические и полупроводниковые [14]. Основные требования к микрофонам - это чувствительность, которая не должна быть меньше 0,5 мВ/Па, и климатическая защищенность. Электродинамические микрофоны составляют большую группу устройств широкого применения. К электростатическим микрофонам относятся конденсаторные и электретные микрофоны, которые имеют высокую чувствительность и хорошую частотную характеристику. С точки зрения миниатюрности находят широкое применение угольные, полупроводниковые и пьезоэлектрические микрофоны, преобразование звуковых колебаний в которых обеспечивается материалами, работающими на изгиб. Схематическое устройство различных микрофонов приведено на рис.96. Общий принцип действия микрофонов состоит в том, что под действием механических колебаний мембраны, вызванных акустическим сигналом, создается сжатие рабочей среды, формирующей электрический сигнал. При этом в электродинамических и электромагнитных микрофонах звуковым сигналом модулируется зазор в магнитной цепи (изменяется магнитное сопротивление цепи). В электростатических и электретных микрофонах под действием акустических сигналов изменяется емкость, в угольных микрофонах - сопротивление. Отечественной и зарубежной промышленностью выпускается большое количество малогабаритных микрофонов, подходящих по характеристикам для использования в бытовых и измерительных приборах. Пригодны, в частности, микрофоны МДМ-1, МДМ-2, МДМ-5. В измерительных приборах наиболее эффективно применение миниатюрных микрофонов типа ММ-5 [14]. Указанные микрофоны выпускаются в двух исполнениях - высокоомном (3000 Ом) и низкоомном (300 Ом). Тридцать восемь типоразмеров дают возможность подобрать требуемый микрофон под разнообразные конструкции приборов. Высокоомные микрофоны предпочтительны, так как они более чувствительны и меньше потребляют электроэнергию.

Для измерительных приборов очень эффективны в применении конденсаторные электретные микрофоны МКЭ-3 и МКЭ-5. Их частотная характеристика хорошо продвинута в область

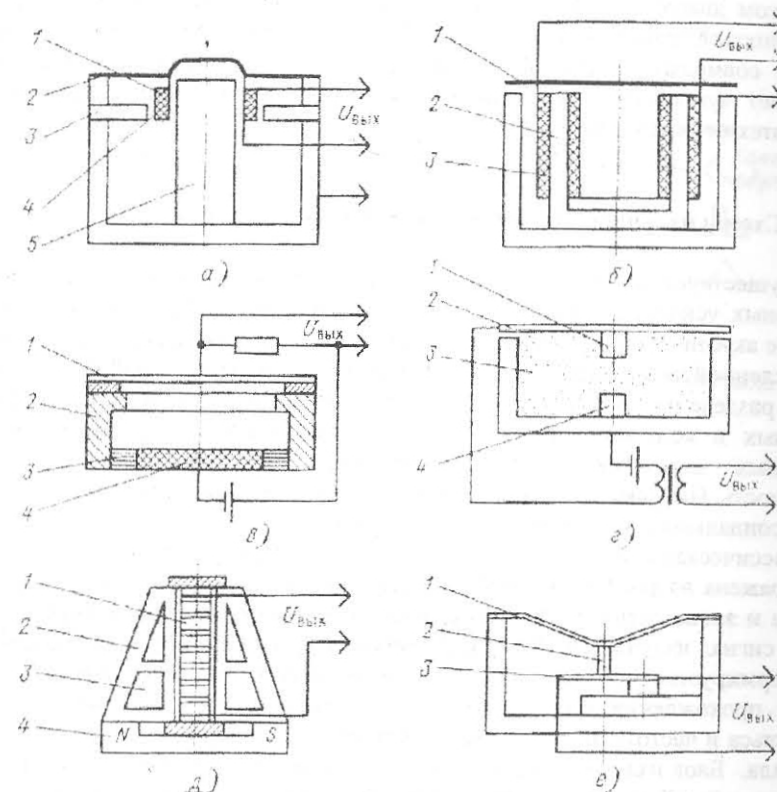


Рис. 96. Схематическое устройство микрофонов, классифицированных по способу преобразования: а - электродинамического (1 - катушка, 2 - диафрагма, 3 - фланец, 4 - кольцевой зазор, 5 - постоянный магнит); б - электромагнитного (1 - диафрагма, 2 - полюсные наконечники, 3 - магнит); в - конденсаторного (1 - мембрана, 2 - корпус из керамики, 3 - изолирующее кольцо, 4 - металлокерамический фильтр); г - угольного (1 - электрод подвижной диафрагмы, 2 - диафрагма, 3 - угольный порошок, 4 - электрод неподвижной диафрагмы); е - пьезоэлектрического (1 - диафрагма, 2 - стержень, 3 - пьезоэлектрический элемент)

низких (до 50 Гц) частот, что обеспечивает их хорошую чувствительность в широком диапазоне. В качестве приемника акустического сигнала могут применяться ранее названные пьезокерамические излучатели, которые могут совмещать в себе функции излучателя и приемника. Однако это снижает чувствительность приборов и требует применения специальных схемотехнических решений.

5.4. Схемы излучения и приема акустических сигналов

Существует большое число различных электронных схем высококачественных усилителей мощности, которые работают на звуковоспроизводящие акустические системы. Эти устройства подробно изложены в многочисленной литературе [3-7] и не являются предметом данной работы. В этом разделе рассмотрим схемы, используемые в специальных измерительных и контролирующих приборах, где требуется формирование сложных акустических сигналов, имеющих различную спектральную плотность. Например, пачек модулированных импульсов (прямоугольных, синусоидальных, экспоненциальных и других).

Классическая схема излучения модулированного акустического сигнала изображена на рис.97. Несмотря на старомодность, схема очень эффективна и экономична, не критична к подбору элементов. Здесь акустический сигнал излучается электродинамиком Г1, ток через обмотку которого формируется звуковым генератором ЗГ, протекающим в течение времени прохождения модулирующего импульса. Форма модулирующего импульса и частота ЗГ определяют спектральную плотность посылаемого сигнала. Блок излучения на основе пьзокерамики может быть реализован по простейшей схеме с импульсным генератором, выполненным, например, на таймере КР1006ВИ1 (рис. 98). Здесь пьезокерамический преобразователь ЗП подключен к выходу таймера. В схеме (а) частота излучения не регулируется и определяется элементами R и C из соотношения $\omega = 0,7RC$. В схеме (б) частота может регулироваться в широких пределах входным напряжением, подаваемым через конденсаторы C1 и C2. Аналогично могут быть использованы в пьезокерамических схемах излучения разнообразные генераторы на операционных усилителях, построенные по релаксационным схемам, либо по схемам управляемых мультивибраторов [10].

Пример схемы с электродинамическим излучателем, управляемой от микроконтроллера AT90S8515-8, приведен на рис.99.

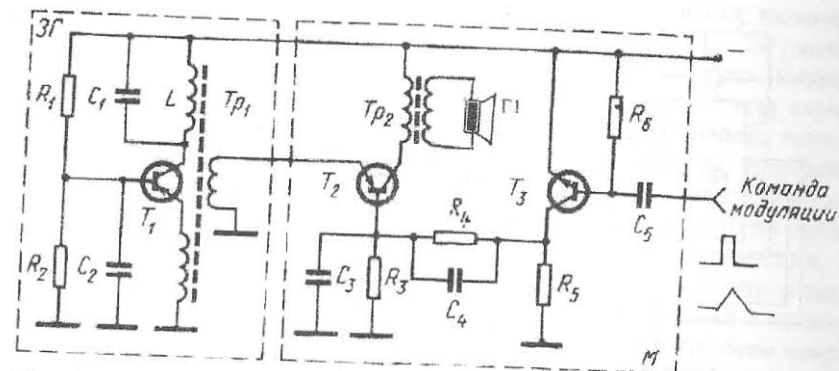
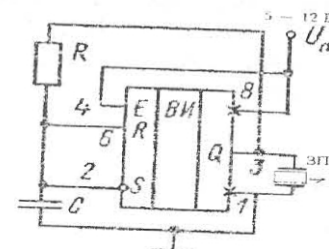
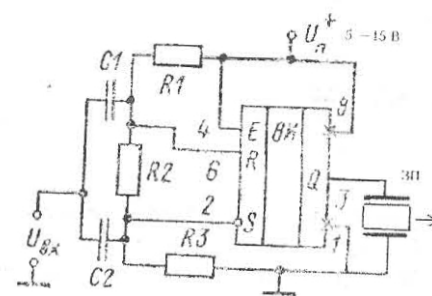


Рис. 97. Схема излучения модулированного акустического сигнала



а)



б)

Рис. 98. Схемы пьезокерамических блоков излучения на основе

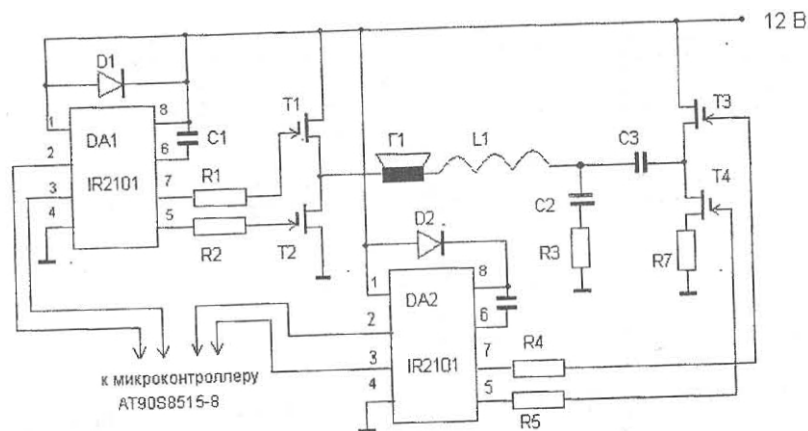


Рис. 99. Схема блока излучения акустического сигнала с электродинамиком: DA1, DA2 – IR2101; T1, T2, T3, T4 – IRFD110; D1, D2 – Д521; Г1 – 0,5ГДШ2, R1, R2, R4, R5 – 18 кОм; R3, R7 – 1кОм; C1 – 68 нФ; C2, C3 – 1,3 мкФ; L1 – 1,0 мкГн

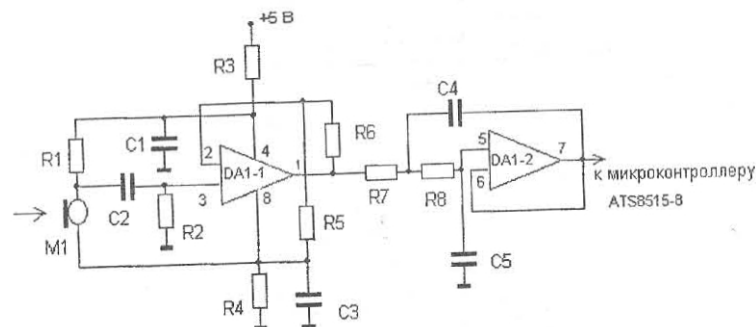


Рис.100. Схема приема акустического сигнала с микрофоном: DA1 – AD882, R1 – 10,6; R2 – 38 кОм; R3- 390 Ом; R4 –640 кОм; R5-640 кОм, R6-27 кОм; R7, R8 - 5,1 кОм; C1, C3- 0,1 мкФ; C2-0,68 мкФ; C4- 2,2 нФ, C5- 1 нФ

Здесь электродинамик Г1, формирующий акустический сигнал, включен в диагональ моста, собранного на полевых транзисторах Т1 – Т4, которые синхронно управляются сигналами микроконтроллера через микросхемы DA1, DA2, играющими роль согласователей уровней. Такая схема позволяет обеспечить двухполярность протекаемого через динамик тока и большую мощность излучения при высокой экономичности энергопотребления. При использовании в качестве излучателя электродинамика применение двухполярного сигнала управления не обязательно, но желательно, так как при этом увеличивается его КПД и мощность излучения.

Типовая схема приема акустического сигнала содержит усилитель сигнала микрофона и фильтр помехи, обязательно присутствующей в принятом сигнале. Одна из возможных схем, применяемая в приборе измерения длины и расстояний, приведена на рис. 100. Усилитель и фильтр выполнены на одной микросхеме AD822, содержащей в одном корпусе два операционных усилителя, первый из которых включен по схеме усиления сигнала, второй - по схеме фильтра. Выход фильтра подключается к аналоговому входу микроконтроллера AT90S8515-8, вместо которого может быть использован другой подходящий контроллер с внутренним АЦП. В блоке приема акустического сигнала в качестве усилителя можно применять специализированные микрофонные малошумящие усилители, в частности К174УНЗ, которые имеют высокую температурную стабильность и большие возможности шумоподавления с помощью внешних навесных элементов.

Рассмотрим схему, совмещающую в себе функции приемника и излучателя, которая реализуется в случае использования пьезокерамического преобразователя. Одна из возможных схем, управляемых от ПС контроллера показана на рис.101. Схема практически реализована в одном из макетных образцов прибора измерения длины и расстояний и неплохо себя зарекомендовала в процессе эксплуатации. Здесь пьезоэлектрический преобразователь ZQ2 одновременно является излучателем и приемником акустического сигнала. Синхронное управление процессом осуществляется микроконтроллером. Сигнал излучения инициируется непосредственно контроллером. Принимаемый сигнал усиливается каскадом усилителей DA2 – DA4 с элементами фильтрации и шумоподавления. Сущность управления от микроконтроллера состоит в том, чтобы по командам оператора разделить процессы излучения и приема сигнала, запоминание и обработку.

Отметим, что в последнее время интенсивно развивается новый класс электронно-акустических преобразователей, основанных на поверхностных акустических волнах.

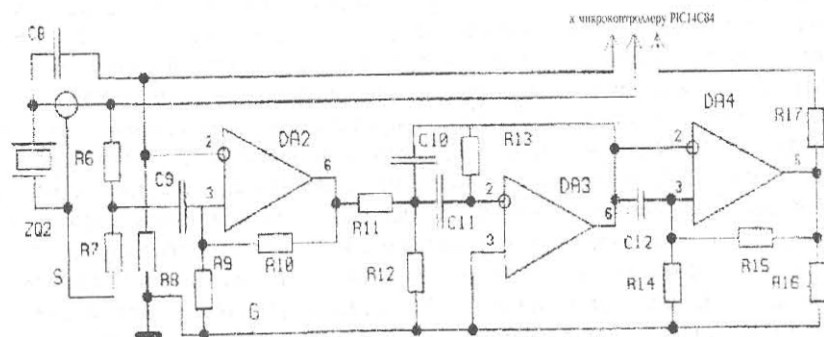


Рис. 101. Комплексная схема приема и излучения акустического сигнала с управлением от микроконтроллера

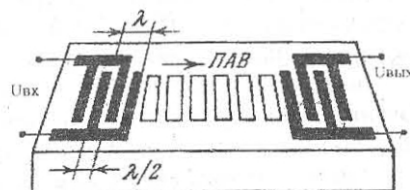


Рис.102. Электронно-акустический преобразователь на поверхностных акустических волнах

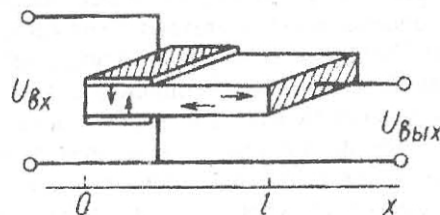


Рис. 103. Пьезокерамический высоковольтный трансформатор

Конструкция одного из таких преобразователей показана на рис. 102. При подаче на вход переменного напряжения в прилегающих к электродам участках кристалла за счет пьезоэффекта возникают механические напряжения, приводящие к возбуждению как поверхностных, так и объемных волн. Если штыри электродов расположены периодически, то при частоте входного сигнала $\omega = \frac{2\pi v}{d}$ (где v – скорость волны) поверхност-

ные волны, излученные в обе стороны, складываются в фазе и, следовательно, возбуждаются более интенсивно. На аналогичном принципе основана работа прибора в режиме приема. В показанном на рис. 102 случае прибор работает как высокочастотный трансформатор с линией задержки. Благодаря возможности получения практически любой частотной характеристики в рамках одноступенчатого технологического процесса показанные приборы заняли видное место в радиолокационных системах, вычислительной технике, телевидении. На указанном принципе делают высокочастотные полосовые и резонансные фильтры, а также генераторы геттодиапазона, устройства кодирования и декодирования, датчики давления, электрического и магнитного полей.

К этому же классу приборов относится пьезокерамический трансформатор напряжения, конструкция которого показана на рис.103. Он представляет собой пластину из пьезокерамики с наклеенными (напыленными) электродами. Входное переменное напряжение, приложенное к электродам на широкой поверхности пластины, возбуждает в ней поперечные колебания, показанные вертикальными стрелками. Из-за упругих связей в пластине возникают продольные колебания, показанные горизонтальными стрелками. Если частота возбуждающих колебаний совпадает с частотой механического резонанса пластины, то амплитуда упругих деформаций достигают максимума, и на торцах пластины возникает выходное переменное напряжение в 100 – 1000 раз большее по амплитуде входного напряжения. При использовании качественной пьезокерамики, такой как титанат бария, КПД трансформатора составляет около 90 %. Применяется при высоких входных напряжениях (до несколько киловольт) и малых токах нагрузки (единицы миллиампер). Достоинством рассмотренного трансформатора является простота технологии изготовления, планарность конструкции, высокая надежность.

Изменяя в небольших пределах частоту входного сигнала от резонансной, можно регулировать коэффициент трансформации прибора.

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.

Несомненным шагом в развитии электронно-акустической преобразовательной техники является акустоэлектроника и акустооптика, сочетающие в себе физические процессы взаимодействия звука с электронами и фотонами, развитие которых приведет к созданию принципиально новых видов миниатюрных преобразователей энергии.

В рамках настоящего учебного пособия 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 его рамками.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Иванов-Цыганов А. И. Электропреобразовательные устройства РЭС.- М.: Высшая школа, 1991.
2. Веселовский О.Н., Браславский Л.М. Основы электротехники и электротехнические устройства радиоэлектронной аппаратуры.- М: Высшая школа, 1977.
3. Источники электропитания РЭА: Справочник / Г.С. Найвельт (ред.) – М.: Радио и связь, 1985.
4. Справочник радиолюбителя- конструктора / А.В. Белкин (ред.) – М: Радио и связь, 1983.
5. Алексеев А.Г., Коломбед Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых микросхем.- М: Радио и связь, 1985.
6. Гедзберг Ю.М. Блоки питания отечественных телевизоров. М.: Радио и связь, 1991.

7. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.- М.: Мир, 1993.
8. Алексеев О.В., Китаев В.Е., Шихин А.Я. Электротехнические устройства. - М: Энергоиздат, 1981.
9. Трейстер О., Мэй Дж. 44 источника питания для любительских электронных устройств. – М: Энергия, 1994.
10. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.- Л.: Энергоатомиздат, 1988.
11. Атаев Д.И., Болотников В.А. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Справочник. – М: МЭИ, 1992.
12. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение: Справочник / А.В. Перебаскин (ред.). – М.: ДОДЭКА, 1996.
13. Колисниченко О.В., Шишигин И.В., Обрученков В.А. Интегральные микросхемы зарубежной бытовой видеоаппаратуры: Справочное пособие.- СПб.: Лань, 1995.
14. Сидоров И.Н., Димитров А.А. Микрофоны и телефоны.- М.: Радио и связь, 1993.
15. Бурко, Лямин П.М. Бытовые акустические системы.- Минск.: Беларусь, 1996.
16. Горбатов А.А., Рудашевский Г.Е. Акустические методы и средства измерения расстояний в воздушной среде.- М.: Энергия, 1973.
17. Сковрцов Б.В., Жиганов И.Ю. Электронно-акустические приборы измерения длины и расстояний с автоматическим зондированием свойств среды. // Сборник докладов XI международной научно- технической конференции «Датчики и преобразователи информации систем измерения, контроля и управления» (Датчик – 99). Гурзуф, 1999.

Самарский государственный аэрокосмический университет
Научно-техническая фирма "ПРОТОН"



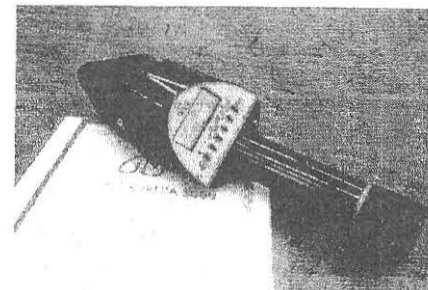
Уникальные приборы измерения, контроля, автоматики:

- Приборы контроля нефтепродуктов.
- Компьютерные системы контроля электроэнергии.
- Приборы контроля и регулирования микроклимата.
- Оптоэлектронные приборы дефектоскопии.
- Приборы контроля движения автотранспорта.
- Приборы контроля труб.
- Приборно-компьютерные системы раскроя полотна.
- Компьютерные системы диагностики глаз.
- Информационные световые табло.
- Оригинальные программные продукты.
- Разработка приборов и измерительно-компьютерных комплексов по заказам.

Аттестация, гарантийное обслуживание.
443086, Самара, Московское шоссе, 34 а, СГАУ,
корп.3а, ком. 101Б, тел. 357296, факс 356430.
E-mail: proton@ssau.ru

Фирма осуществляет поставку, разработку, наладку, сопровождение и обслуживание контрольно-измерительной техники в различных областях промышленности.

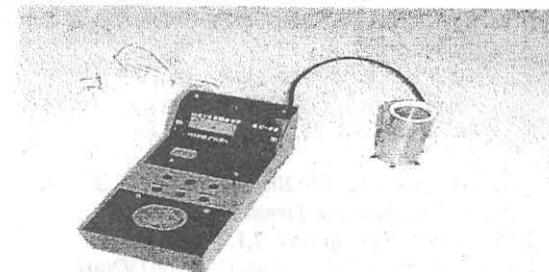
Портативный электронно-акустический прибор для измерения
длины труб и уровня жидкостей «ПИТОН – 12»



- Диапазон измерения0,2 – 14,0 м.
- Дискретность измерений0,1 см.
- Относительная погрешность0,1 %.

Может применяться для измерения расстояния до препятствия в трубе.

Портативный октанометр «АС-98»
(Госреестр № 7899)



Предназначен для измерения октанового числа бензинов.

- Диапазон измерения октановых чисел ...70,0 – 98,0 о.ч.
- Дискретность измерения.....0;1 о.ч.
- Относительная погрешность0,5 %.
- Время измерения10 с.

Учебное издание

*Скворцов Борис Владимирович
Жиганов Игорь Юрьевич*

**ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОННО-АКУСТИЧЕСКИЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА**

Учебное пособие

Редактор Н. С. Куприянова

Подписано в печать 12. 05. 2002, Формат 60х84 1/16.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Усл. п.л. 6,9. Усл. кр.-отт. 7,1. Уч.-изд. л. 7,5

Тираж 500. Заказ 62 Арт. С - 11(Д1)/2002

Самарский государственный аэрокосмический университет
имени академика С.П. Королева.
443086, Самара, Московское шоссе, 34.

РИО Самарского государственного аэрокосмического университета
443001, Самара, ул. Молодогвардейская, 151.