

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА**

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ  
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ  
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ» (МГТУ ГА)**

---

**Кафедра электротехники и авиационного электрооборудования  
А.А. Савелов**

## **РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ АВИАНИКИ**

Рекомендуется Учебно-методическим объединением вузов Российской Федерации по образованию в области эксплуатации авиационной и космической техники для межвузовского использования в качестве учебного пособия

**Москва-2015**

УДК 621.3:629.7 (075.8)

ББК 0562

С 12

Печатается по решению редакционно-издательского совета  
Московского государственного технического университета ГА

Рецензенты: канд. техн. наук, доц. Ю.П. Артеменко (МГТУ ГА);  
д-р техн. наук В.В. Кушнерев (ОАО «Аэроэлектромаш»)

Савелов А.А.

С 12 Расчет импульсных источников питания устройств авионики:  
учебное пособие. - М.: МГТУ ГА, 2015. – 96 с., 66 ил., 30 табл., лит.:  
24 наим.

ISBN 978-5-86311-980-9

В пособии рассматриваются методические вопросы проектирования импульсных источников питания: выбор магнитных материалов, расчет магнитных и ключевых элементов. Описывается применение специализированных программ для автоматизированного проектирования источников питания.

Данное учебное пособие издается в соответствии с рабочей программой учебных дисциплин «Системы электроснабжения воздушных судов», «Электрифицированное оборудование воздушных судов» по Учебному плану направления 25.03.02 (162500) для студентов всех форм обучения.

Рассмотрено и одобрено на заседаниях кафедры 3.03.15 г. и методического совета 19.03.15 г.

ББК 0562

Св. тем. план 2015 г.  
поз. 28

САВЕЛОВ Александр Александрович

РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ  
УСТРОЙСТВ АВИОНИКИ  
Учебное пособие

Редактор Г.В. Токарева

Подписано в печать 28.05.15 г.

Печать офсетная  
5,58 усл.печ.л.

Формат 60x84/16  
Заказ № 2009/

5,02 уч.-изд. л.  
Тираж 100 экз.

*Московский государственный технический университет ГА*

125993 Москва, Кронштадтский бульвар, д. 20

*Редакционно-издательский отдел*

125493 Москва, ул. Пулковская, д.6а

ISBN 978-5-86311-980-9

© Московский государственный  
технический университет ГА, 2015

## 1. Порядок проектирования импульсного источника

В общем случае проектирование импульсного источника питания (ИИП) представляет собой многоэтапный итерационный процесс [1]. Упрощенная блок схема проектирования источника приведена на рис.1.1

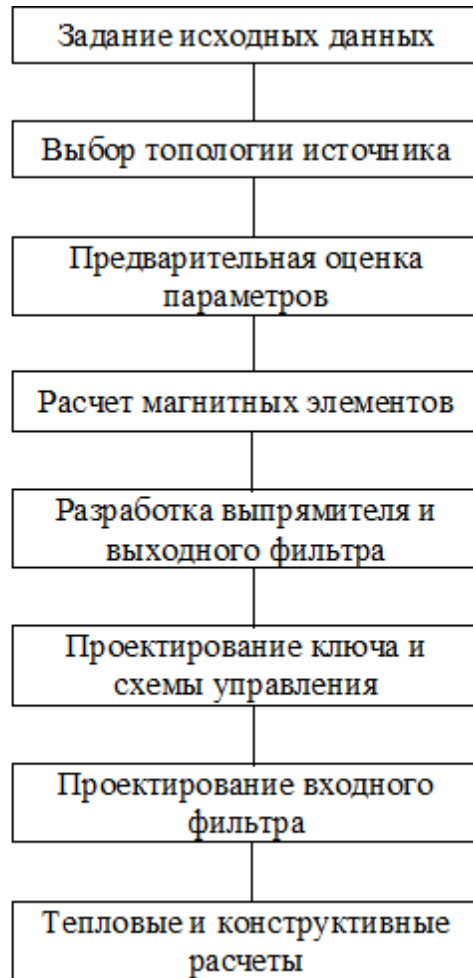


Рис. 1.1. Упрощенная блок схема проектирования импульсного источника

Данная блок схема составлена при условии, что ИИП питается от источника постоянного тока. При питании ИИП от сети переменного тока в процессе расчета входной цепи определяют постоянное напряжение и последующий расчет сводится к блок схеме на рис. 1.1.

Помимо указанных стадий, проектирование включает так же операции тестирования, уточнение параметров схемы, обеспечение устойчивости и другие процессы, сопровождающие полноценную разработку.

### 1.1. Выбор топологии источника

Область применения источника питания определяют его схемные решения – топологию электрической схемы преобразователя. Топология источника зависит от его назначения, мощности, напряжения, требований стоимости и других факторов. На рис. 1.2 показаны области применения

различных схем источников питания. В табл. 1.1 приведены их основные характеристики.

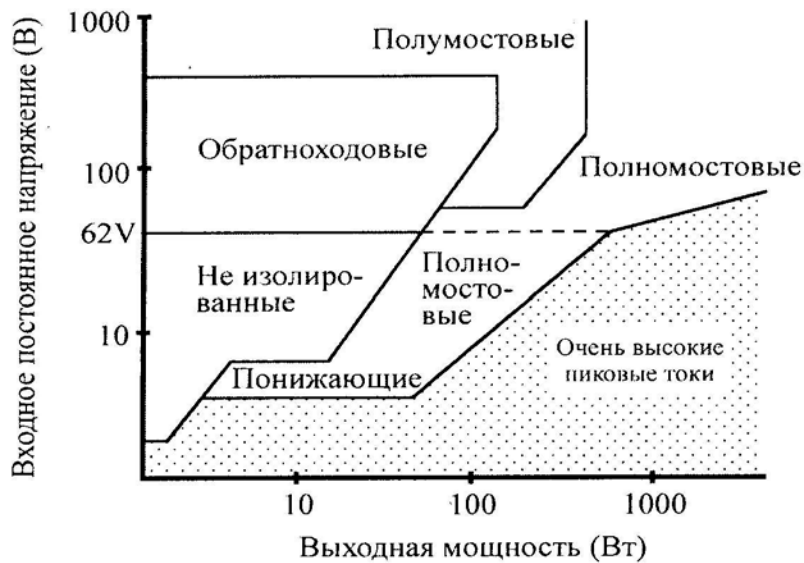


Рис. 1.2. Области применения различных топологий

Таблица 1.1

Топология	Диапазон мощностей, Вт	Диапазон напряжений $V_{in(dc)}$	Изоляция вход/выход	Типичный КПД, %	Относительная стоимость элементов
Понижающие	0–1000	5–40	Нет	78	1,0
Повышающие	0–150	5–40	Нет	80	1,0
Инвертирующие	0–150	5–40	Нет	80	1,0
Однотранзисторные прямоходовые	0–150	5–500	Да	78	1,4
Обратноходовые	0–150	5–500	Да	80	1,2
Пушпульные	100–1000	5–1000	Да	75	2,0
Полумостовые	100–500	5–1000	Да	75	2,2
Полномостовые	400–2000+	5–1000	Да	73	2,5

В проекте вид топологии определяется номером варианта задания.

## 1.2. Предварительная оценка основных параметров

В процессе проектирования возникает ряд неопределенностей, которые затрудняют разработку и приводят к итерационному решению. Приходится задаваться рядом параметров, проводить предварительные расчеты, в ходе которых оценивается реализуемость принятых допущений и уточнять их значения. Для этой цели разработаны специализированные программы расчета отдельных элементов или всего источника питания в целом. Однако не всегда эти программы удовлетворяют требованиям заказчика или его возможностям.

При предварительной оценке параметров определяют максимальные значения токов и напряжений, средние значения токов транзисторов, диодов, КПД преобразователя и другие параметры. Предварительные оценки базируются на опыте конструктора, в данном случае воспользуемся рекомендациями [1].

Пиковые значения токов в дросселях и первичных обмотках трансформаторов, максимальные значения напряжений на ключах, а также формы токов и напряжений для различных топологий приведены на рис.1.3-х. На них обозначены:  $I_p$  - пиковое значение тока;  $I_{load}$  - среднее значение тока в нагрузке ( $I_{out}$ );  $V_{sw}$  - напряжение на транзисторе;  $V_{in}$  - входное напряжение постоянного тока;  $V_{out}$  - выходное напряжение;  $V_{in(min)}$  - минимальное входное напряжение;  $V_{fvd}$  - падение напряжения на диоде;  $I_L$  - ток дросселя;  $I_{sw}$  - ток транзистора;  $I_D$  - ток диода;  $I_{pri}$  - ток в первичной обмотке трансформатора;  $I_{sec}$  - ток во вторичной обмотке;  $V_{sw1}$  - напряжение на транзисторе пушпульной схемы;  $I_{sw1}$  - ток транзистора в пушпульной схеме;  $V_{sat}$  - напряжение насыщения транзистора;  $V_{S2}$  - напряжение на транзисторе в полумостовой и мостовой схемах;  $I_{S2}$  - ток через транзистор в полумостовой и мостовой схемах;  $P_{out}$  - выходная мощность преобразователя.

Все схемы преобразователей на рис. 1.3 запитываются от сети переменного тока через входной фильтр и выпрямитель (рис. 4.1). Значения напряжений постоянного тока  $V_{in}$  определить по выражениям (4.1, 4.2) в соответствии с номером варианта задания.

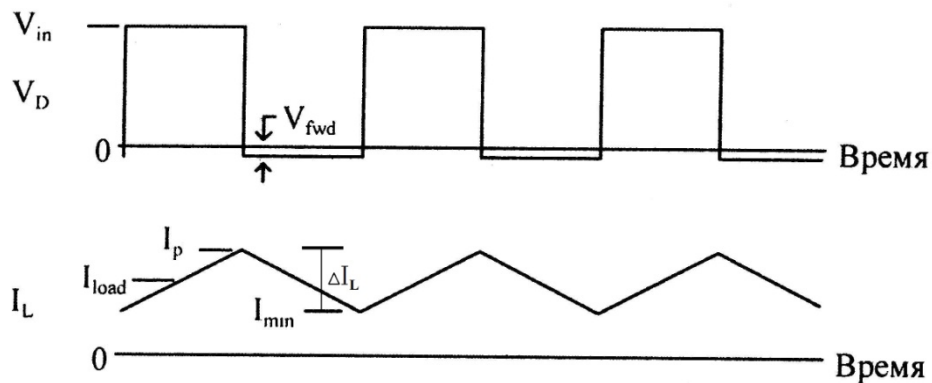
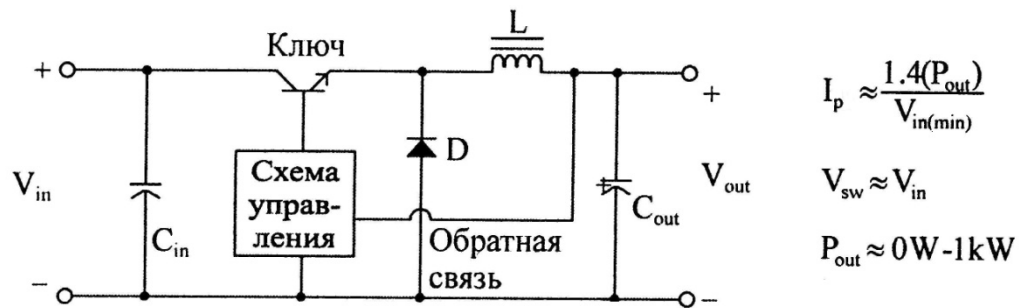


Рис.1.3а. Понижающий преобразователь

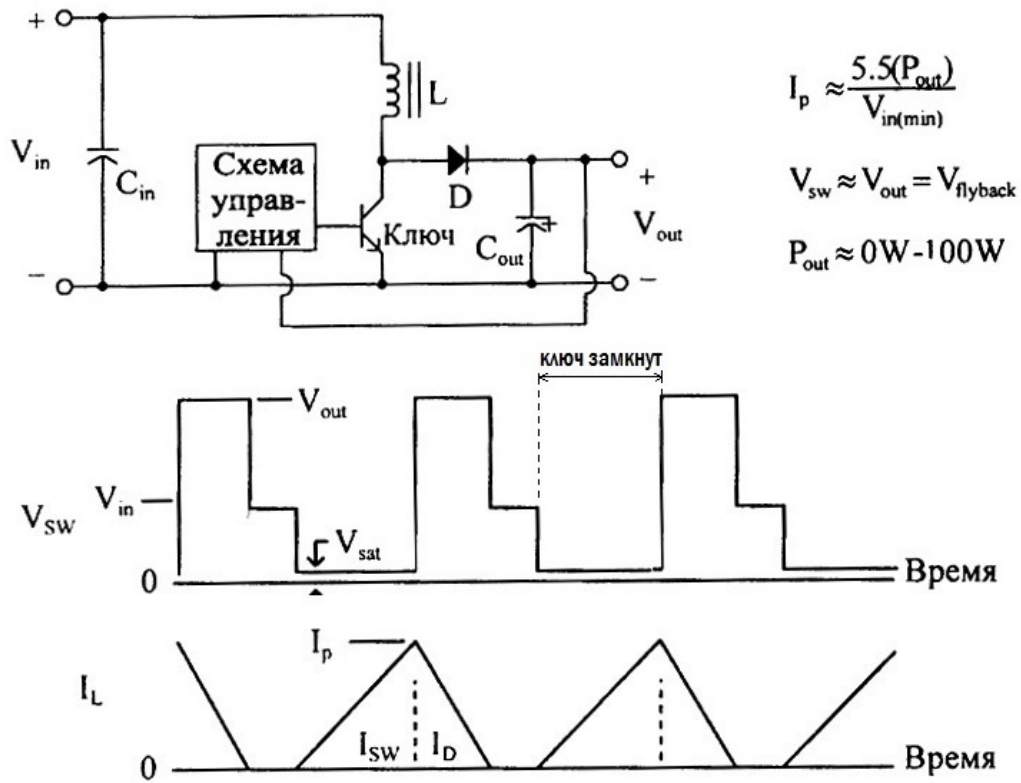


Рис.1.3б. Повышающий преобразователь

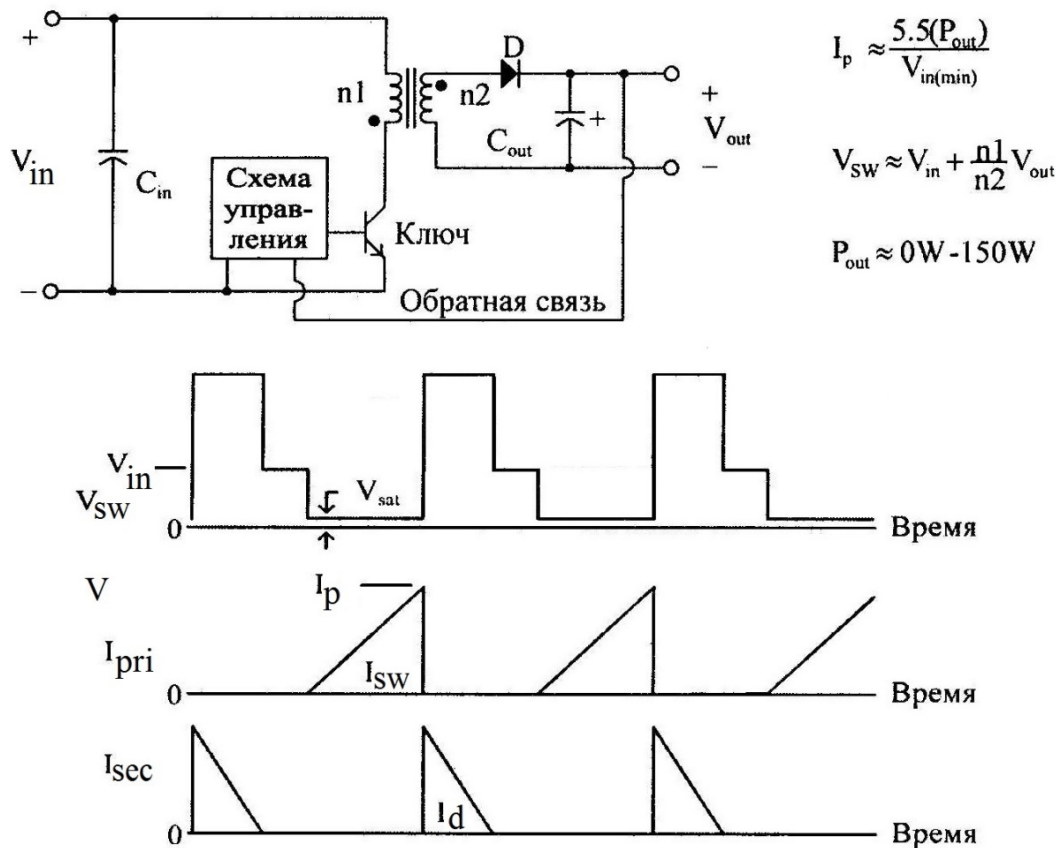


Рис.1.3в. Обратногоходовой преобразователь

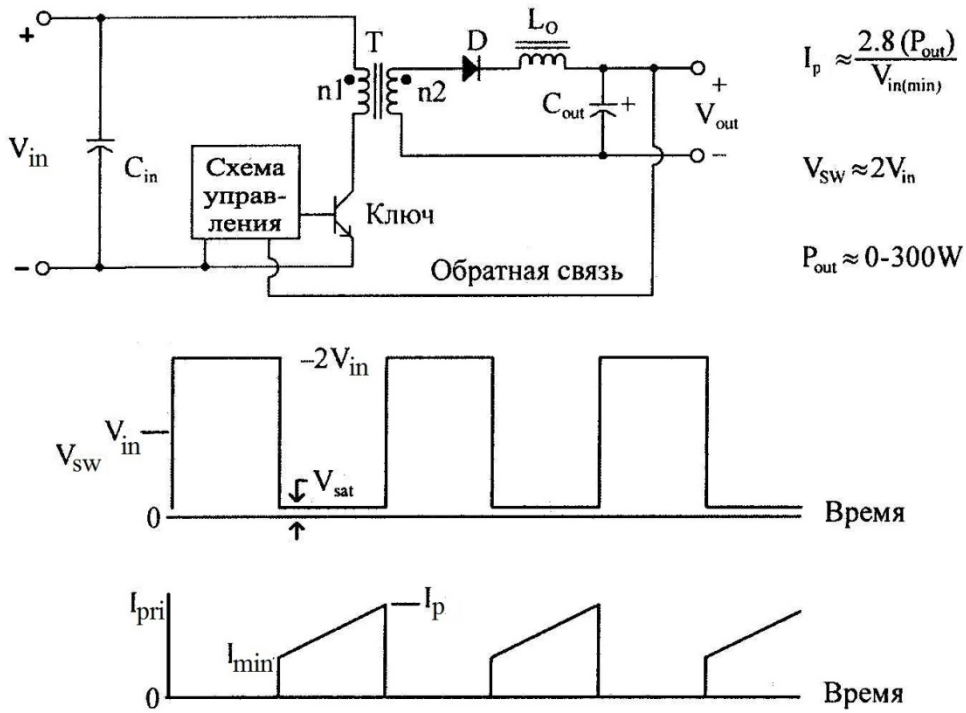


Рис.1.3г. Однотранзисторный прямоходовой преобразователь

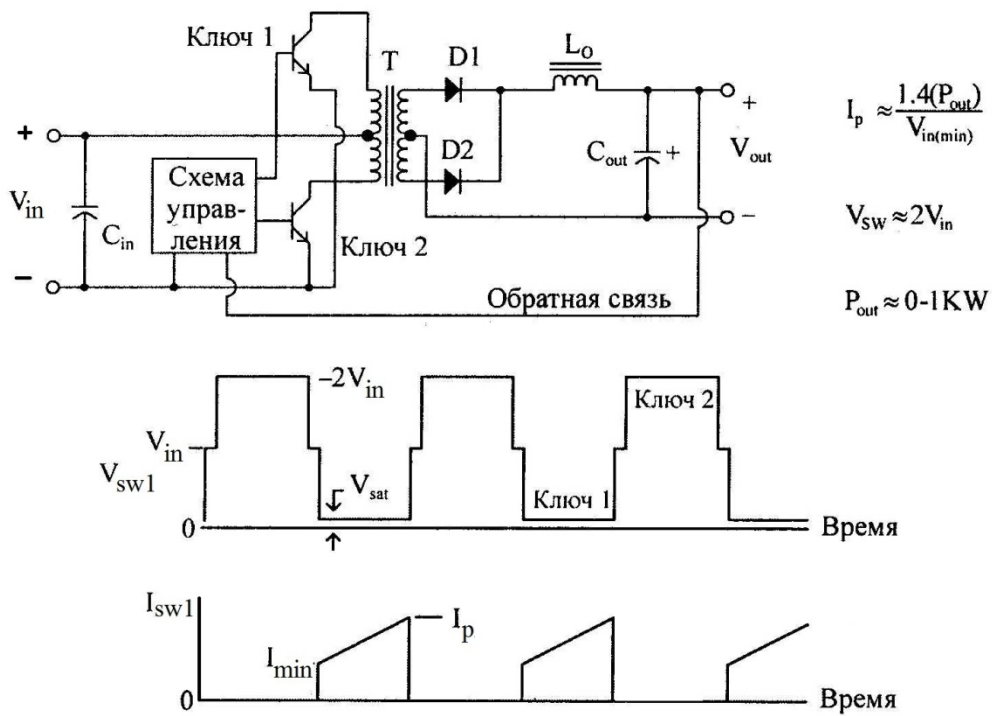


Рис. 1.3д. Пушпульный преобразователь

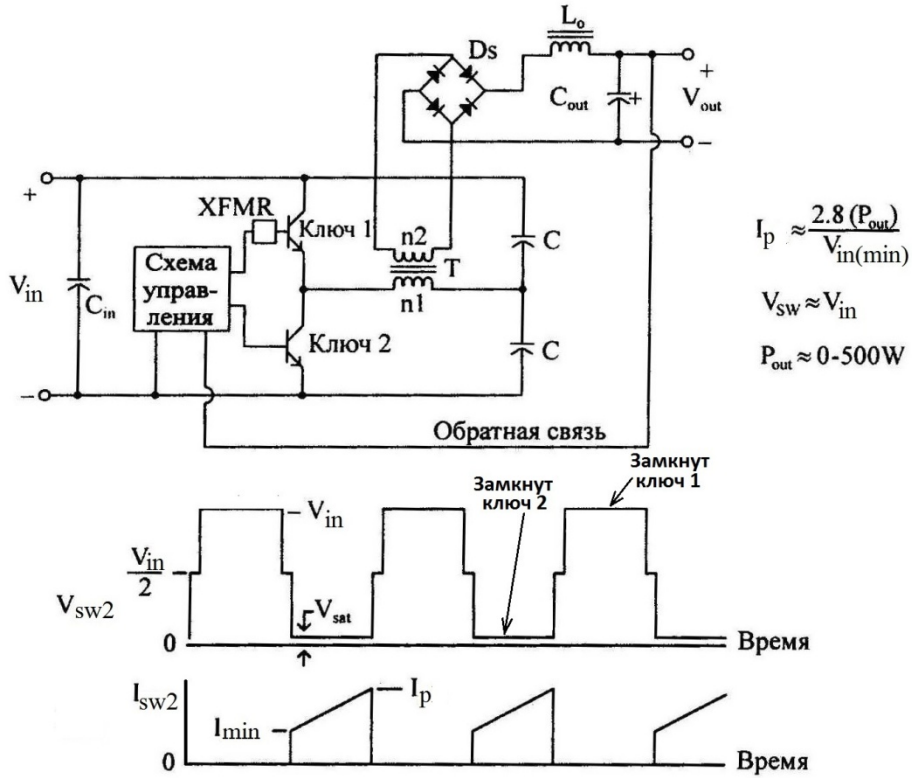


Рис.1.3е. Полумостовой преобразователь

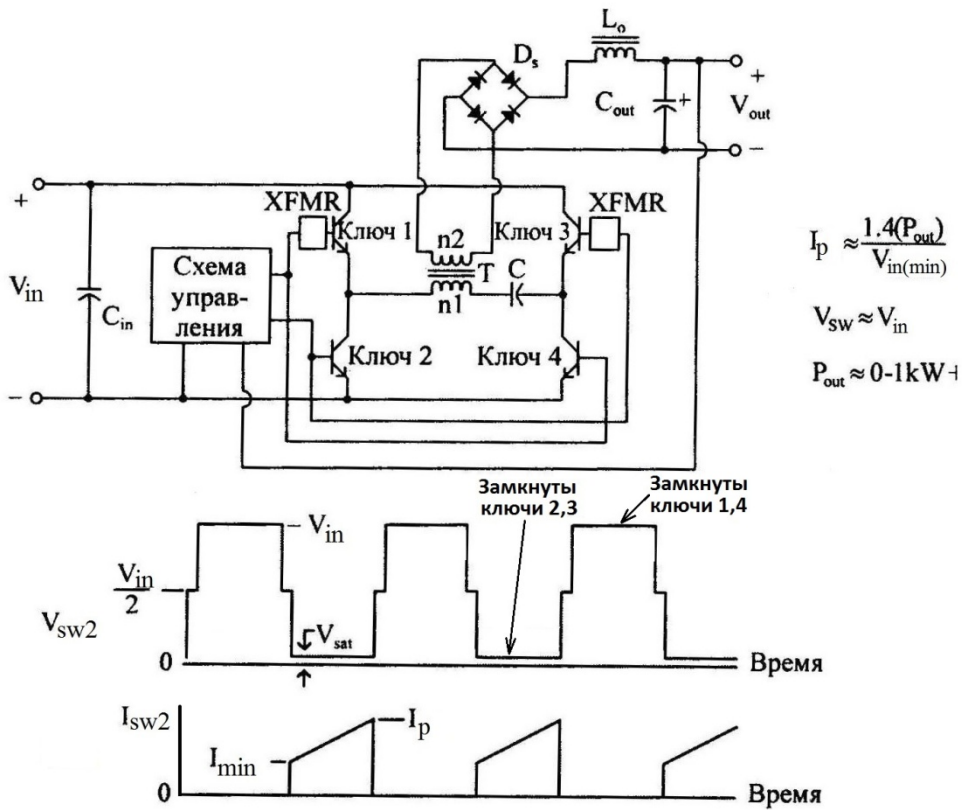


Рис. 1.3з. Полномостовой преобразователь



На предварительной стадии оцениваются следующие параметры.

Результирующая выходная мощность преобразователя:

$$P_{out} = \sum_{m=1}^n (V_{out(m)} \cdot I_{out(m)}) \quad (1.1)$$

где  $V_{out(m)}, I_{out(m)}$  соответственно выходное напряжение и ток на  $m$ -м выходе преобразователя (при наличии нескольких выходных напряжений);  $n$ - число выходных каналов.

Входная мощность:

$$P_{in} = P_{out} / \eta, \quad (1.2)$$

где  $\eta$  - КПД преобразователя, определяется по таблице 1.1

Среднее значение входного тока ( $I_{in(av)}$ ):

$$I_{in(av)} = P_{in} / V_{in(nom)}, \quad (1.3)$$

где  $V_{in(nom)}$  номинальное значение входного напряжения.

Входной пиковый ток

$$I_p = k P_{out} / V_{in(min)}, \quad (1.4)$$

где  $k=1,4$  – для понижающих, пушпульных, полномостовых преобразователей;  $k=2,8$  – для полумостовых, прямоходовых;  $k=5,5$  - для повышающих и обратноходовых преобразователей.

Максимальный входной постоянный ток ( $I_{in(DC,max)}$ ):

$$I_{in(DC,max)} = \frac{P_{in}}{V_{in(min)}}. \quad (1.5)$$

Основные минимальные значения параметров силовых полупроводниковых приборов для различных топологий приведены в таблице 1.2. Эта таблица позволяет на предварительном этапе оценить требования к полупроводниковым элементам. Принятые обозначения:  $V_{CEO}$ -напряжение коллектор-эмиттер;  $I_C$ -ток коллектора;  $V_{DSS}$ -напряжение сток-исток;  $I_D$ -ток стока;  $V_R$ -обратное напряжение на диоде;  $I_F$ -прямой ток диода.

Таблица 1.2

Топология	Биполярный ключ		КМОП ключ		Выпрямитель	
	$V_{CEO}$	$I_C$	$V_{DSS}$	$I_D$	$V_R$	$I_F$
Понижающие	$V_{in}$	$I_{out}$	$V_{in}$	$I_{out}$	$V_{in}$	$I_{out}$
Повышающие	$V_{out}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$V_{out}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$V_{out}$	$I_{out}$
Однотранзисторные прямоходовые	$2V_{in}$	$\frac{1,5P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{in}$	$\frac{1,5P_{out}}{V_{in(min)}}$	$3V_{out}$	$I_{out}$
Обратноходовые	$1,7V_{in(max)}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$1,5V_{in(max)}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$10V_{out}$	$I_{out}$
Пушпульные	$2V_{in}$	$\frac{1,2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{in}$	$\frac{1,2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{out}$	$I_{out}$
Полумостовые	$V_{in}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$V_{in}$	$\frac{2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{out}$	$I_{out}$
Полномостовые	$V_{in}$	$\frac{1,2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$V_{in}$	$\frac{1,2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2V_{out}$	$I_{out}$

## **2. Расчет магнитных элементов**

### **2.1. Выбор материала сердечника, рабочего значения индукции и формы магнитопровода**

Первоначальным фактором выбора материала является рабочая частота преобразователя. Чем выше частота преобразования и больше значение индукции, тем меньше габариты магнитных элементов, однако, с увеличением частоты и индукции растут потери в магнитных материалах, поэтому существуют оптимальные значения этих параметров для каждого из материалов. При выборе материала и рабочего значения индукции следует придерживаться рекомендаций производителей магнитных материалов. Из подходящих по частотным свойствам материалов следует выбирать материалы с максимальным значением индукции и минимальными потерями.

На выбор материала сердечника так же влияет режим его перемагничивания: симметричный – у двухтактных преобразователей, несимметричный - у одноктактных. Для одноктактных преобразователей предпочтение следует отдавать материалам с малой остаточной намагниченностью, для дросселей фильтров – с большой магнитной проницаемостью в сильных магнитных полях.

При проектировании трансформаторов на частоту 400Гц и выше применяется холоднокатаная электротехническая сталь марок 3421-Э3425 с толщиной листа 0,35- 0,05мм в зависимости от частоты. Электротехническая сталь имеет преимущества перед другими материалами на частотах до 1кГц.

На частотах до нескольких десятков кГц используются пермаллоевые сплавы марок 50НП, 34НКМП, 47НК, 79НМ, 40НКМ, а также отечественные ферриты 1500НМ3, 2000НМ1, 2000НМ3, 2500НМС2. Ферриты имеют меньшую индукцию насыщения, чем электротехническая сталь, но имеют малые потери на высоких частотах. Пермаллоевые сплавы выпускаются в виде ленты, толщиной до 0.005мм. Преимущества ферритов над пермаллоями начинают проявляться на частотах свыше 30кГц. Характеристики некоторых видов магнитных материалов приведены в приложении П1.

В последние годы появились отечественные аморфные материалы типа ГМ, которые отличаются от пермаллоев значительно меньшими потерями. Выпускаются сплавы способные работать на частотах до 200 кГц с прямоугольной петлей гистерезиса ГМ32ДС и сплавы с малой остаточной намагниченностью - ГМ54ДС. (<http://www.gammamet.ru>)

Для сравнения на рис. 2.1 показаны кривые максимальной мощности от частоты для сердечника ОЛ20/32-10 для различных материалов: сталь 3425 0.08мм, феррит 2000НМА, пермаллой 79НМ 0.02мм, аморфный сплав ГМ414. Зависимости построены при условии перегрева сердечника на 20°C.

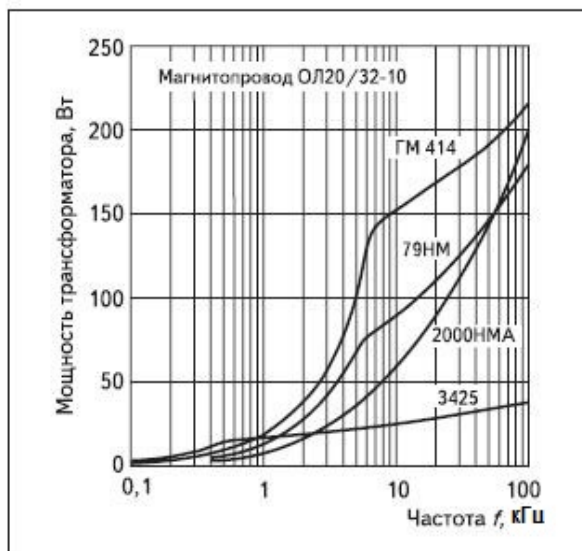


Рис.2.1. Зависимость мощности магнитопровода от частоты

Выбор материала сердечника и его формы зависит так же от целевой задачи проектирования: расчет индуктивного изделия на минимальную массу или на минимальную стоимость. По сравнению с электротехническими сталями и ферритами пермаллой и аморфные материалы более дорогие.

Низкой коэрцитивной силой и высокой магнитной проницаемостью обладают магнитоэлектрики марки МП. В табл. 2.1 приведены предпочтительные частоты применения магнитных материалов

в зависимости от марки и толщины ленты.

Таблица 2.1

Материал	Частота f, кГц/толщина ленты, мм						Индукция, Тл.	
	1-6	6— 10	10-20	20-50	50-100	100-500	Насыщения $B_s$	Остаточная $B_R$
3423	0,08-0,05	0,05	-	-	-		1,8	
34НКМП	0,1-0,05	0,02	0,01	-	-		1,5	
50НП	0,1-0,05	0,02	-	-	-		1,52	
79НМ	0,1-0,05	0,05	0,02	0,01	-		0,73	
40НКМ	0,1-0,02	0,02	0,02	0,02	0,01		1,35	
1500НМ3	-	-	+	+	-		0,38	0,08
2000НМ1	-	+	+	+	+		0,38	0,12
2000НМ3	-	-	+	+	+		0,36	0,12
2500НМС2				+	+		0,45	0,1
N27				+	+		0,41	
N87				+	+	+	0,39	
N97				+	+	+	0,41	

Оптимальное значение индукции зависит от многих факторов: частоты, заданного КПД, формы тока, конструкции магнитопровода, допустимой температуры сердечника и других факторов. Аналитически учесть все факторы весьма сложно, поэтому на практике используют рекомендации производителей индуктивных элементов.

Кроме того, форма представления характеристик магнитных материалов у различных производителей отличается, что так же затрудняет однозначный выбор параметра. Поэтому процесс выбора индукции (как и габарита магнитопровода) носит итерационный характер, т.е., задав предварительно индукцию и выбрав магнитопровод, проверяют размещение обмоток и величину перегрева сердечника и в случае не выполнения требований по одному из этих условий изменяют индукцию или сердечник.

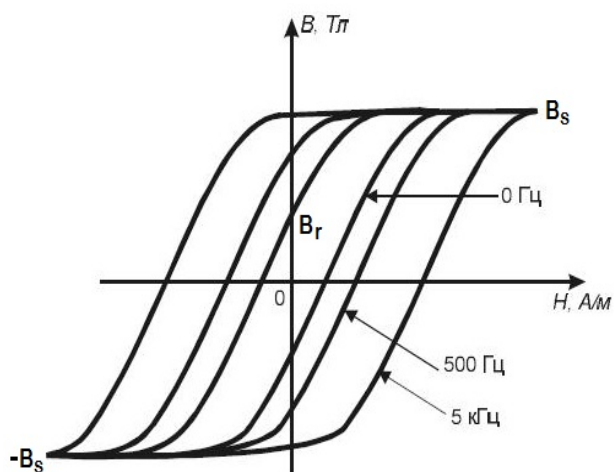


Рис 2.2. Динамическая петля гистерезиса

Магнитный материал характеризуется предельным значением индукции  $B_S$  (индукция насыщения). В двухтактных преобразователях с независимым возбуждением индукция в сердечнике периодически меняется от положительного максимального значения  $(+B_m)$  до минимального значения  $(-B_m)$  и петля гистерезиса симметричная. Индукция  $B_S$  изменяется с изменением температуры, старения материала, механических воздействий, поэтому, чтобы исключить насыщение сердечника при расчетах магнитных материалов используют *рабочее значение индукции* ( $B_m$ ),  $B_m < B_S$ . В первом приближении, при отсутствии рекомендаций, принимают  $B_m = (0.5-0.75)B_S$ . Однако параметры выбранного при этом магнитопровода могут сильно отличаться от оптимальных, кроме того, данный подход не учитывает резкий рост потерь в сердечнике с увеличением частоты.

Магнитные потери в магнитопроводе пропорциональны площади петли гистерезиса, на рис. 2.2 показано влияние частоты на кривую перемagnичивания. Из рисунка видно, что с ростом частоты помимо потерь увеличивается так же остаточная индукция  $B_r$ , величина которой имеет важное значение для работы одноконтных преобразователей.

### 2.1.1. Использование импортных магнитных материалов

На отечественном рынке появились импортные ферриты с высокими магнитными свойствами, например ферриты фирмы Epcos для силовых цепей: N27, N67, N87, N97. Они обладают малыми потерями и могут использоваться до частоты 1мГц. Рекомендации по их применению даны в приложении П1.5.

При использовании импортных материалов первоначально выбирается материал магнитопровода, исходя из рабочей частоты преобразователя, согласно рекомендаций производителя. В табл. 2.2 приведены магнитные материалы некоторых фирм для работы в импульсных преобразователях на различных частотах.

Основным фактором, определяющим достоинства материала, являются его потери при рабочей частоте и магнитной индукции.

Таблица 2.2

Производитель	Марка магнитного материала	
	Частота функционирования	
	< 100 кГц	<1 МГц
Magnetics, Inc.	F, T, P	F, R, N
TDK	P7, C4	P7, C40
Philips	3C8	3C85
Siemens	N27	N67

На рис. 2.3 приведены удельные потери различных материалов в зависимости от температуры, удельные потери измеряются на единицу объема или массы.

При отсутствии такой информации следует воспользоваться графиками удельных потерь магнитных материалов от частоты, которые, как правило, приводятся на сайтах производителей. Согласно рекомендации [1], индукцию и

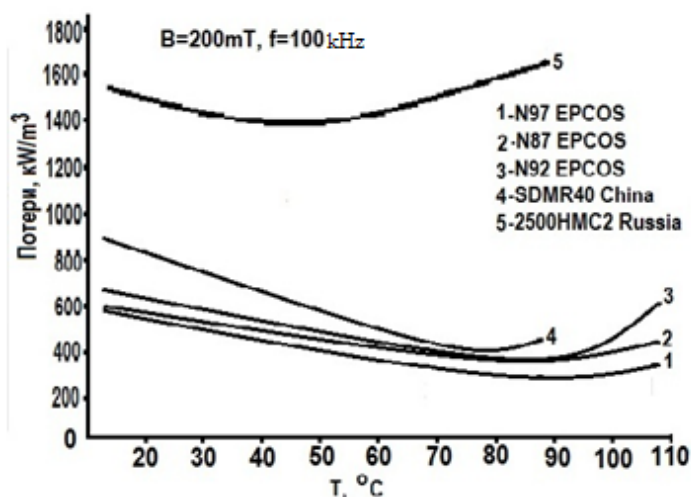


Рис. 2.3. Сравнение различных материалов по удельным потерям от температуры для индукции  $B=0,2\text{Тл}$  и частоте  $100\text{кГц}$

частоту следует выбирать так, чтобы удельные потери в магнитопроводе составляли  $100\text{-}300\text{ мВт/см}^3$ . Меньшие значения удельных потерь принимают для больших магнитопроводов. Для примера на рис. 2.4 показаны зависимости потерь от индукции и частоты для материала 3C8, фигурными скобками отмечен диапазон рекомендуемых значений удельных потерь.

Одним из промышленных требований к импульсным источникам является ограничение потерь в индуктивном элементе до 2% от общего значения, с этой целью рекомендуется [1] выбирать рабочее значение индукции  $B_m$  в соответствии с таблицей 2.3. Данная таблица носит ориентировочный характер и может быть использована при отсутствии детальных рекомендаций производителя.

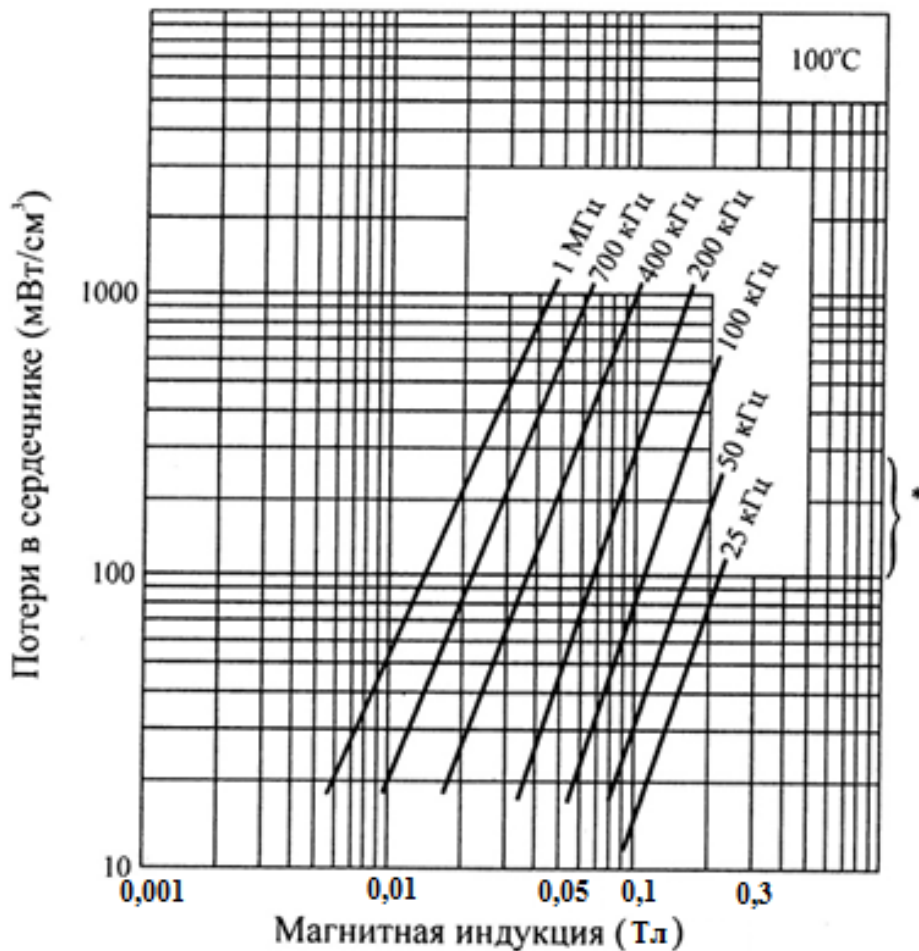


Рис. 2.4. Зависимость удельных магнитных потерь от индукции и частоты для материала 3С8. Символом \* отмечен рекомендуемый диапазон удельных потерь

Таблица 2.3

Рабочая частота	Максимальная рабочая магнитная индукция $B_m$ ( $B_S$ -индукция насыщения)
$< 50$ кГц	$0,50B_S$
$< 100$ кГц	$0,50B_S$
$< 500$ кГц	$0,25B_S$
$< 1$ МГц	$0,10B_S$

### 2.1.2. Особенности работы трансформатора в однотактных (униполярных) схемах

Во многих схемах обмотка трансформатора (дросселя) запитывается униполярными импульсами (рис. 2.5), ток в обмотке трансформатора протекает в одном направлении, в результате знак индукции магнитного потока сердечника униполярный, т.е. не меняет свой знак. При таких режимах остаточная намагниченность материала магнитопровода существенно ограничивает диапазон изменения индукции, а следовательно, влияет на

габаритные размеры трансформатора. На рис.2.5 обозначены:  $W_1$  - число витков обмотки;  $S_0$  - площадь окна магнитопровода;  $S$  - сечение

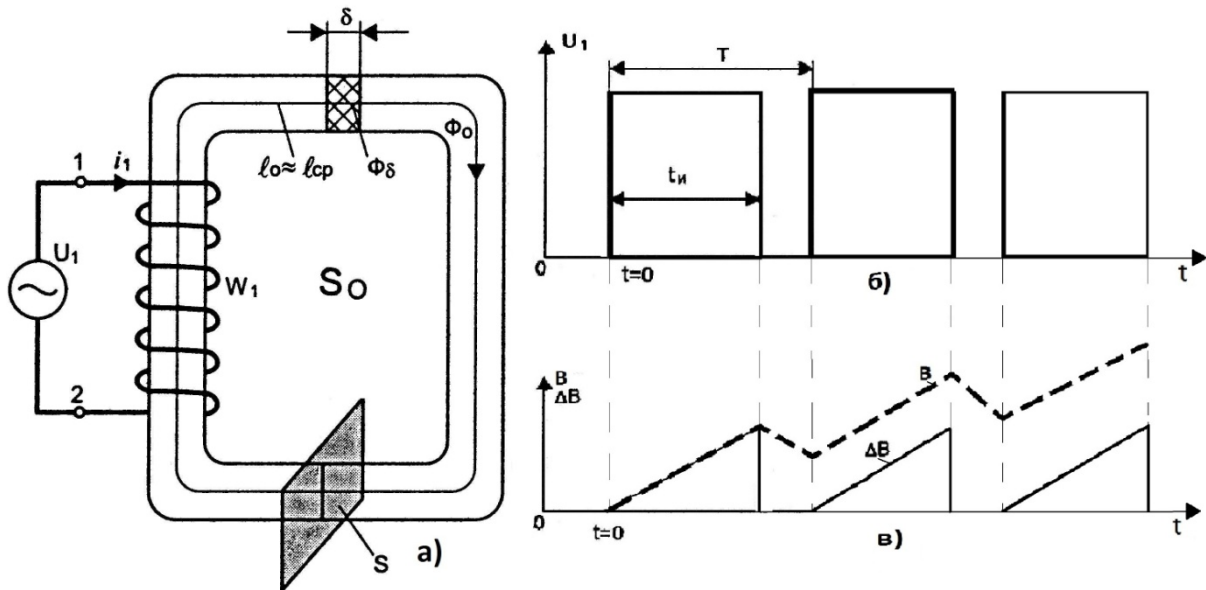


Рис .2.5. Намагничивание сердечника униполярными импульсами магнитопровода

Источник напряжения  $U_1$  формирует прямоугольные импульсы с периодом  $T$  (рис.2.5б).

Рассмотрим как происходит намагничивание сердечника в этом случае. Пусть в исходном состоянии сердечник полностью размагничен ( $B_{(t=0)}=0$ , рис.2.6). При наличии сигнала  $U_1$ , если пренебречь сопротивлением обмотки,

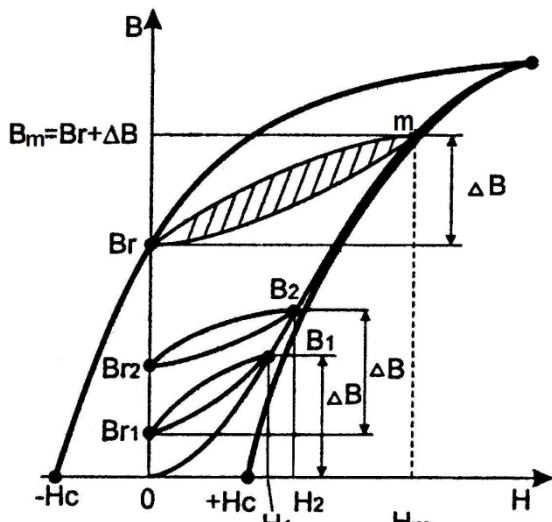


Рис. 2.6. Кривая намагничивания

это напряжение уравновешивается эдс самоиндукции:

$$U_1 = W_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = W_1 S \frac{dB}{dt}, \quad (2.1)$$

$$\text{откуда } dB = \frac{1}{W_1 S} U_1 dt,$$

$$B(t) = \frac{1}{W_1 S} \int_0^{t_n} U_1 dt + B(0). \quad (2.2)$$

Здесь  $B(0)$  значение индукции в сердечнике перед началом импульса  $U_1$ . Приращение индукции в сердечнике составит:

$$\Delta B = B(t) - B(0) = \frac{1}{W_1 S} \int_0^{t_n} U_1 dt. \quad (2.3)$$

Если  $U_1 = \text{const}$ ,

$$\text{то } \Delta B = \frac{U_1 t_n}{W_1 S} = \frac{U_1 q}{W_1 S f}, \quad (2.4)$$

где  $q = t_n / T$  – коэффициент заполнения импульсов;  $f$  - частота следования импульсов.

и по окончании импульса индукция достигнет значения  $B_1$  (рис.2.6), затем, в течение паузы, индукция по частной петле гистерезиса снизится до значения  $B_{r1}$ . При следующем импульсе индукция вновь увеличится на величину  $\Delta B$  и

от значения  $B_{r1}$  по частному циклу возрастет до значения  $B_2$ , а потом снизится до  $B_{r2}$ . Максимальное значение индукции будет нарастать пока не достигнет значения  $B_m$  (рис. 2.6), при последующих импульсах индукция будет изменяться по частному циклу:  $B_r$ - $B_m$ . Наличие остаточной намагниченности ( $B_r$ ) приводит к тому, что рабочий диапазон изменения индукции уменьшается, уменьшая при этом эффективность использования сердечника.

Выбирая материал сердечника для униполярных схем, следует отдавать предпочтение материалам с малой остаточной намагниченностью, однако, даже у лучших материалов  $B_r$  составляет примерно половину от индукции насыщения. С целью снижения остаточной намагниченности применяют различные конструктивные решения: введение немагнитного зазора в сердечнике, размещение размагничивающих обмоток.

#### *Введение зазора в магнитопровод*

Разрежем сердечник магнитопровода, введя в него тонкий воздушный зазор  $\delta$  (рис. 2.5), причем величина зазора много меньше средней длины магнитопровода ( $l_{cp}$ ):  $\delta \ll l_{cp}$ . Если толщина зазора мала по сравнению с линейными размерами сечения магнитопровода, то можно допустить, что магнитный поток в сердечнике ( $\Phi_0$ ) и зазоре ( $\Phi_\delta$ ) одинаков:  $\Phi_0 = \Phi_\delta$ . Отсюда следует, что индукция в зазоре ( $B_\delta$ ) будет равна индукции сердечника ( $B_0$ ).

$$\Phi_0 = \Phi_\delta = B_0 S = B_\delta S, \quad B_0 = B_\delta = B.$$

В соответствии с законом полного тока для магнитной цепи можно записать:

$$i_1 W_1 = H_0 l_0 + H_\delta \delta, \quad (2.5)$$

где  $H_0$ - напряженность магнитного поля в магнитопроводе;  $H_\delta$ - напряженность магнитного поля в зазоре;  $\delta$ - величина зазора;  $l_0$ - протяженность ферромагнитной части магнитопровода,  $l_0 \approx l_{cp}$ .

Напряженность с индукцией связана соотношением:

$$H = \frac{B}{\mu_0 \mu}, \quad (2.6)$$

где  $\mu_0$ - магнитная постоянная;  $\mu$ -относительная магнитная проницаемость материала.

После постановки (2.6) в (2.5), получим:

$$i_1 W_1 = \frac{B l_0}{\mu_0} \left( \frac{1}{\mu} + \frac{\delta}{l_0} \right). \quad (2.7)$$

При больших значениях  $\mu$  ( $\mu > 1000$ ) и  $\delta / l_0 > 1/200$  выражение (2.7)

можно упростить 
$$i_1 W_1 \approx \frac{B l_0}{\mu_0} \left( \frac{\delta}{l_0} \right). \quad (2.8)$$

Или  $i_1 W_1 = \frac{B l_0}{\mu_0 \mu_c}$ , где  $\mu_c = \frac{l_0}{\delta}$ . Величина  $\mu_c$  называется эквивалентной проницаемостью магнитопровода с зазором, то есть зазор как бы понижает магнитную проницаемость магнитопровода и, следовательно, меняется наклон кривой намагничивания (рис. 2.7).



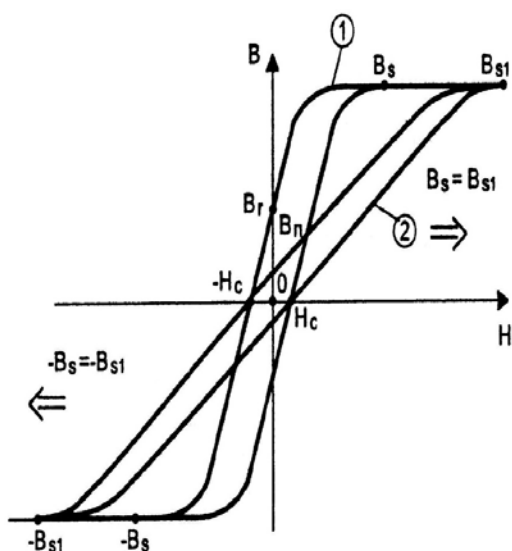


Рис. 2.7. Кривая намагничивания сердечника с воздушным зазором

Кривая 1 – перемагничивание магнитного материала замкнутого магнитопровода. Кривая 2 – перемагничивание при наличии воздушного зазора. Наклон характеристики снижает величину остаточной намагниченности и улучшает использование магнитного материала.

При зазорах порядка сотых долей миллиметра магнитная проницаемость сердечника снижается не сильно, однако, такие зазоры трудно обеспечить с учетом нагрева сердечника. На практике зазоры устанавливают в десятые доли миллиметра, выпускаются так же готовые сердечники с зазором. Зазор часто применяется в дросселях, работающих с подмагничиванием

постоянным током, а также обратных преобразователях. Зазор изготавливается путем прокладки фторопластовой пленки, стеклотекстолита или слюды между половинками разъемного сердечника.

Рекомендуемые значения индукции  $B_m$  для различных магнитных материалов силовых трансформаторов и трансформаторов двухтактных преобразователей в зависимости от мощности и частоты представлены в П1.

При работе трансформаторов в преобразователях с самовозбуждением максимальная индукция должна быть равна индукции насыщения ( $B_S$ ) (для материалов 34НКМП и 50НП  $B_S = 1,45$  Тл, а для сплава 79НМ  $B_S = 0,75$  Тл).

В трансформаторах однотактных преобразователей расчетная индукция

$$\Delta B = 0,5(B_m - B_r), \quad (2.9)$$

где  $B_m$  – максимальное рабочее (расчетное) значение индукции ( $B_m \leq 0,75B_S$ );  $B_r$  – остаточная магнитная индукция.

Например, для ферритов 2000НМ значение  $\Delta B$  обычно выбирают в пределах 0,05-0,07 Тл. [21]. Величину  $B_m$  ( $\Delta B$ ) снижают с ростом частоты преобразователя для уменьшения тепловых потерь.

### 2.1.3. Выбор формы сердечника

По конструктивному исполнению магнитопроводы трансформаторов обычно делят на три группы: броневые, стержневые и тороидальные (рис. П1.12). На частотах 50-1000 Гц применяют обычно броневые и стержневые сердечники (Ш, ШЛ), тороидальные и броневые (К, ОЛ) – на частотах 0,4-100 кГц и выше. Рекомендации по применению сердечников для высокочастотных преобразователей даны в табл. П1.11.





Магнитопроводы в зависимости от технологии изготовления делятся на пластинчатые, ленточные и прессованные. На частотах свыше 2 кГц применяют ленточные и прессованные сердечники. Ленточные сердечники допускают

значение индукции на 20-30% больше чем пластинчатые, имеют меньшие потери. Применяются также и другие формы сердечников. Основные данные некоторых броневых, стержневых и кольцевых сердечников приведены в П1, табл. П1.1-4.

Подробные параметры отечественных сердечников приведены в [22].

Соответствие обозначений ферритовых сердечников отечественных и зарубежных производителей дано в табл. 2.4

Таблица 2.4

конфигурация феррита	ферриты Россия	<u>ферриты Epcos</u>	<u>ферриты Magnetics</u>	ферриты CosmoFerrites	ферриты ЮВ Азия
 Ферритовые кольца	<u>К</u>	<u>Р</u>	<u>ТС</u>	<u>Т</u>	OR(T) <u>1</u> <u>2</u>
 Квадратные ферритовые сердечники	<u>КВ</u>	<u>RM, PQ</u>	<u>RM</u>	RM, PQ, EP <u>1</u> <u>2</u>	<u>RM, EP,</u> <u>PQ</u>
 Броневые ферритовые сердечники	<u>Б</u>	<u>PM, P,</u> <u>P</u> <u>Halves,</u> <u>EP</u>	<u>POT, DS,</u> <u>RS, EP, P</u> <u>Q</u>	<u>EP, PTC,</u> <u>POT</u>	<u>P, PC</u>
 Ш-образные ферритовые сердечники	<u>Ш</u>	<u>E, ELP, EF</u> <u>D, EV</u> <u>ETD, ER,</u> <u>EQ</u>	<u>E, EEM,</u> <u>EFD,</u> <u>EC, ETD,</u> <u>EER,</u> <u>ER, Planar</u>	<u>EE, EC, ETD, E</u> <u>ER,</u> <u>EFF, UU, I,</u> <u>EVD,</u> <u>EFC, EED, EI,</u> <u>ET&amp;UT,</u> <u>Planer E</u>	EE, EPC, EER, ET, EI, EF, EED, UU <u>1</u> <u>2</u> <u>3</u> <u>4</u> <u>5</u> <u>6</u> <u>7</u> <u>8</u>

Выбор сердечника определяется многими факторами: стоимостью, технологическими возможностями намотки обмоток, возможностью введения зазора.

Конфигурация сердечника для двухтактных и прямоходовых преобразователей может быть любая. Наиболее часто применяются кольцевые (тороидальные) сердечники, особенно для устройств малой и средней мощности. Трансформаторы на них, при прочих равных условиях, обладают минимальной индуктивностью рассеяния, что уменьшает выбросы напряжения на силовых ключах, излучение помех, снижает выходное сопротивление трансформатора. Кроме того, кольцевые сердечники дешевы. Недостатками тороидальных катушек является более высокая трудоемкость намотки, необходимость изоляции сердечника (отечественные сердечники выпускаются без покрытия, импортные — как без покрытия, так и с изоляционным

покрытием, рассчитанным на определенное значение испытательного напряжения).

Возможно также применение разъемных сердечников броневого и стержневой конструкции. Широко применяются отечественные сердечники типа КВ (импортные аналоги RM), а также Ш-образные сердечники и их модификации (отечественные Ш, импортные EE, EI, EFD, ER, ETD и т. п.). Сердечники КВ (RM) вписываются в квадрат в плане, что удобно для размещения их на плате. Они имеют круглую катушку как с одной секцией, так и с двумя и более, удобную и технологичную в намотке. Однако из-за большей индуктивности рассеяния в некоторых случаях необходимо применять технологические усложнения в намотке, а также увеличивать демпфирующие цепи в схеме преобразователя, что в свою очередь несколько снижает КПД.

Сердечники типа Б (импортные аналоги P) подобны КВ, но круглые в плане, менее удобны при размещении на плате и применяются реже. Достаточно удобны сердечники EP, которые вписываются в прямоугольник (почти квадрат), имеют удобную в намотке катушку, которую сердечник закрывает со всех сторон, кроме одной, обращенной к плате.

Для обратных преобразователей, а также для дросселей подходят любые разъемные сердечники из ферритов с зазором либо сердечники из магнитодиэлектриков без зазора.

## 2.2. Габаритная мощность трансформатора

Для расчета габаритной мощности трансформаторов преобразователей оперируют с действующими значениями токов и напряжений. Действующие значения зависят от формы токов и напряжений и коэффициента заполнения импульсов  $\gamma$ . На рис. 2.8 приведена схема многообмоточного трансформатора и формы напряжений на его первичной обмотке. Соответственно: рис.2.8б – синусоидальная; в - прямоугольная двухполярная (в схемах двухтактных преобразователей или инверторах); г - прямоугольная однополярная (у однотактных преобразователей).

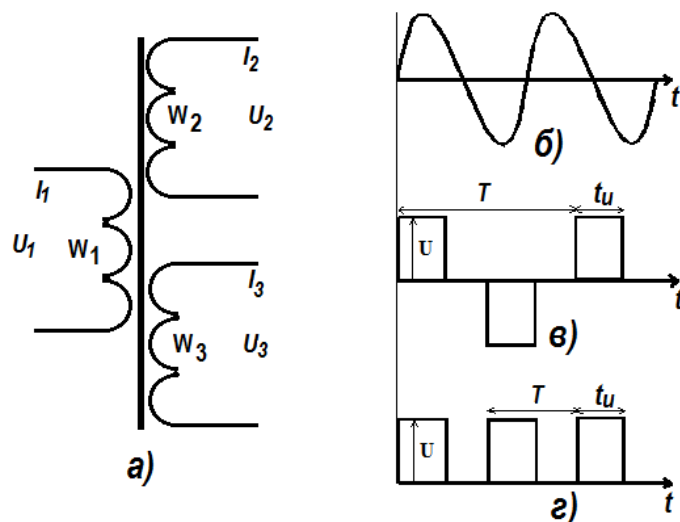


Рис. 2.8. Многообмоточный трансформатор. Осциллограммы напряжений в первичной обмотке

Форма напряжения для вторичных обмоток подобна напряжению первичной обмотки.

Для прямоугольной формы сигнала (рис.2.8в,г) эффективные (действующие) значения напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора определяются как:

$$U_{\text{эф}} = U\sqrt{\gamma_{\text{max}}}, \quad (2.10)$$

здесь  $\gamma_{\text{max}}$  - максимальное значение коэффициента заполнения импульсов напряжения на трансформаторе;  $U$ - амплитудное значение напряжения соответственно первичной, вторичной обмоток.

Для двухтактной схемы коэффициент гамма определяется следующим образом  $\gamma = \frac{2t_{\text{и}}}{T}$ , для одноктактной -  $\gamma = \frac{t_{\text{и}}}{T}$ ;  $t_{\text{и}}$  - длительность импульса,  $T$  - период.

Форма тока в обмотках трансформатора обычно отличается от напряжения. В общем случае форма тока в обмотках импульсного трансформатора имеет вид, показанный на рис. 2.9. Для прямоходовых, пушпульных и мостовых преобразователей форма тока в первичной и вторичной обмотках совпадают (рис. 2.9а), в обратноходовых отличаются (рис. 2.9б).

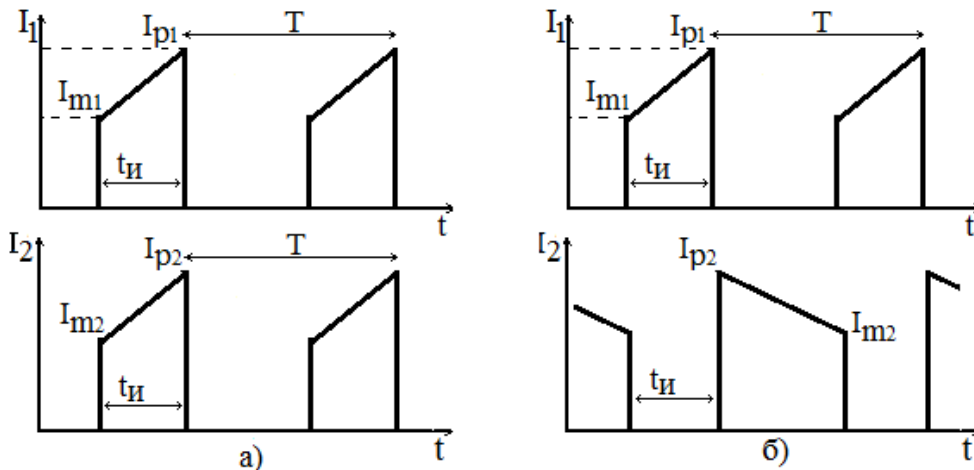


Рис.2.9. Форма токов в первичной ( $I_1$ ) и вторичной ( $I_2$ ) обмотках:  
а - прямоходового; б - обратноходового трансформаторов

Действующие значения токов могут быть определены следующим образом.

Действующее значение тока первичной обмотки -  $I_{1\text{эф}}$

$$I_{1\text{эф}} = \sqrt{\gamma \left[ I_{p1} I_{m1} + \frac{(I_{p1} - I_{m1})^2}{3} \right]} \quad (2.11)$$

Действующее значение тока для вторичной обмотки обратноходового трансформатора -  $I_{2\text{эф}}$  (для режима непрерывных токов рис. 2.9б):

$$I_{2\text{эф}} = \sqrt{(1 - \gamma) \left[ I_{p2} I_{m2} + \frac{(I_{p2} - I_{m2})^2}{3} \right]}, \quad (2.12)$$

здесь  $I_{p1}$ ,  $I_{p2}$  – пиковые значения токов соответственно в первичной и вторичной обмотках.

Величину  $I_m$  определяют, зная  $\Delta I = I_p - I_m$ . Для режима непрерывных токов обычно задаются  $\Delta I = (0,2 \div 0,5) I_{cp}$ , где  $I_{cp}$  – среднее значение тока. Для первичной обмотки  $I_{cp} = I_{in(av)}$ , для вторичной средний ток обмотки равен номинальному выходному току ( $I_{cp} = I_{out}$ ).

Частные случаи для обратногоходового преобразователя: а) прямоугольный импульс  $I_m = I_p$ ,  $I_{1\text{эф}} = I_{p1} \sqrt{\gamma}$ ,  $I_{2\text{эф}} = I_{p2} \sqrt{1 - \gamma}$ ; б) треугольный импульс (граничный режим прерывистых токов)  $I_m = 0$ ,  $I_{1\text{эф}} = I_{p1} \sqrt{\gamma/3}$ ,  $I_{2\text{эф}} = I_{p2} \sqrt{(1 - \gamma)/3}$ .

Действующее значение напряжения для первичной обмотки прямоходовых, обратногоходовых, пушпульных и мостовых преобразователей определяется следующим образом:

$$U_{1\text{эф}} = V_{in(min)} \sqrt{\gamma_{max}}, \quad (2.13)$$

где  $\gamma_{max} = 0.9 - 1$  для мостовых и пушпульных схем;  $\gamma_{max} = 0.4 - 0.5$  для прямоходовых схем;  $\gamma_{max} = 0.3 - 0.4$  для обратногоходовых схем;

Для вторичной обмотки

$$U_{2\text{эф}} = \frac{V_{in(min)}}{K_{TP}} \sqrt{\gamma_{max}}, \quad (2.14)$$

где  $K_{TP}$  коэффициент трансформации (отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной) определяется как:

$$K_{TP} = \frac{V_{1min}}{V_{2min}}.$$

$V_{2min}$  – минимальное напряжение на вторичной обмотке с учетом падения напряжения на выпрямителе ( $\Delta VD$ ):  $V_{2min} = V_{out(min)} + \Delta VD$ .

Действующее значение тока для первичной обмотки прямоходовых, обратногоходовых, пушпульных и мостовых преобразователей определяется по формуле (2.11) для  $\gamma = \gamma_{max}$ ,  $I_{p1}$  определяется по выражению (1.4).

Действующее значение тока для вторичных обмоток прямоходовых, пушпульных и мостовых преобразователей определяется по формуле (2.11) для  $\gamma = \gamma_{max}$ ,  $I_{p2(m)} = k I_{out(m)}$  ( $k$  – из выражения (1.4),  $m$  – номер вторичной обмотки).

Действующее значение тока вторичной обмотки обратногоходового трансформатора определяется аналогично по выражению (2.12).

Габаритная мощность ( $P_r$ ) определяет геометрические размеры сердечника и находится как полусумма мощностей всех обмоток трансформатора, мощности измеряются в [ВА].

$$P_r = 0.5(P_1 + P_2), \quad (2.15)$$

где  $P_1$  – мощность первичной обмотки;  $P_2$  – суммарная мощность всех вторичных обмоток.

Если не учитывать потери в трансформаторе, то:

$$P_1 = U_1 I_1 = 4K_{\Phi} f W_1 S B_m I_1; \quad P_2 = \sum_{i=2}^{i=n} U_i I_i = 4K_{\Phi} f S B_m \sum_{i=2}^{i=n} W_i I_i, \quad (2.16)$$

где  $U_1, I_1$  - действующие значения напряжения и тока в первичной обмотке;  $U_i, I_i$  - действующие значения напряжений и токов в вторичных обмотках;  $W_i$  - число витков  $i$ -й обмотки;  $n$  - число вторичных обмоток;  $K_\Phi$  - коэффициент формы ( $K_\Phi=1.11$  для синусоидального сигнала,  $K_\Phi=1$  для прямоугольного без паузы;  $f$  - частота;  $S$  - сечение сердечника трансформатора;  $B_m$  - максимальное расчетное значение индукции в магнитопроводе.

Следовательно

$$P_\Gamma = 2K_\Phi f S B_m \sum_{i=1}^{i=n} W_i I_i. \quad (2.17)$$

Ток в  $i$ -й обмотке можно выразить через плотность тока в проводнике ( $j$ ) и сечение проводника

$$(S_{\text{пр}}^i). \quad I_i = S_{\text{пр}}^i j \quad (2.18)$$

Плотность тока для всех обмоток выбирается одинаковой и для низкочастотных трансформаторов обычно составляет 3-5 А/мм<sup>2</sup> (для других вариантов см. Приложение, рис. П1.5).

С учетом  $S_M = \sum_{i=1}^{i=n} W_i S_{\text{пр}}^i$ , где  $S_M$  - площадь сечения меди в окне трансформатора, уравнение (2.17) можно записать в виде

$$P_\Gamma = 2K_\Phi f S B_m S_M j 10^{-2}, \quad (2.19)$$

здесь  $S_M$  в см<sup>2</sup>;  $j$  в А/мм<sup>2</sup>;  $B_m$  в Тл;  $f$  в Гц.

Сечение окна магнитопровода трансформатора ( $S_0$ ) не может полностью быть заполненным медью обмоток, так как проводники имеют круглое сечение и, кроме того, между слоями обмоток необходимо прокладывать изоляцию (рис. 2.10). Поэтому вводится коэффициент заполнения окна медью ( $K_0$ ):

$$K_0 = \frac{S_M}{S_0} \quad (2.20)$$

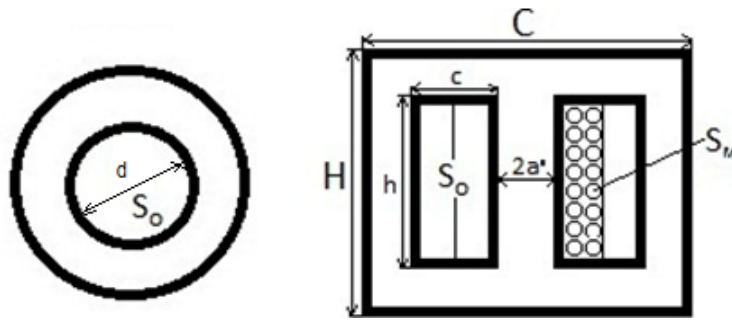


Рис. 2.10. Сечение окна ( $S_0$ ) магнитопроводов

Значение коэффициента ( $K_0$ ) выбирают из значений 0,15-0,4 (см. Приложение, рис. П1.3). Окончательно формула габаритной мощности трансформатора с учетом коэффициента заполнения, а также его КПД ( $\eta_{\text{тр}}$ ) имеет вид:

$$P_\Gamma = 2K_\Phi f S S_0 B_m j K_0 \eta_{\text{тр}} 10^{-2}. \quad (2.21)$$

Геометрические размеры трансформатора определяются произведением  $SS_0$  с запасом  $\approx 20\%$ . Размер магнитопровода выбирается из стандартного ряда, из условия:

$$SS_0 \geq \frac{50P_{\Gamma}}{K_{\Phi} f B_m j K_0 \eta_{\text{тр}}}, \quad [\text{см}^4], \quad (2.22)$$

где  $B_m$ - максимальное расчетное значение индукции для двухтактных схем;

$$P_{\Gamma} = \frac{U_{1\text{эф}} I_{1\text{эф}} + \sum_{i=2}^n (U_{i\text{эф}} I_{i\text{эф}})}{2} + K_{\gamma} P_{\text{H}}.$$

Последнее слагаемое учитывает мощность, необходимую для питания схемы управления преобразователем, обычно задают  $K_{\gamma}=0,02$ ,  $P_{\text{H}}$ -мощность нагрузки.

КПД импульсного трансформатора на предварительном этапе можно принять:

$\eta_{\text{тр}}=0,93$  – для  $P_{\text{H}} < 10\text{Вт}$ ;

$\eta_{\text{тр}}=0,95$  – для  $10 < P_{\text{H}} < 50\text{Вт}$ ;

$\eta_{\text{тр}}=0,97$  – для  $P_{\text{H}} > 50\text{Вт}$ .

КПД низкочастотного трансформатора см. Приложение, табл. П1.5.

Величину  $SS_0$  для различных магнитопроводах приводят в справочниках (см. Приложения П1). Конструкция трансформатора будет оптимальной при  $S \approx S_0$ .

Магнитопровод может быть так же выбран по значению  $P_{\Gamma}$  и максимальной мощностью, рассеиваемой сердечником, рассчитанной для определенных материалов (см. табл. П1.8-10, аналогичные таблицы приводятся на сайтах зарубежных производителей).

Габариты трансформатора обратно пропорциональны частоте, однако при возрастании частоты резко начинают возрастать магнитные потери в сердечнике и падает КПД трансформатора.

Для однотактных (униполярных) схем с учетом особенности перемагничивания сердечника расчетное выражение (2.22) примет вид

$$SS_0 \geq \frac{50P_{\Gamma}}{K_{\Phi} f \Delta B j K_0 \eta_{\text{тр}}}, \quad (2.23)$$

где  $\Delta B = 0,5(B_m - B_r)$ ,  $B_r$ -остаточная намагниченность сердечника.

Для снижения величины  $B_r$  в сердечник вводят немагнитный зазор (рис.2.7) или размагничивающую обмотку.

### 2.3. Расчет электрических параметров трансформатора

#### 2.3.1. Расчет числа витков в обмотках

После выбора сердечника производится электрический расчет параметров трансформатора. Число витков обмотки, приходящихся на 1вольт ( $W_0$ ), определяют по формуле [23]:

$$W_0 = \frac{10^4}{4BfSK_C K_{\Phi}}, \quad (2.24)$$

где  $V=B_m$  - для двухтактных преобразователей;  $V=\Delta B=0,5(B_m - B_r)$  - для однотактных;  $f$  - частота в Гц;  $S$  - сечение сердечника в  $\text{см}^2$ ;  $K_C$  - коэффициент заполнения сталью;  $K_{\Phi}$  - коэффициент формы.

Для синусоидального сигнала (действующего значения)  $K_{\Phi}=1,11$ .

Число витков в  $i$ -й обмотке ( $W_i$ ) с учетом падения напряжения в обмотке определяется следующим образом:

- для первичной обмотки -  $W_{1i} = W_0 U_{1i} (1 - 0,5 \Delta U_i)$ ;
  - для вторичных обмоток -  $W_{2i} = W_0 U_{2i} (1 + 0,5 \Delta U_i)$ ,
- где  $U_i$  – действующее значение напряжения на  $i$ -й обмотке;  $\Delta U_i$  – падение напряжения в  $i$ -ой обмотке.

(2.25)

Ориентировочно  $\Delta U_i$  определяется по рекомендациям (табл. П1.5, П1.10).

Для высокочастотных трансформаторов ( $f > 40-60$  кГц) падением напряжения в обмотках  $\Delta U$  можно пренебречь.

### 2.3.2. Геометрические размеры трансформатора

После выбора магнитопровода, числа витков обмоток, проверяют возможность их размещения в окне сердечника. Для оценки размещения обмоток на «Ш» образном сердечнике воспользуемся рис. 2.11, [24].

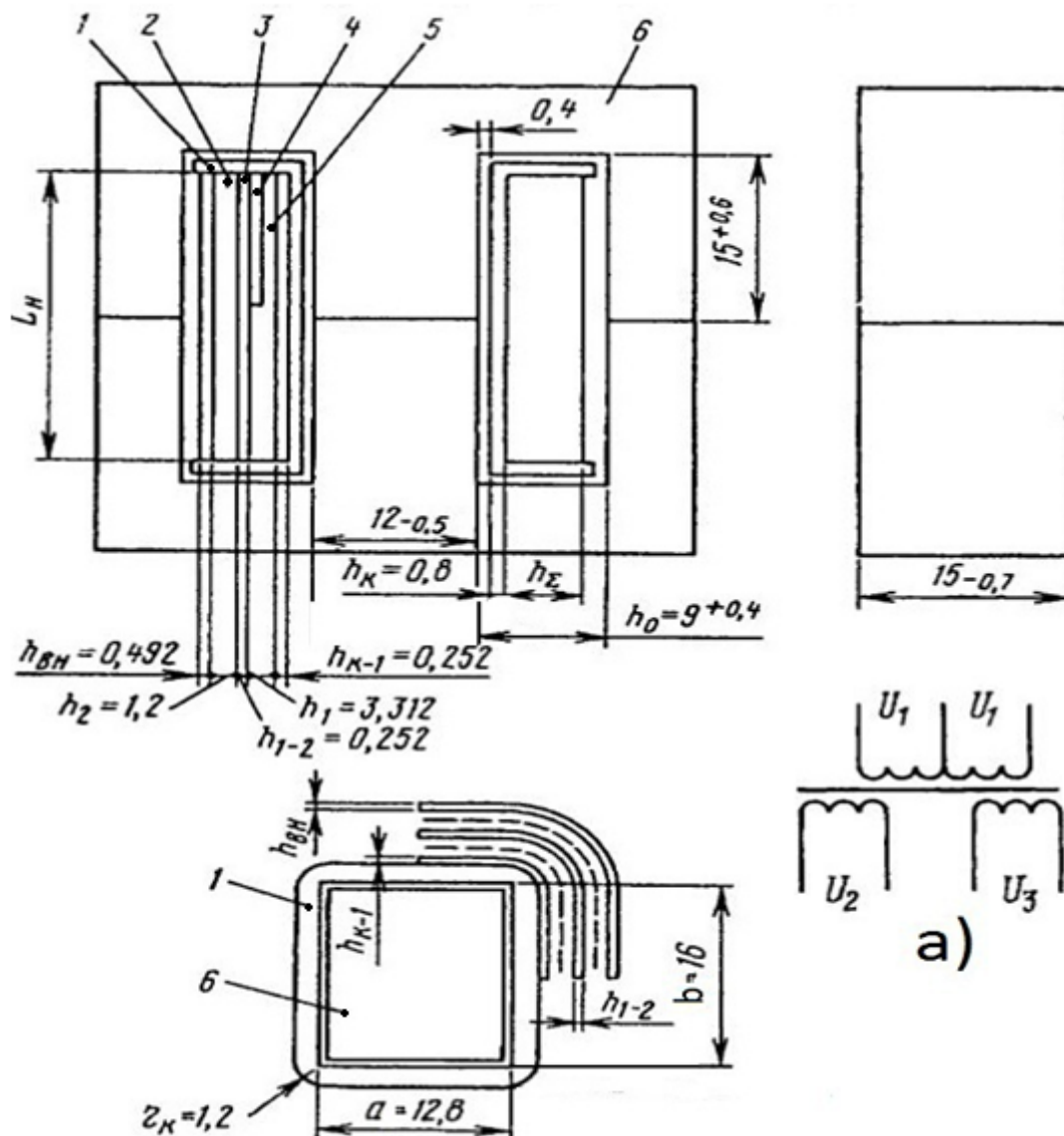


Рис. 2.11. Эскиз трансформатора с Ш – образным магнитопроводом: 1- каркас; 2- вторая обмотка; 3- межобмоточная изоляция; 4- третья обмотка; 5- первая обмотка



Обмотки размещаются на изолирующем каркасе. Для примера на рис. 2.11а показана электрическая схема трансформатора с тремя обмотками.

### 2.3.2.1. Число витков, размещаемых в одном ряду ( $b$ ).

В первичной полуобмотке ( $b_1$ )

$$b_1 = \frac{L_H k_{y1}}{d_{из1}}, \quad (2.26)$$

где  $L_H$  – ширина намотки, размер из рис. 2.11;  $k_{y1}$  – коэффициент укладки провода первой обмотки (учитывает неплотность укладки провода), выбирается из табл. 2.5;  $d_{из1}$  – диаметр провода с изоляцией первой полуобмотки.

Аналогично для второй и третьей обмоток

$$b_2 = \frac{L_H k_{y2}}{d_{из2}} ; b_3 = \frac{L_H k_{y3}}{d_{из3}}.$$

Рекомендации по выбору межслоевой и межобмоточной изоляции (табл.2.5)

Таблица 2.5

Диаметр провода по изоляции $d_{из}$ , мм	Коэффициент укладки провода, $K_y$	Коэффициент разбухания, $K_p$	Межслоевая изоляция, толщина, $\delta$ , мм	Напряжение между слоями, В	Число слоев
0,07...0,20	0,83	1,1	Бумага конденсаторная КОН2, 0,022	До 60	1
0,21...0,28	0,86	1,1			
0,3...0,38	0,92	1,1	Бумага электроизоляционная ЭН-50, 0,05	До 80	1
0,41...0,64	0,93	1,1			
0,66...0,99	0,95	1,15	Бумага кабельная К120 0,12	До 100	1
>0,99	0,87	1,15			

Примечание:  $k_{pi}$  - коэффициент разбухания (учитывает неплотность размещения слоев обмотки)  $i$  – й обмотки.

### 2.3.2.2. Число слоев в обмотках ( $N$ )

В первой обмотке число слоев ( $N_1$ )

$$N_1 = \frac{W_1 k_{пр}}{b_1} v,$$

где  $v$  - число полуобмоток (в нашем примере  $v=2$ );  $k_{пр}$  - учитывает количество параллельных проводов, используемых при изготовлении обмотки.

Для снижения скин эффекта и для лучшей укладки обмотку могут мотать несколькими параллельными проводниками с общим сечением, равным расчетному сечению провода. Если число  $N$  получилось дробное, округляем до целого в сторону большего значения.

Аналогично для второй и третьей обмоток.

$$N_2 = \frac{W_2 k_{пр}}{b_2} ; N_3 = \frac{W_3 k_{пр}}{b_3}.$$

### 2.3.2.3. Размеры обмоток по высоте (толщины) намотки ( $h$ )

Высота  $i$ -й обмотки (рис. 2.11)

$$h_i = [N_i d_{изi} + (N_i - 1) \delta_i] k_{pi}, \quad (2.27)$$

где  $\delta_i$  - толщина  $i$ -го слоя изоляции.

#### 2.3.2.4. Изолирующие зазоры в конструкции катушки

Воздушный зазор между магнитопроводом и каркасом составляет обычно 0.4.. 0.5 мм. Выбираем зазор равным 0.4 мм. Толщина каркаса определяется размерами магнитопровода и значением испытательного напряжения (принять  $h_k=0.8-1$ мм.). Межслоевая и межобмоточная изоляция выбирается в соответствии с табл.2.5.

Для рис. 2.11:  $h_{k-1}$  - толщина изоляции между каркасом и первой обмоткой;  $h_{1-2}$  - толщина изоляции между первой и второй обмотками;  $h_{вн}$  - толщина внешней изоляции.

#### 2.3.2.5. Толщина катушки, включающая в себя обмотки, каркас и электроизоляционные зазоры ( $h_{\Sigma}$ ).

$$h_{\Sigma} = h_1 + h_2 + h_3 + h_{k-1} + h_{1-2} + h_{вн}.$$

Если  $(h_{\Sigma} + 1,5) < h_0$ , где  $h_0$  - ширина окна магнитопровода, то обмотка размещается в окне магнитопровода. Если это условие не выполняется, то нужно выбрать больший магнитопровод и повторить все расчеты. Здесь 1,5мм - минимальный зазор между обмоткой и магнитопроводом.

#### 2.3.2.6. Длины средних витков обмоток ( $L_{CP}$ )

Длина среднего витка первой обмотки ( $L_{CP1}$ )

$$L_{CP1} = 2a + 2b + 2\pi(r_k + h_{k-1} + \frac{h_1}{2}),$$

где  $a, c, r_k$  - параметры сердечника и каркаса, согласно рис.2.11

Длина среднего витка второй обмотки ( $L_{CP2}$ )

$$L_{CP2} = 2a + 2b + 2\pi(r_k + h_{k-1} + h_1 + h_{1-2} + \frac{h_2}{2}).$$

Длина среднего витка других обмоток определяются аналогично.

#### 2.3.3. Сопротивление обмоток постоянному току при температуре окружающей среды $t_{oc} = +20^{\circ}C$ .

Сопротивление первой обмотки

$$R_1 = \frac{\rho L_{CP1} W_1}{q_1} \nu,$$

где  $\rho$  - удельное электрическое сопротивление медного провода ( $\rho=0,0175 \text{ Ом.мм}^2$ );  $q_1$  - сечение провода первой обмотки (если обмотка наматывается несколькими проводами, то  $q_1$  умножают на число проводников ( $K_{ПР}$ )).

Сопротивление второй и других обмоток определяются аналогично.

$$R_i = \frac{\rho L_{CPi} W_i}{q_i}, \quad \text{где } i=2,3, \dots$$

#### 2.3.4. Сопротивление обмоток переменному току

$$R_{\sim i} = K_{\sim i} R_i,$$

где  $K_{\sim i}$  - коэффициент увеличения активного сопротивления от частоты  $f$  определяется по рис.2.12, или в [23].

### 2.3.5. Масса меди обмоток ( $M$ )

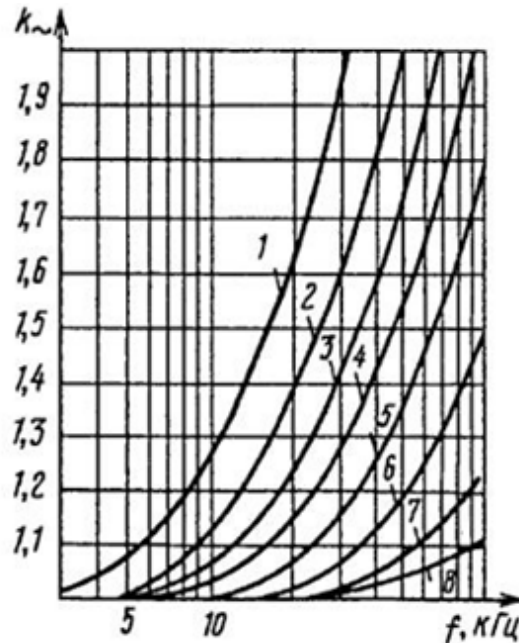
Для первой обмотки

$$M_1 = L_{CP1} \nu W_1 q_1 \gamma,$$

где  $\gamma$  - удельная масса меди, равная  $8,9 \text{ г.см}^3$ ;

для других обмоток:  $M_i = L_{CPi} W_i q_i \gamma, i=2,3$ ;

$$M = M_1 + M_2 + M_3.$$



**Рис. 2.12.** Зависимость коэффициента увеличения активного сопротивления  $k_{\sim}$  от частоты  $f$  при различных диаметрах медных проводов  $d$ :  
 1 —  $d = 2,1 \dots 2,5$  мм; 2 —  $d = 1,4 \dots 2,02$  мм; 3 —  $d = 1,56 \dots 1,74$  мм;  
 4 —  $d = 1,3 \dots 1,5$  мм; 5 —  $d = 1,04 \dots 1,25$  мм; 6 —  $d = 0,8 \dots 1$  мм; 7 —  
 $d = 0,64 \dots 0,77$  мм; 8 —  $d = 0,06 \dots 0,62$  мм

### 2.3.6. Потери в меди обмоток ( $P_M$ )

$$P_{Mi} = k_{\theta} I_i^2 R_{\sim i}, i = 1, 2, 3,$$

где  $k_{\theta}$  - температурный коэффициент сопротивления меди, учитывающий температуру перегрева обмотки  $\Delta\theta$  относительно температуры окружающей среды,  $t_{окр.} = 20^{\circ}\text{C}$ ;

$$k_{\theta} = 1 + \alpha \Delta\theta, \text{ для меди } \alpha = 0,004 \text{ } 1/^{\circ}\text{C}, \Delta\theta = t_{окр.} + \Delta\theta_{доп.} - 20,$$

$t_{окр.}$  - температура окружающей среды (при проектировании обычно задается  $(50-60)^{\circ}\text{C}$ );  $\Delta\theta_{доп.}$  - допустимый перегрев обмоток, обычно  $(50-75)^{\circ}\text{C}$  в зависимости от температуры окружающей среды и применяемых материалов.

Суммарные потери в меди обмоток:

$$P_M = P_{M1} + P_{M2} + P_{M3}.$$

### 2.3.7. Потери в феррите магнитопровода ( $P_{\Phi}$ )

$$P_{\Phi} = P_{уд} G_{\Phi},$$

где  $P_{уд}$  - удельные потери в магнитопроводе, определяются по графикам производителя, или по формуле:

$$P_{уд} = P_0 \left( \frac{f}{f^*} \right)^\alpha \left( \frac{B_m}{B_m^*} \right)^\beta,$$

где  $f$  – рабочая частота;  $f^* = 1\text{кГц}$  – базовое значение частоты;  $B_m$  – рабочее значение индукции;  $B_m^* = 1\text{Тл}$  – базовое значение индукции;  $P_0$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  – коэффициенты, полученные из экспериментальных данных и приведенные в табл. 2.6 для некоторых марок ферритов;  $G_\Phi$  – масса магнитопровода, равная суммарной массе двух Ш - образных деталей. Данные таблицы носят ориентировочный характер, поскольку потери в стали заметно зависят так же и от формы тока [23].

Таблица 2.6

Коэффициенты для оценки потерь в магнитопроводе			
Марка феррита	$P_0$ , Вт/кг	$\alpha$	$\beta$
2000НМ-А	35,5	1,2	2,4
2000НМ1	68	1,2	2,8
3000НМ-А	52	1,2	2,8
1500НМ3	23,2	1,2	2,2
2000НМ3	44,6	1,3	2,7
2500НМС2	11,5	1,2	1,7
2500НМС1	7,3	1,1	1,9

### 2.3.8. Суммарные потери в трансформаторе ( $P_{тр}$ )

$$P_{тр} = P_M + P_\Phi.$$

### 2.3.9. КПД трансформатора ( $\eta$ )

$$\eta = P_2 / (P_2 + P_{тр}).$$

### 2.3.10. Ток холостого хода трансформатора ( $I_{хх}$ )

Активная составляющая тока хх ( $I_{хх}^a$ )

$$I_{хх}^a = P_\Phi / U_1.$$

Реактивная составляющая тока хх ( $I_{хх}^p$ )

$$I_{хх}^p = H L_{ср\Phi} / W_1,$$

где  $H = B / \mu_0 \mu_\epsilon$ ;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $\mu_\epsilon$  – эквивалентная магнитная проницаемость;  $L_{ср\Phi}$  – длина средней линии магнитопровода.

Ток холостого хода трансформатора

$$I_{хх} = \sqrt{(I_{хх}^a)^2 + (I_{хх}^p)^2}.$$

### 2.3.11. Определяем падение напряжения на обмотках ( $\Delta U$ )

$$\Delta U_i = k_\theta I_i R_{\sim i}; \quad i=1,2,3.$$

В процентном отношении

$$\Delta U_i^{\%} = \frac{\Delta U_i}{U_i}.$$

### 2.3.12. Перегрев обмоток трансформатора ( $\Delta\theta$ ).

$$\Delta\theta = P_{тр} \xi_\theta,$$

(2.28)

где  $\xi_\theta$  – температурный коэффициент мощности (табл. П1.10).

Если значение  $\xi_\theta$  для выбранного магнитопровода отсутствует, то перегрев упрощенно определяют следующим образом

$$\Delta\theta \approx (P_M + P_\Phi) / \alpha_T S_{\text{охл.}}, \quad (2.29)$$

где  $\alpha_T$  – коэффициент теплоотдачи, который зависит конструкции трансформатора, его размещения, способа охлаждения. Для приближенной оценки температуры можно использовать ориентировочное значение коэффициента теплоотдачи для естественного охлаждения трансформатора путем конвекции  $\alpha_T = (11-13) \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{С})$ ;  $S_{\text{охл.}}$  – площадь поверхности охлаждения трансформатора ( $\text{м}^2$ ).

Площадь поверхности охлаждения состоит из поверхности охлаждения катушек ( $S_{\text{охлК}}$ ) и сердечника ( $S_{\text{охлС}}$ ).

$$S_{\text{охл}} = S_{\text{охлК}} + S_{\text{охлС}}.$$

Для трансформатора броневой конструкции:

$$S_{\text{охлК}} \approx 2L_H(a+b+\pi h_\Sigma);$$

$$S_{\text{охлС}} \approx 2(b(H+C)+2a(C+h)+hb'),$$

где  $H, C, a'$  – размеры магнитопровода, как показано на рис.2.10;  $b'$  – толщина магнитопровода.

Если  $\Delta\theta > \Delta\theta_{\text{доп}}$ , то следует перейти на больший типоразмер трансформатора.

#### 2.4. Тороидальные трансформаторы

Обмотки тороидального (кольцевого) трансформатора наматываются непосредственно на изолированный магнитопровод. Ближе к магнитопроводу располагается первичная (коллекторная) обмотка. Все обмотки укладываются в целое число слоев равномерно по периметру магнитопровода. Обмотки с нулевым выводом выполняются двумя проводами. Межобмоточная изоляция осуществляется обычно микалентной бумагой (0,02 мм), причем общая толщина изоляции в зависимости от рабочего напряжения обмоток берется такой же, как в броневых и стержневых трансформаторах ( $b_0 = 0,22 \dots 0,3$  мм). Межслоевая изоляция в тороидальных трансформаторах чаще всего не применяется или выполняется в один слой стеклолакотканью при диаметре проводов свыше 0,5 мм.

На рис.2.13 показано развернутое по внутреннему диаметру сечение обмоток тороидального трансформатора. Здесь  $\pi d$  – длина внутренней окружности магнитопровода,  $\delta_1, \delta_2$  – толщины изоляции сердечника и между обмотками;  $a_1, a_2, a_3$  – толщина обмоток  $W_1, W_2$ .

При проектировании тороидального трансформатора проверяют остаточное отверстие тороида после размещения обмоток. Это условие определяется возможностями намоточных станков. Значения допустимых остаточных диаметров

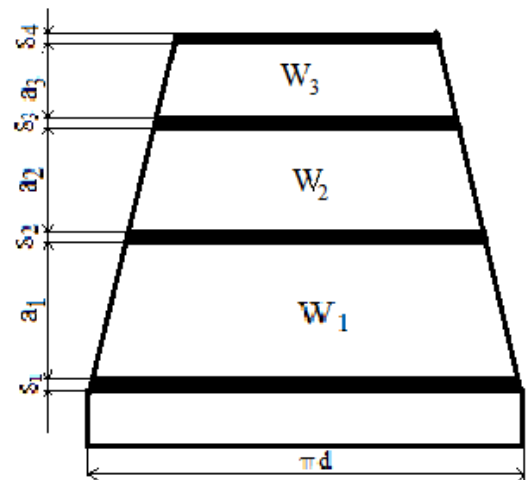


Рис. 2.13. Развертка трансформатора

$d_{\text{ост}}$  окна магнитопровода после намотки обмоток приводятся в табл. 2.7. Для колец меньших, чем указано в табл. 2.7, размеров  $d_{\text{ост}} > 3$  мм.

Таблица 2.7

Внутренний диаметр магнитопровода $d$ , мм	12	14	16	18	20	22	25	28	32	36	40	50	64
Допустимый остаточный диаметр $d_{\text{ост}}$ т. мм	6	7	8	8	9	10	11	12	13	14	15	18	20

#### 2.4.1. Толщина первичной ( $a_1$ ) и последующих ( $a_i$ ) обмоток

Средний диаметр тороида ( $d_{\text{сл1}}$ ) для намотки первого слоя обмотки  $W_1$  (все расчеты ведутся для внутренних диаметров тороидального трансформатора):

$$d_{\text{сл1}} = d - \delta_1 - d_{\text{из1}},$$

где  $d$  - диаметр тороида;  $d_{\text{из1}}$  - диаметр провода с изоляцией обмотки  $W_1$ .

Число витков в первом слое определяются по формуле (2.26), где  $L_H = \pi d_{\text{сл1}}$ . Средний диаметр второго и последующего слоев (до полного размещения обмотки) определяется аналогично:

$$d_{\text{сли}} = d_{\text{сл}(i-1)} - d_{\text{из1}}, \text{ где } i=2,3..N_1,$$

здесь  $N_1$  - число слоев  $W_1$  обмотки.

Толщина первичной обмотки определяется согласно выражению (2.27):

$$a_1 = [N_1 d_{\text{из1}}] k_{p1},$$

Толщины других обмоток с учетом межобмоточной изоляции определяются аналогично

$$a_i = [N_i d_{\text{из}i}] k_{pi}.$$

Проверяют остаточное отверстие окна трансформатора  $d_{\text{ост}} = d - 2(\delta_1 + \delta_2 + \dots + a_1 + a_2 + \dots)$ . Если диаметр  $d_{\text{ост}}$  меньше указанного в табл. 2.7, то переходят к большему типономиналу кольца и расчет повторяют.

Затем, аналогично как и для Ш образного трансформатора, определяют сопротивления обмоток, электрические потери и магнитные потери в сердечнике.

#### 2.4.2. Проверка перегрева

Перегрев трансформатора определяют по формулам (2.28), (2.29). Площадь поверхности охлаждения для тороидального трансформатора  $S_{\text{охл}} = S_{\text{охлК}}$ , где

$$S_{\text{охлК}} \approx \left\{ \frac{\pi [D + 2\delta_1 + 2 \sum_{i=1}^p a_i + 2 \sum_{i=2}^p \delta_i]^2 - \pi d_{\text{ост}}^2}{2} \right\} + \pi [D + 2\delta_1 + 2 \sum_{i=1}^p a_i + 2 \sum_{i=2}^p \delta_i] (b + 2\delta_1),$$

где  $D$  и  $b$  - соответственно наружный диаметр и высота кольца магнитопровода.

В случае превышения допустимой температуры выбирают магнитопровод большего размера.

## 2.5. Проектирование трансформатора обратного преобразователя. Проектирование дросселя повышающего преобразователя

Работа обратного трансформатора (рис. 1.3в) отличается от прямого тем, что в первом полупериоде происходит накопление энергии в первичной обмотке, а во втором - её передача во вторичную цепь. Чтобы не допустить насыщения магнитопровода, трансформатор имеет немагнитный зазор.

По окончании первого полупериода ток в первичной обмотке достигает максимального значения ( $I_{1max}=I_{p1}$ ), в соответствии с выражением:

$$I_{1max} = \frac{U_{in(min)}\gamma_{max}}{L_1 f}, \quad (2.30)$$

где  $U_{in(min)}$  – минимальное напряжение на первичной обмотке;  $\gamma_{max}$  – максимальное значение коэффициента заполнения ( $\gamma_{max} \approx 0,3-0,4$ );  $L_1$  – индуктивность первичной обмотки;  $f$  – частота переключения.

Откуда

$$L_1 = \frac{U_{in(min)}\gamma_{max}}{I_{1max} f}. \quad (2.31)$$

Полученное значение индуктивности следует рассматривать как максимальное. Ток  $I_{1max}$  определяют по (1.4).

Энергия, накопленная в сердечнике к концу первого полупериода, равна:

$$E_1 = \frac{L_1(I_{1max})^2}{2} \quad (2.32)$$

Габаритная мощность сердечника:

$$P_r = 0,5L_1(I_{1max})^2 f. \quad (2.33)$$

Предварительный выбор сердечника производится по формуле 2.23. Для снижения остаточной намагниченности в сердечник вводят зазор. В этом случае можно принять  $V_r \approx 0$ . Воздушный зазор сердечника рассчитывают по формуле:

$$\delta_c = \frac{0,4\pi L_1(I_{1max})^2}{A_c(B_m)^2}, \quad (2.34)$$

где  $A_c$  – эффективная площадь поперечного сечения сердечника, м<sup>2</sup>;  $B_m$  – максимальная рабочая индукция, Тл.

В выражении (2.34)  $A_c$  – эффективное значение сечения, оно несколько меньше физического сечения магнитопровода. При ориентировочных расчетах можно ограничиться их физическими значениями.

Многие производители выпускают стандартные сердечники с зазором [4], в таких случаях выбирают сердечник нужного сечения и с ближайшим размером зазора. Для таких сердечников указывается параметр  $A_L$ , который связывает индуктивность сердечника с количеством витков  $W$ :

$$L = A_L W^2,$$

откуда можно определить необходимое количество витков первичной обмотки:

$$W_1 = \sqrt{L_1/A_L}. \quad (2.35)$$

В случае отсутствия такой информации, число витков первичной обмотки  $W_1$  находят из выражения:

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu_0 \mu_c A_c}}, \quad \mu_c = l_c / \delta_c, \quad (2.36)$$

где  $\mu_c$  - эквивалентная магнитная проницаемость сердечника с зазором;  $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^6$  Гн/м - магнитная постоянная;  $l_c$  - средняя длина магнитной силовой линии сердечника, (м);  $\delta_c$  - величина зазора (м).

Число витков вторичной обмотки ( $W_2$ ) определяется как

$$W_2 = \frac{W_1 (U_{out} + U_{fwd}) (1 - \gamma_{max})}{U_{in(min)} \gamma_{max}}, \quad (2.37)$$

где  $U_{out}$  - напряжение на выходе выпрямителя;  $U_{fwd}$  - падение напряжения на выходном выпрямителе;  $U_{in(min)}$  - минимальное значение на первичной обмотке.

После определения основных параметров трансформатора проводится проверка размещения обмотки и тепловой расчет (разделы: 2.3.2-12), при необходимости корректируют габариты сердечника и зазора.

Работа дросселя повышающего (рис. 1.3б) преобразователя аналогична работе обратного трансформатора. На первом полупериоде происходит накопление магнитной энергии в сердечнике дросселя, а на втором её передача в нагрузку. Дроссель повышающего преобразователя в основном работает в прерывистом режиме.

Первоначально, по выражению (2.31), определяется индуктивность дросселя. Затем по выражениям (2.33), (2.23), (2.34) определяют параметры магнитопровода. Число витков  $W$  находят из выражений (2.35) или (2.36). Затем проверяется размещение обмотки в окне и тепловой расчет (разделы: 2.3.2-12).

## 2.6. Проектирование дросселя понижающего преобразователя

Обычно дроссель понижающего преобразователя (рис. 1.3а) работает в режиме непрерывных токов, то есть ток дросселя не спадает до нуля и имеет пилообразный характер. Для расчета дросселя необходимо знать: максимальное значение входного напряжения -  $U_{in(max)}$ ; номинальное выходное напряжение -  $U_{out}$ ; максимальный выходной ток -  $I_{out}$ ; частоту переключения -  $f$ .

Индуктивность дросселя определяется по формуле:

$$L = (U_{in(max)} - U_{out}) \frac{U_{out}}{U_{in(max)}} \times \frac{1}{f} \times \frac{1}{LIR \times I_{out}}, \quad (2.38)$$

где  $U_{in(max)}$  - максимальное входное напряжение, В;  $U_{out}$  - напряжение на выходе стабилизатора, В;  $I_{out}$  - номинальное значение тока нагрузки, А;  $f$  - частота



коммутации, Гц; LIR- коэффициент тока дросселя ( $LIR = \Delta I_L / I_{out}$ ,  $\Delta I_L$ - размах пульсаций тока дросселя (рис1.3а).

Увеличение коэффициента тока дросселя повышает динамические свойства стабилизатора к скачкообразному изменению тока нагрузки, но при этом возрастают пульсации тока дросселя. Обычно значение LIR составляет 0,2-0.5. Максимальное значение тока дросселя ( $I_p$ ) определяет максимальное значение индукции сердечника:

$$I_p = I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2};$$

$$\Delta I_L = LIR \times I_{out} = (U_{in(max)} - U_{out}) \times \frac{U_{out}}{U_{in(max)}} \times \frac{1}{f} \times \frac{1}{L}.$$

Согласно [1] для понижающего преобразователя LIR=0,4, и  $I_p$  можно определить по выражению (1.4).

После определения индуктивности по (2.38) выбирают ближайший стандартный сердечник на максимальный ток дросселя (с запасом  $\approx 20\%$ ) и соответствующей индуктивностью. Дроссель фильтра, понижающего, повышающего инверторов работают с подмагничиванием, поэтому их конструкция должна исключать насыщение сердечника при протекании постоянного тока. Дроссели выбираются по каталогам фирм производителей или справочникам: [4-6]. Исходными данными для выбора служат: расчетная индуктивность L и максимальный расчетный ток дросселя I. По каталогу выбирают ближайшее большее значение индуктивности при условии, что её максимально допустимый ток (или ток насыщения- Saturation current  $I_{sat}$ ) больше расчетного значения тока. При отсутствии стандартных дросселей с необходимыми параметрами выполняется их расчет на основе типовых сердечников.

Упрощенная методика проектирования дросселя изложена в работе [7]. Исходными данными служат: расчетная индуктивность L [Гн], максимальный расчетный ток дросселя  $I_p$  [А]. Первоначально, по рекомендациям раздела 2.1, выбирают материал сердечника, индукцию  $B_m$ , плотность тока  $J$  [А/мм<sup>2</sup>], тип сердечника, коэффициент заполнения медью ( $K_o$ ), а так же коэффициент заполнения сталью ( $K_c$ ). Затем по формуле (2.39) определяют базовый параметр дросселя -  $S_c \cdot S_o$ , где  $S_o$  [см<sup>2</sup>] - площадь окна сердечника;  $S_c$  [см<sup>2</sup>] - сечение сердечника, и выбирают стандартный сердечник удовлетворяющий условию (2.39)

$$S_c S_o \geq \frac{100 L I_p^2}{B_m J K_c K_o}, \quad \text{см}^4 \quad (2.39)$$

Определяют число витков дросселя:

$$W = \frac{100 S_o K_o J}{I_p}. \quad (2.40)$$

Во избежание насыщения, магнитопровод дросселя должен иметь немагнитный зазор. Длину немагнитного зазора (в мм), при известных ампервитках, можно определить по формуле:

$$\delta = \frac{I_p W}{796 B_m}, \text{ мм} \quad (2.41)$$

Индуктивность, полученного дросселя уточняют по формуле:

$$L = 1.25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2 / \delta, \text{ Гн} \quad (2.42)$$

Далее проводят геометрический и тепловой расчет (2.3).

### 3. Проектирование транзисторных ключей и схемы управления

#### 3.1. Выбор транзистора

Проектирование ключа сводится к выбору транзистора, расчету потерь ключа и выбору радиатора. Транзисторный ключ характеризуется следующими основными параметрами: мощность, напряжение и ток, коммутируемые в нагрузку; сопротивление в открытом состоянии, потери в ключе; частота переключения. Потери в ключе напрямую зависят от его сопротивления и частоты, поэтому предпочтение отдают высокочастотным транзисторам с минимальным сопротивлением (падением напряжения) в открытом состоянии.

Выбор транзисторов импульсного преобразователя производится по максимальному току и напряжению, коммутируемому ключом с учетом коэффициента запаса ( $K_3$ ). Коэффициент запаса обычно составляет 1,2-1,35.

Для биполярных и IGBT транзисторов:

$$U_{CE} > K_3 \cdot U_{CEp}; \quad I_C > K_3 \cdot I_{Cp}, \quad (3.1)$$

где  $U_{CE}$ ,  $U_{CEp}$  соответственно: максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер (collector-emitter) транзистора и пиковое значение напряжения на транзисторе;  $I_C$ ,  $I_{Cp}$  - соответственно: максимально допустимый ток коллектора транзистора и пиковое значение рабочего тока.

Для MOSFET транзисторов:

$$U_{DS} > K_3 \cdot U_{DSp}; \quad I_D > K_3 \cdot I_{Dp}, \quad (3.2)$$

где  $U_{DS}$ ,  $U_{DSp}$  соответственно: максимально допустимое напряжение сток-исток (drain-source) и пиковое значение напряжения на транзисторе;  $I_D$ ,  $I_{Dp}$  - соответственно: максимально допустимый ток стока транзистора и пиковое значение тока.

В зарубежной технической литературе максимальные допустимые значения напряжения и тока обозначают:  $V_{(BR)DSS}$  – Drain –to–Source Breakdown Voltage;  $I_D @ T_C=100^\circ\text{C}$  – допустимый длительно протекающий ток при температуре корпуса  $100^\circ\text{C}$ . Значения  $U_{CE}$ ,  $U_{DS}$  и  $I_C$  уменьшаются с ростом рабочей температуры, что также учитывают при выборе транзистора.

Величина пиковых значений напряжений и токов определяется схемой преобразователя и техническим заданием, значения этих напряжений приведены в табл. 1.2. Мощность, коммутируемая ключом в нагрузку ( $P_{\text{кЛН}}$ ), определяется следующим выражением:

$$P_{\text{кЛН}} \approx I_K \cdot (U_{\text{П}} - U_{\text{кЛН}}) \cdot t_{\text{И}} / (T_{\text{ПР}}) \approx (U_{\text{П}} - U_{\text{кЛН}})^2 \cdot t_{\text{И}} / (T_{\text{ПР}} Z_{\text{Н}}), \text{ ВА} \quad (3.3)$$

где  $U_{\text{П}}$  - коммутируемое напряжение, В;  $U_{\text{кЛН}}$  - падение напряжения на ключе, когда он открыт, В;  $I_K$  - ток ключа, А;  $Z_{\text{Н}}$  - сопротивление нагрузки, Ом;  $t_{\text{И}}$  - длительность импульса, с;  $T_{\text{ПР}}$  - период повторения импульсов, с.

В импульсных устройствах следует использовать транзисторы с максимальной граничной частотой, чтобы уменьшить потери на переключение. В силовых ключевых устройствах предпочтение отдается MOSFET (Metal Oxid semiconductor Field Effect Transistor, отечественная аббревиатура МДП – металл диэлектрик полупроводник) и IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistir, отечественное наименование БТИЗ - биполярный транзистор с изолированным затвором) транзисторам, которые обладают рядом преимуществ по сравнению с биполярными транзисторами. В частности, более высокой скоростью переключения и минимальной мощностью управления, что упрощает схему управления. В MOSFET транзисторах затвор изолирован от других электродов и поэтому энергия управления определяется величиной заряда (разряда) емкости затвора, которая невелика. Высокая скорость переключения и низкое сопротивление в открытом состоянии обуславливают малые потери в MOSFET ключах.

На практике в качестве ключей наибольшее распространение получили полевые транзисторы с индуцированным каналом «n» и «р» типов. На рис.3.1 показаны условные обозначения транзисторов с индуцированным каналом и их характеристики. Транзистор с каналом «n» открывается положительным потенциалом относительно истока, транзистор «р» типа – отрицательным.

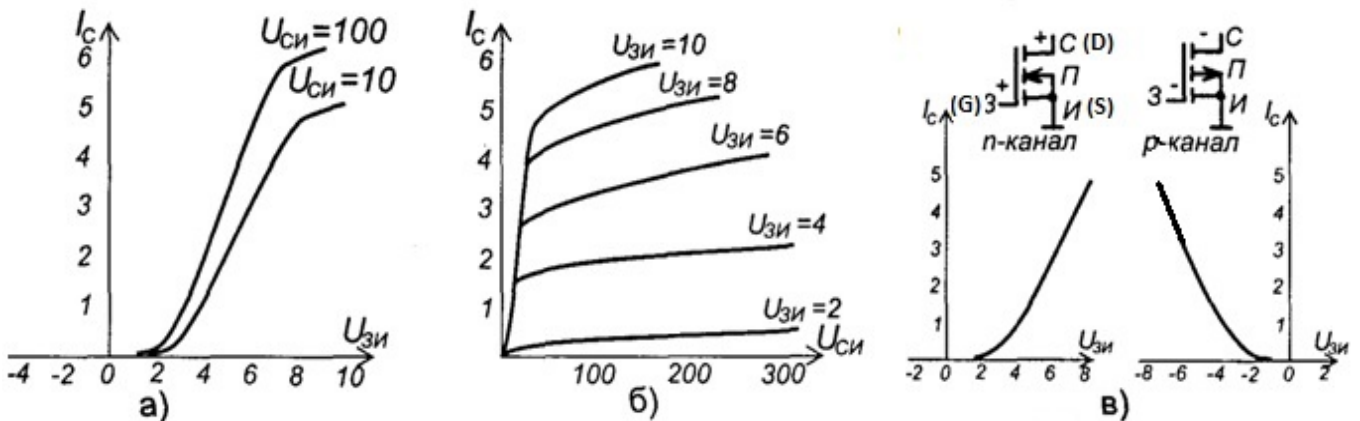


Рис.3.1. Характеристики транзисторов с изолированным затвором и индуцированным каналом: а - передаточная характеристика  $I_C=f(U_{ЗИ})$  для транзистора n типа; б - выходная вольт амперная характеристика  $I_C=f(U_{СИ})$  транзистора n типа; в - передаточные характеристики транзисторов с каналами «n» и «р» типов

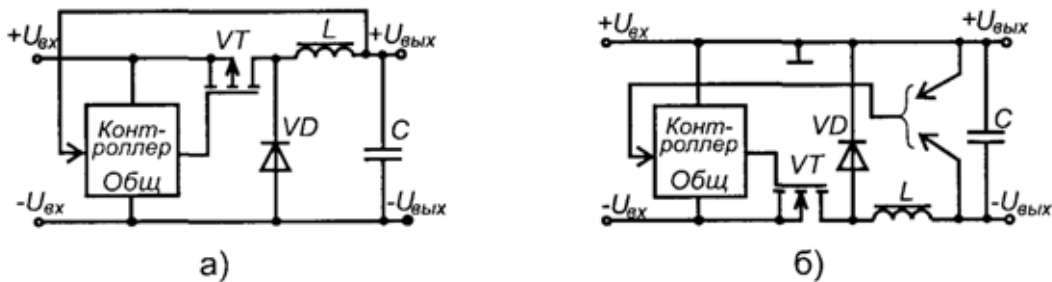


Рис.3.2. Схема шорпер: а - на транзисторе с «р» каналом; б - «n» каналом

Схема включения транзистора должна обеспечить подачу нужного потенциала на затвор и поэтому зависит от типа канала. Величина напряжения на затворе должна превышать напряжение, соответствующее насыщению транзистора. ( $U_{ЗИ} > U_{ЗИнас}$ ). На рис. 3.2 показаны варианты реализации схемы стабилизатора понижающего типа (chopper) для транзисторов с «р» и «п» каналами.

Напряжение на затворе ( $U_{ЗИ}$ ) должно быть достаточно большим, чтобы обеспечить насыщенное состояние транзистора ( $R_{ds\_on}$  - минимально), но при этом не превышать предельно допустимого значения. Оценить величину  $U_{ЗИ}$  можно по выходным характеристикам, либо из условия:

$$U_{ЗИ} > (1,2-1,5)(U_{отс} + I_H/S), \text{ В}, \quad (3.4)$$

где  $U_{отс}$  – напряжение отсечки - максимальное напряжение на затворе, при котором транзистор закрыт (за рубежом этот параметр обозначают:  $U_{GS(th)}$  - Gate Threshold Voltage), В;  $I_H = E/(R_H + R_{ds\_on})$  - ток нагрузки ( $E$ - напряжение питания,  $R_H$  – сопротивление нагрузки), А;  $S$  – крутизна характеристики, А/В.

Более подробно схемы включения силовых ключей и их расчеты приведены в [10].

В открытом состоянии MOSFET транзистор имеет небольшое активное сопротивление сток-исток ( $R_{ds\_on}$ ), порядка нескольких десятков миллиом, у лучших транзисторов это сопротивление снижается до нескольких единиц миллиом. Недостатком этих транзисторов является резкое увеличение величины  $R_{ds\_on}$  у транзисторов, рассчитанных на высокое напряжение ( $U_{DS} > 250-300\text{В}$ ), что влечет заметный рост потерь во включенном состоянии. Данный недостаток отсутствует у IGBT транзисторов, представляющего собой сочетание мощного биполярного и mosfet транзисторов, см. рис. 3.3. Однако им присущ другой недостаток - малая скорость переключения (до 30кГц). Область их применения – мощные высоковольтные ключи. Современные IGBT транзисторы коммутируют токи до несколько тысяч ампер при напряжении до 6000В. IGBT транзисторы выпускают как в одиночном исполнении, так и в виде сборок, содержащих от двух до шести транзисторов.

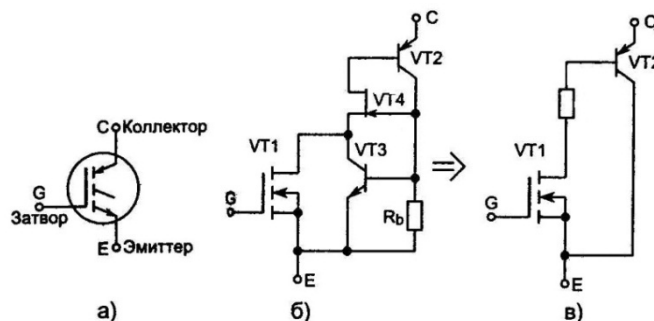


Рис. 3.3: а - условное обозначение IGBT транзистора; б - электрическая схема; в - упрощенная электрическая схема

Выпускаются также «интеллектуальные» MOSFET транзисторы, в которых контролируется температура кристалла, ток стока. При превышении этих параметров допустимых значений транзистор выключается. Транзистор может также иметь диагностический вывод, позволяющий контролировать его состояние.

### 3.2. Расчет потерь ключа на полевом транзисторе

Конечной целью расчета силового ключа является проверка, что температура корпуса транзистора с учетом радиатора не превышает предельно допустимой величины, задаваемой производителем (при предельной температуре кристалла  $175^{\circ}\text{C}$ , обычно, температура корпуса не должна превышать  $100\text{-}150^{\circ}\text{C}$ ). С этой целью определяют потери в транзисторе и рассчитывают необходимый радиатор. При необходимости транзисторы включают параллельно.

При расчете потерь в транзисторе учитывают влияние паразитных элементов, которые присутствуют в реальном транзисторе, вследствие несовершенства технологических процессов. К таким элементам относят межэлектродные емкости и паразитный диод между стоком и истоком, наличие которого часто отображают в обозначении транзистора (рис.3.4а).

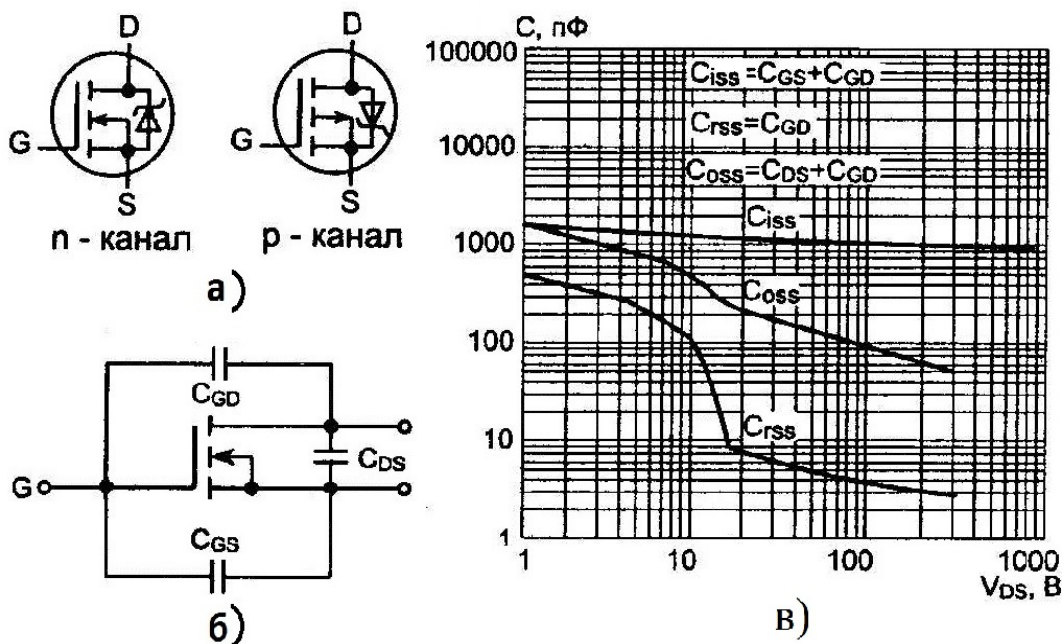


Рис. 3.4: а - обозначения паразитного диода; б - эквивалентная схема с учетом межэлектродных емкостей; в - зависимость емкостей от напряжения  $U_{DS}$

Межэлектродные емкости являются нелинейными функциями напряжения сток-исток, рис.3.4в. Время включения и выключения транзистора определяются процессами происходящими при заряде и разряде емкости затвора транзистора, а также временем восстановления паразитного диода.

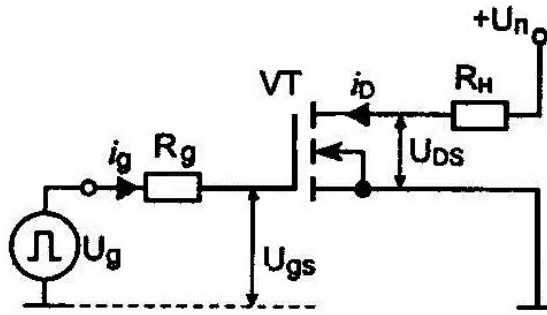


Рис. 3.5. Схема ключа

Рассмотрим эти процессы применительно к схеме простейшего ключа (рис.3.5) при подаче на затвор сигнала. Временные диаграммы напряжений на затворе ( $U_{gs}$ ) и между стоком и истоком ( $U_{DS}$ ) показаны на рис.3.6.

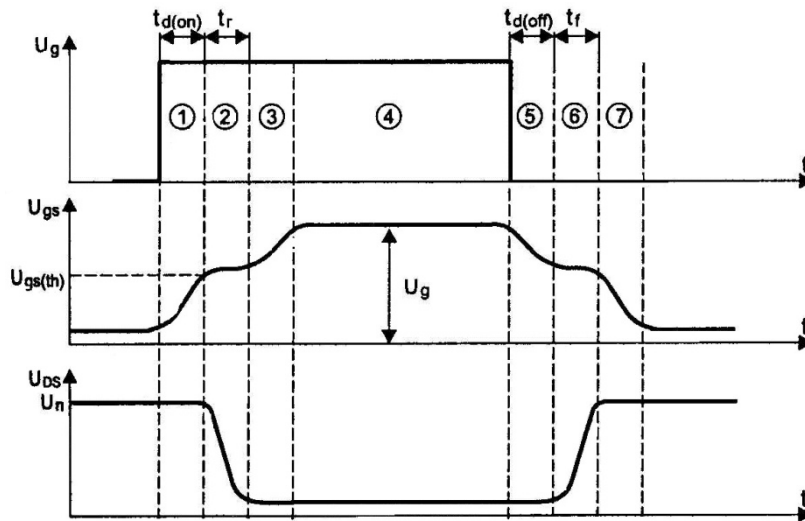


Рис. 3.6. Временная диаграмма напряжений при коммутации транзистора MOSFET

При подаче напряжения на затвор начинается заряд емкости  $C_{GS}$  (участок 1). Когда напряжение достигает значения  $U_{отс}$  (типовое значение  $2 \div 5V$ ), транзистор начинает открываться, напряжение на стоке уменьшается (участок 2) и через конденсатор  $C_{GD}$  возникает отрицательная обратная связь между затвором и стоком. Вследствие действия этой обратной связи скорость нарастания напряжения на затворе уменьшается, что эквивалентно возрастанию входной емкости затвора  $C_{BX}$ , данный эффект получил название эффект Миллера:

$$C_{BX} = C_{GS} + (1 + K_Y)C_{GD}, \quad K_Y = SR_H,$$

где  $K_Y$  - коэффициент усиления транзистора,  $S$  - крутизна.

После полного открытия транзистора  $dU_{DS}/dt=0$  и эффект Миллера пропадает (участок 3). При снятии напряжения управления  $U_{gs}$  процесс разряда емкости затвора протекает аналогично в обратном порядке.

Участок 1 соответствует *времени задержки включения* (turn on delay time) и обозначается в технической документации как  $t_{d(on)}$ . На участке 2 идет процесс открывания транзистора и время этого участка обозначают  $t_r$  – *время*

нарастания проводимости. Длительность участка 5 носит название *время задержки выключения* (turn off delay), обозначается  $t_{d(off)}$ . Участок действия эффекта Миллера (6) называется *время спада* (fall time), обозначается -  $t_f$ .

В литературе часто используют результирующие показатели: *время включения* транзистора  $t_{вкл}$  и *время выключения*  $t_{вык}$ .

$$t_{вкл} = t_{d(on)} + t_r; \quad t_{вык} = t_{d(off)} + t_f.$$

Значения этих параметров даются в справочниках. В первом приближении  $t_{вкл} \approx t_{вык}$ . Между временем включения и общим зарядом затвора  $Q_g$  (Total gate charge) существует соотношение

$$Q_g = \int_0^{t_{вкл}} i_g(t) dt, \quad (3.5)$$

где  $i_g$  - ток затвора;

Время включения (выключения) связано с величиной заряда и суммарным сопротивлением в цепи затвора ( $R$ ):

$$t_{вкл} \approx t_{вык} = \frac{Q_g R}{U_g}. \quad (3.6)$$

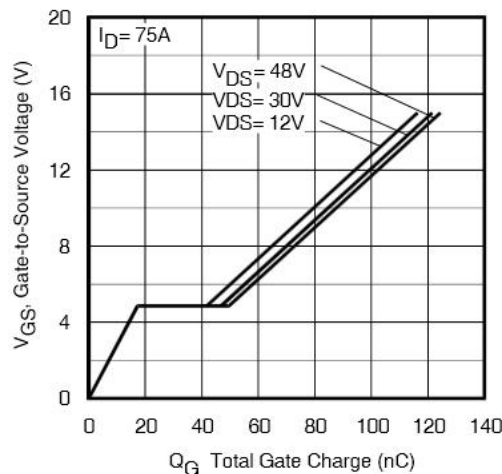


Рис. 3.7. Зависимость общего заряда затвора от величины напряжения затвора при различных напряжениях стока истока для транзистора AUIRFS3306

Величина  $Q_g$ , а также её зависимость от  $U_g$  приводится в datasheet производителя (рис.3.7). В datasheet также приводятся значения времени включения (выключения) при определенном значении внешнего сопротивления в цепи затвора  $R_G$ .

Наличие межэлектродных емкостей (рис. 3.4б) образует емкостной делитель напряжения на затворе и, при большой скорости изменения напряжения на  $U_{DS}$ , напряжение на затворе может превысить допустимую величину и, кроме того, приводить к самопроизвольному отпиранию транзистора. Для ограничения напряжения затвор шунтируют стабилитроном (сапрессором) VD (рис.3.8), уменьшают величину  $R_g$  и используют драйверную схему управления с минимальным сопротивлением. Напряжение стабилизации стабилитрона ( $U_{ст}$ ) должно удовлетворять условиям  $U_{зи} < U_{ст} < U_{GS}$ , где  $U_{зи}$  -

расчетное напряжение на затворе;  $U_{GS}$  - предельно допустимое напряжение на затворе.

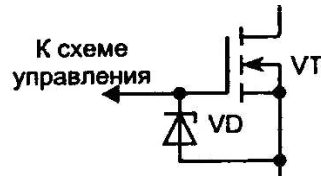


Рис.3.8. Схема включения защитного стабилитрона

Полная мощность потерь в транзисторе ( $P_{\Pi}$ ) определяется следующим выражением:

$$(3.7) \quad P_{\Pi} = P_{\text{ПР}} + P_{\text{ПЕР}} + P_{\text{УП}} + P_{\text{УТ}},$$

где  $P_{\text{ПР}}$  - потери мощности на активном сопротивлении открытого транзистора;  $P_{\text{ПЕР}}$  - потери переключения;  $P_{\text{УП}}$  - потери на управление в цепи затвора;  $P_{\text{УТ}}$  - потери за счет тока утечки в закрытом состоянии.

Величиной  $P_{\text{УТ}}$  обычно пренебрегают ввиду её малости. Величина  $P_{\text{УП}}$  также невелика и она определяет среднюю мощность драйвера управления.

$$P_{\text{УП}} = Q_g U_g f, \quad (3.8)$$

где  $f$  – частота переключения.

Основные составляющие потерь в транзисторе:  $P_{\Pi} \approx P_{\text{ПР}} + P_{\text{ПЕР}}$ .

$$P_{\text{ПР}} = R_{ds(on)} I_{\text{эф}}^2, \quad (3.9)$$

где  $R_{ds(on)}$  - сопротивление перехода сток-исток в открытом состоянии транзистора;  $I_{\text{эф}}$  - действующее значение тока стока.

Действующее значение тока в зависимости от формы тока приведены в табл. 3.1, а также в разделе 2.2.

Таблица 3.1

Название сигнала	Форма тока	Действующее значение
Двухполупериодный синусоидальный ток		$I_{\text{CP}} = \frac{I_1}{\sqrt{2}}$
Однополупериодные синусоидальные импульсы тока		$I_{\text{CP}} = I_1 \sqrt{\frac{\gamma}{2}},$ где $\gamma = \frac{\tau}{T}$
Регулируемые по фазе импульсы тока		$I_{\text{CP}} = I_1 \sqrt{\frac{\gamma}{2} + \frac{\sin \tau (1 - \gamma) \cos \pi(1 - \gamma)}{2\pi}}^2$



Мощность переключения определяют через энергию переключения за один период ( $E_{\text{ПЕР}}$ ) и частоту переключения  $f$ :

$$P_{\text{ПЕР}} = E_{\text{ПЕР}} f. \quad (3.10)$$

Выражение для оценки энергии переключения зависит от характера нагрузки. Для активной нагрузки, полагая, что процессы включения и выключения симметричны ( $t_{\text{вкл}} \approx t_{\text{выкл}}$ ) и напряжение и ток на нагрузке в процессе коммутации меняются линейно [9], то

$$E_{\text{ПЕР}} = 2 \int_0^{t_{\text{вкл}}} U_{ds(t)} i_d(t) dt. \quad (3.11)$$

$$P_{\text{ПЕР}} = \frac{U_{\text{П}}^2 t_{\text{вкл}}}{3R_H} f, \quad (3.12)$$

где  $U_{\text{П}}$  - напряжение питания;  $R_H$  - сопротивление нагрузки;  $t_{\text{вкл}}$  - время включения.

При работе на индуктивную нагрузку (рис. 3.9а) потери при включении транзистора не велики и ими можно пренебречь, так как ток стока ( $i_d$ ) не успевает достичь большого значения рис.3.9в. При выключении транзистора ток стока максимальный и потери в транзисторе существенно больше, чем при включении. При запираании транзистора в индуктивности возникает эдс самоиндукции, полярность которой отпирает диод VD и через него начинает протекать ток  $i_{vd}$ , поддерживая ток индуктивности  $i_{др}$ .

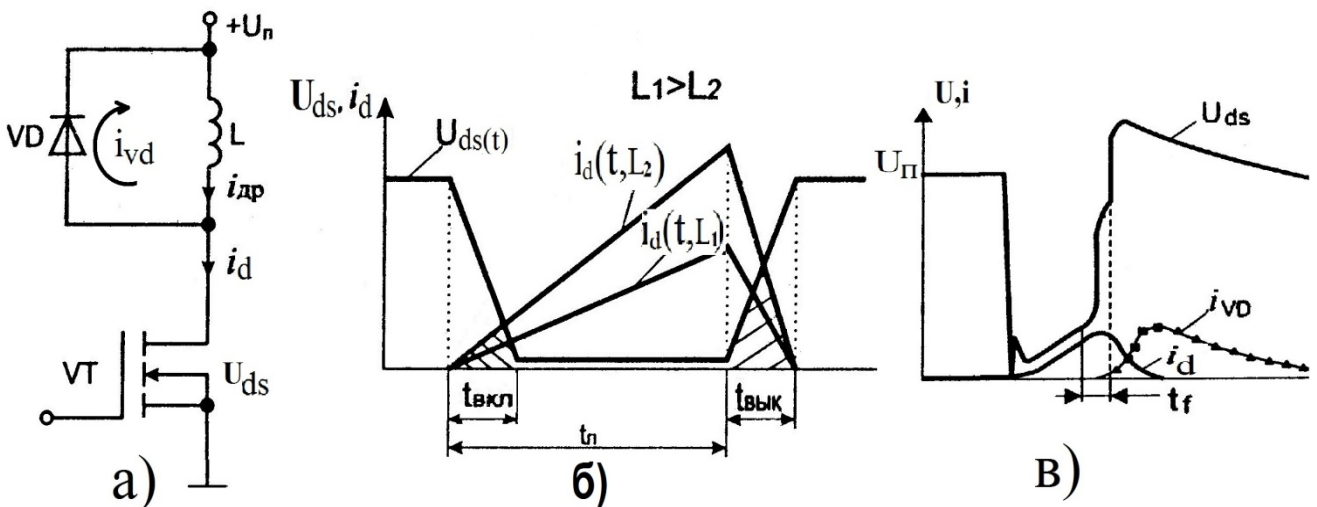


Рис. 3.9. Работа транзистора на индуктивную нагрузку: а, б - упрощенные графики токов и напряжений при коммутации транзистора; в - реальные графики

При упрощенных расчетах потерь транзистора, при переключении индуктивной нагрузки  $L$ , полагают линейный характер изменений тока и напряжения транзистора, рис.3.9, б) и допуская, что  $t_{\text{вкл}} \approx t_{\text{выкл}}$ . В этом случае потери на переключение для треугольного тока транзистора (режим прерывистого тока дросселя) равны:

$$P_{\text{пер}} \approx \frac{U_{\text{П}}^2 \gamma t_{\text{вкл}}}{6L} \quad (3.13)$$

Для непрерывного тока дросселя (трапецеидальный ток транзистора):

$$P_{пер} \approx \frac{U_{\Pi}^2 \gamma t_{вкл}}{6L} + \frac{U_{\Pi} I_{dmin} t_{вкл}}{6} f, \quad (3.14)$$

где  $I_{dmin}$  - минимальный ток дросселя.

Такая модель несколько завышает величину потерь транзистора, однако может быть использована для оценочных расчетов. Фактическая картина переходных процессов выглядит сложнее (рис.9в). Реально ток в транзисторе спадает за время  $t_f$  (рис.3.6), поэтому более точным является выражение

$$P_{ПЕР} = \frac{U_{\Pi} i_{dmax}}{2} t_f f, \quad (3.15)$$

где  $i_{dmax}$  - максимальное значение тока стока;  $t_f$  - время спада тока.

Для повышающих преобразователей в выражениях (3.13-15)  $U_{\Pi} = U_{out}$ .

Из рис.3.9в следует, что необходимо также учитывать потери на фиксирующем диоде, которые могут быть соизмеримы с потерями в транзисторе. В полумостовых схемах при работе на значительную индуктивную нагрузку следует учитывать время восстановления паразитного диода. Потери переключения равны:

$$P_{ПЕР} = \frac{U_{\Pi}}{2} \left[ \frac{i_{dmax}}{3} t_{вкл} + Q_{rr} \right] f, \quad (3.16)$$

где  $Q_{rr}$  - заряд обратного восстановления оппозитного диода (приводится в справочниках).

В мостовых схемах транзистор коммутирует напряжение в 2 раза больше, чем для полумостовых, поэтому

$$P_{ПЕР} = U_{\Pi} \left[ \frac{i_{dmax}}{3} t_{вкл} + Q_{rr} \right] f \quad (3.17)$$

### 3.2.1. Расчет потерь для IGBT транзистора

Основные составляющие потерь в IGBT транзисторе определяются аналогично как и для MOSFET:  $P_{\Pi} \approx P_{ПР} + P_{ПЕР}$ .

Для IGBT транзисторов потери в открытом состоянии рассчитываются следующим образом:

$$P_{ПР} = U_{КЭ} I_{эф}, \quad (3.18)$$

где  $U_{КЭ}$  ( $U_{CE(on)}$ ) - напряжение коллектор-эмиттер в насыщенном состоянии;  $I_{эф}$  - действующее значение тока коллектора.

Для преобразователей Step down (up) convertor  $I_{эф} = I_1 \sqrt{\gamma/3}$ ,

где  $I_1$  - пиковое (амплитудное) значение тока транзистора.

В IGBT транзисторах также используется энергия переключения ( $E_{ПЕР}$ ), однако, процесс выключения носит более сложный характер, чем в MOSFET транзисторах. Производитель в datasheet указывает три величины энергии переключения:  $E_{on}$  - энергия включения (Turn-On Switching Loss);  $E_{off}$  - энергия потерь на выключение (Turn-Off Switching Loss); и суммарная энергия потерь  $E_{ts}$  (Total Switching Loss).

$$E_{\text{ПЕР}} = E_{\text{ts}} = E_{\text{on}} + E_{\text{off}}. \quad (3.19)$$

При оценке энергии переключения необходимо учитывать величину коммутируемого тока, используя графики производителя (рис.3.10)

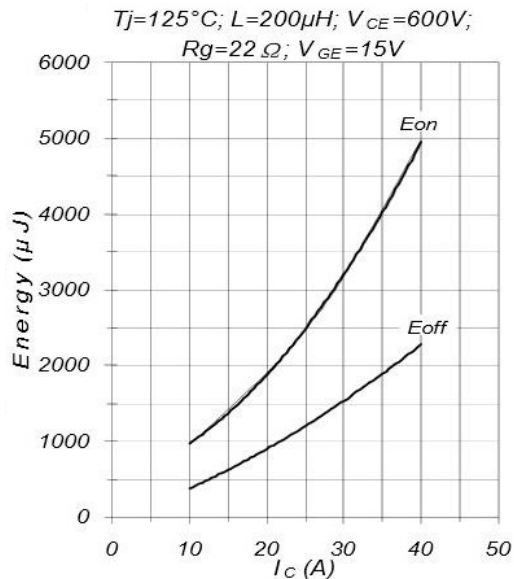


Рис.3.10. Зависимость энергии переключения от тока коллектора транзистора IRGP20B120U-EP

Потери на переключения определяются по формуле:

$$P_{\text{ПЕР}} = E_{\text{ПЕР}} f. \quad (3.20)$$

### 3.3. Выбор драйверной микросхемы

Драйверные микросхемы предназначены для управления транзисторными ключами. Драйвер управления является промежуточным согласующим устройством между процессором (схемой управления) и силовыми ключами. Основная функция драйвера – формирование сигнала управления на затворе транзистора в соответствии с командами схемы управления. Мощные полевые и IGBT транзисторы, обладая относительно большой емкостью затвора, при высокой частоте переключения могут потреблять большие токи по цепи управления, достигающие нескольких ампер.

Драйверы со встроенным ключом могут называться регуляторами, а с внешним – контроллерами.

Промышленностью выпускается много различных вариантов драйверных микросхем, отличающихся степенью интеграции их функций. На рис. 3.11 показаны варианты драйверных микросхем фирмы National Semiconductor для понижающего (buck) конвертора. Драйверы маломощных импульсных источников питания имеют встроенный транзисторный ключ (рис. 3.11 а, в мощных устройствах драйверы управляют внешним транзистором (рис. 3.11 в).

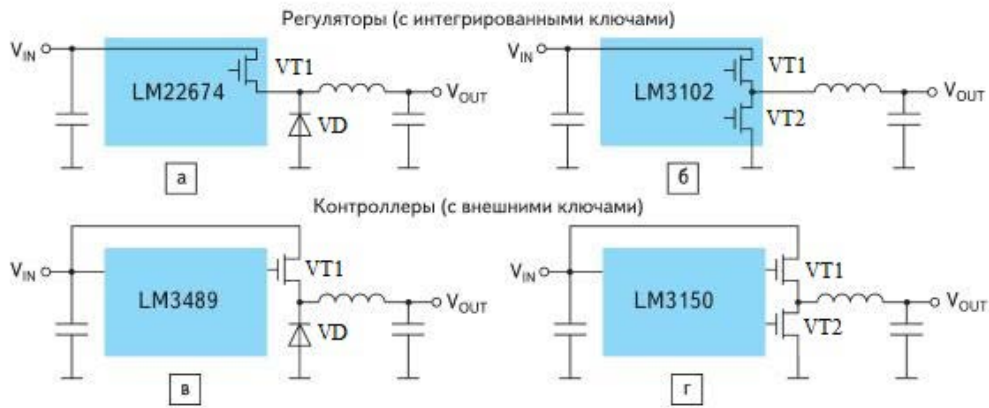


Рис. 3.11. Варианты драйверных микросхем

На силовом диоде VD рассеивается значительная мощность, для её уменьшения вместо диода (или параллельно диоду) используют вспомогательный полевой транзистор, который синхронно открывается при заперении силового ключевого транзистора (рис. 3.11 б, г). Благодаря низкому сопротивлению транзистора потери на таком «диоде» значительно меньше, чем при использовании обычного диода. Драйверные микросхемы, обеспечивающие управление вспомогательным транзистором называют синхронными. Вспомогательный транзистор может быть внешним или внутренним.

Драйвер может выполнять целый ряд функций: стабилизацию (регулирование) напряжения; коррекцию коэффициента мощности; защиту транзистора при токовых перегрузках; гальваническую развязку между силовыми цепями и схемой управления; ограничение скорости нарастания напряжения на зажимах ключа; индикацию состояния ключа и другие.

Схемотехника драйверов разнообразна, некоторые имеют встроенные гальванически не связанные источники питания, другие получают питание от силовых цепей, число управляемых транзисторов варьируется от одного до шести.

На рис. 3.12 показан драйвер для внешнего ключа фирмы Texas Instruments LM25085, предназначенный для применения в step down (buck) конверторах. Частота коммутации 50-1000кГц, входное напряжение 4,5-42В, имеется защита от перегрузки по току, перегреву, перенапряжению; схема обеспечивает плавный запуск; погрешность стабилизации напряжения  $\pm 2\%$ . Микросхема работает с р - канальными транзисторами (PFET), формируя отрицательный (относительно истока, S) потенциал на затворе (PGATE), для этого имеется регулятор напряжения (Negative Bias Regulator). Напряжение на затворе ( $U_{GS}$ ): а)  $U_{GS} = -7,7В$ , если  $U_{in} > 8,5В$ ; б)  $U_{GS} = -U_{in}$ , если  $U_{in} < 8,5В$ .

Контроль выходного напряжения осуществляется через клемму FB. Стабилизацию напряжения обеспечивает Regulator comparator, с опорным напряжением 1,25В. Выходное напряжение  $U_{out}$  понижается делителем  $R_{FB1}$ ,  $R_{FB2}$  до значения 1,25В и сравнивается с опорным. Если это напряжение меньше 1,25В, то транзистор включается на время  $t_{on}$  (3.21), величина которого определяется входным напряжением  $U_{in}$  и резистором  $R_T$ , после чего транзистор  $Q1$  остается закрытым до момента снижения напряжения ниже 1,25В. Частота переключений в режиме непрерывных токов остается примерно постоянной, в режиме разрывных токов она понижается.

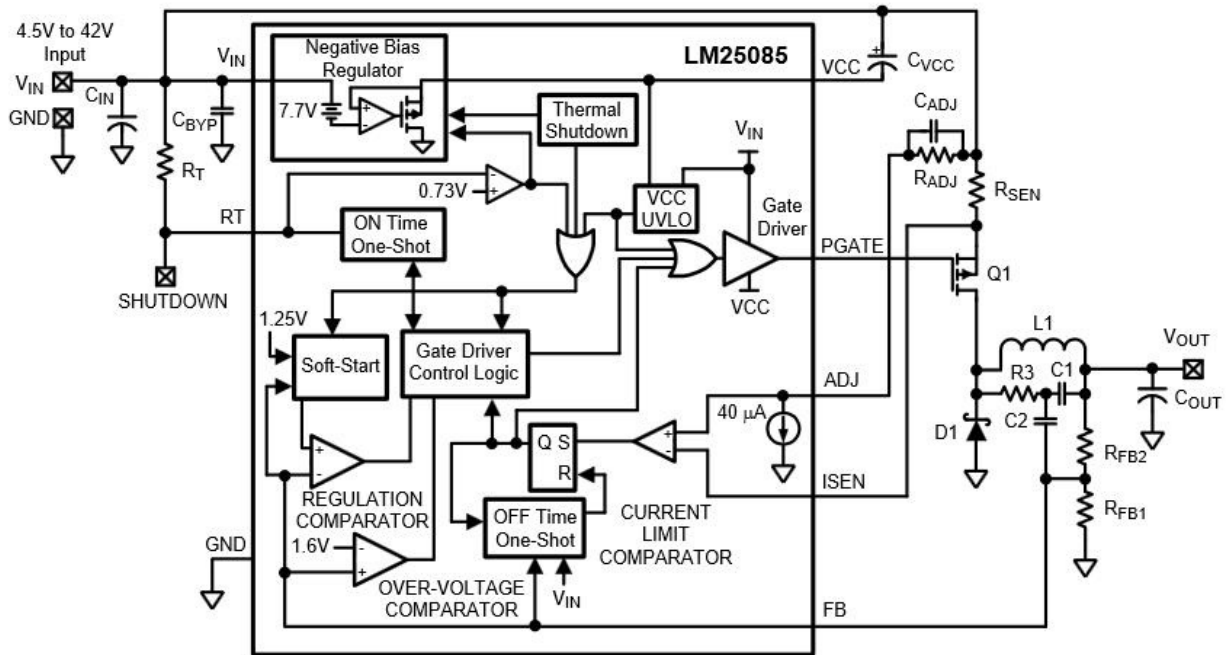


Рис.3.12. Блок схема LM25085

Если напряжение в точке FB превышает 1,6В, то срабатывает защита от перенапряжения (over-voltage comparator), и транзистор  $Q1$  запирается на время снижения напряжения.

$$t_{on} = \frac{1.45 \times 10^{-7} (R_T + 1.4)}{(U_{in} - 1.56 + R_T / 3167)} + 50, ns, \quad (3.21)$$

где  $U_{in}$  - входное напряжение, В;  $R_T$ , кОм.

Для нормальной работы регулятора напряжение в точке FB должно иметь пульсации, обусловленные пульсациями тока в дросселе, для этой цели служит цепочка  $C1$ ,  $C2$ ,  $R3$ . Пульсации напряжения формируют цикличность работы регулятора. Резистор  $R_{SEN}$  выполняет роль датчика тока нагрузки. При заземлении точки  $RT$  (сигнал SHUTDOWN) происходит выключение микросхемы. Микросхема обеспечивает максимальный ток затвора транзистора  $Q1$  до 1,5А. Применение PFET транзисторов с LM25085 позволяет расширить коэффициент заполнения сигналов управления до 100%.

На рис. 3.13 показано применение драйвера IR1155S фирмы International Rectifier в схеме повышающего конвертора (Boost convertor).

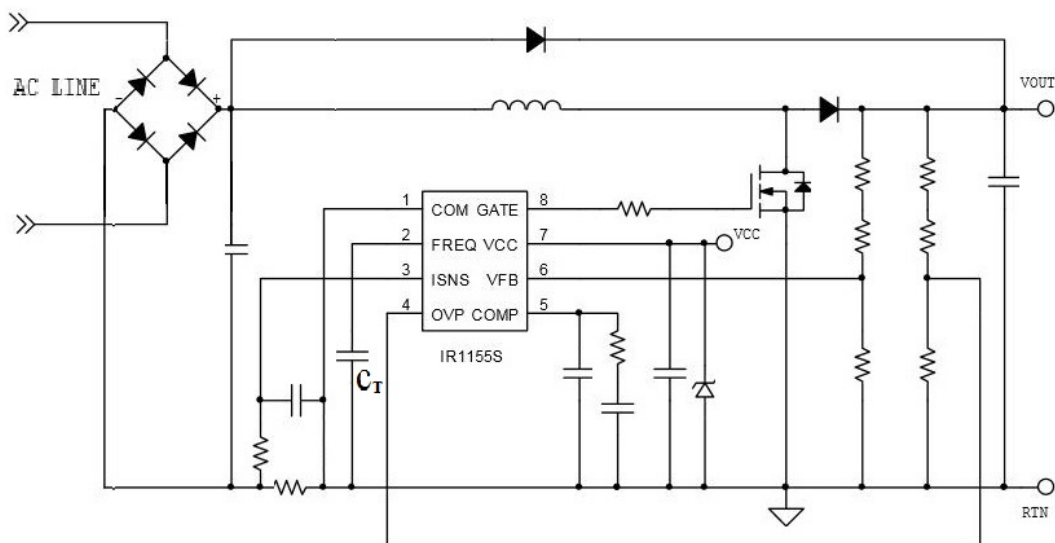


Рис.3.13. Boost convertor

Конвертор преобразует сетевое напряжение (AC) 85÷264В в постоянное ( $V_{out}$ ) 388В. Максимальная выходная мощность 300Вт; максимальный ток затвора 1,5А; частота переключения 100кГц; уровень защиты от перенапряжения 420В. Назначение входов драйвера: VFB – регулятор напряжения; входы COM и ISNS – защита от токовой перегрузки; OVP - защита от перенапряжения; VCC - напряжение питания драйвера (12÷19В). Частота переключения задается конденсатором  $C_T$ , вход COMP обеспечивает устойчивость регулятора.

### 3.3.1. Расчет драйвера

Исходными данными для расчета силовой части драйвера являются:

- входная емкость модуля ключа на полевых транзисторах  $C_{ВХ}$  или заряд затвора  $Q_G$ ;
- выходное сопротивление драйвера  $R_{ВЫХ.Д}$ ;
- размах напряжения на затворе  $\Delta U$ ;
- рабочая частота  $f_{ПР}$ .

Задачей расчета является определение максимального тока затвора  $I_G$  и максимальную мощность управления.

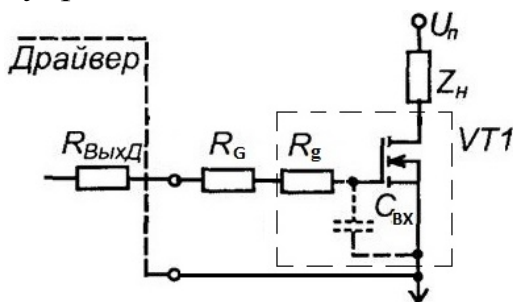


Рис.3.14. Схема включения драйвера

На рис. 3.14 приведена схема подключения драйвера, где:  $R_G$  – резистор ограничения тока заряда конденсатора затвора;  $R_{\text{выхД}}$  – внутреннее сопротивление драйвера;  $R_g$  – внутреннее сопротивление затвора транзистора (Internal Gate Resistance, приводится в datasheet).

Резистор  $R_G$  уменьшает выбросы напряжения затвора, обусловленные наличием паразитных  $L$  и  $C$  элементов транзистора, также устраняет защелкивание драйверных схем [12, 13]. В работе [14] предлагается выбирать из соотношения:  $R_G = 0,33R_{\text{выхД}}$ . Более подробный расчет этого резистора приведен в [12].

Резистор  $R_{\text{выхД}}$  приводится в datasheet на драйверные микросхемы. Его величину можно оценить как:  $U_{g\text{max}}/I_{\text{др}}$ , где  $U_{g\text{max}}$  – максимальное напряжение драйверной микросхемы на затворе;  $I_{\text{др}}$  – максимальный ток драйвера.

Драйвер подбирают таким образом, чтобы его выходной ток  $I_{\text{др}}$  мог обеспечить максимальный ток заряда затвора ( $I_G$ ), в этом случае время переключения транзистора будет минимальна. В datasheet обычно указывается сопротивление в цепи затвора ( $R_G$ ) и величина напряжения на затворе ( $U_{gs}$ ), при которых обеспечиваются гарантированные значения времени переключения, ток затвора в этом случае определяется из выражения:

$$I_G = \frac{U_{gs}}{R_g + R_G}, A. \quad (3.22)$$

Можно использовать драйверы с меньшим, чем  $I_G$  током, но при этом возрастет время переключения, см. (3.6) и соответственно динамические потери.

Суммарное сопротивление, ограничивающее ток затвора, равно:

$$R = R_{\text{ВЫХД}} + R_G + R_g. \quad (3.23)$$

Входную емкость можно оценить через заряд затвора:

$$C_{\text{ВХ}} \approx \frac{Q_G}{\Delta U}, \Phi,$$

где  $\Delta U \approx U_{gs}$  – размах напряжения на затворе;  $Q_G$  – заряд затвора,  $K=A \cdot c$ .

Среднее значение тока затвора  $I_{\text{ГСР}}$ :

$$I_{\text{ГСР}} = Q_G \cdot f_{\text{ПП}}, A \quad (3.24)$$

Энергия заряда емкости затвора ( $E_G$ ) равна:

$$E_G = \frac{C_{\text{ВХ}}(\Delta U)^2}{2}.$$

Если положить, что энергия заряда затвора равна энергии его разряда, то реактивная мощность перезаряда емкости затвора равна:

$$W_C = Q_G \cdot f_{\text{ПП}} \cdot \Delta U, \text{ВА}. \quad (3.25)$$

Мощность резистора  $R_G$ :

$$P_G = (I_{\text{ГСР}})^2 R_G.$$

Мощность, рассеиваемая на драйверной ( $P_D$ ) микросхеме:

$$P_D = P_{\text{D,ON}} + P_{\text{D,OF}} + P_C,$$

где  $P_{\text{D,ON}}$  – потери в драйвере при открытии транзистора;  $P_{\text{D,OF}}$  – потери в драйвере при закрытии транзистора;  $P_C$  – потери в драйвере при отсутствии выходного сигнала. Согласно [12]:

$$P_{D,ON} = \frac{R_{\text{ВЫХД},ON} Q_G \Delta U f}{R_{\text{ВЫХД},ON} + R_G + R_g}; \quad P_{D,OF} = \frac{R_{\text{ВЫХД},OF} Q_G \Delta U f}{R_{\text{ВЫХД},ON} + R_G + R_g};$$

здесь  $R_{\text{ВЫХД},ON}$ ,  $R_{\text{ВЫХД},OF}$  – соответственно сопротивление драйвера при включении (выключении) транзистора. При отсутствии этих значений можно допустить:  $R_{\text{ВЫХД},ON} \approx R_{\text{ВЫХД},OF} = R_{\text{ВЫХД}}$ .

$$P_C = U_{CC} I_{CC},$$

где  $U_{CC}$  - напряжение питания микросхемы;  $I_{CC}$  - ток потребления по питанию при отсутствии сигналов управления.

### 3.3.2. Особенности управления транзисторами мостовых и полумостовых схем

В таких схемах транзисторы включаются последовательно (3.15) и при их работе потенциал истока верхнего транзистора (VT1) будет меняться от нуля до напряжения питания ( $U_{\Pi}$ ), которое может составлять сотни вольт. При этом разность потенциала между затвором и истоком не должна превышать 20В.

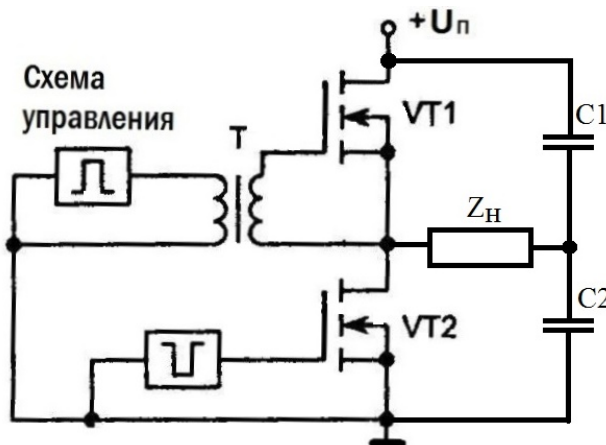


Рис.3.15. Полумостовая схема

Классическое решение этой проблемы - использование трансформаторов для гальванической развязки схемы драйвера и источника, как показано на рис. 3.15. Пример расчета схем с трансформаторным питанием затворов дан в [12]. Недостатком этого метода является необходимость проектирования трансформаторов с учетом асимметрии управляющих импульсов, приводящих к насыщению сердечника.

Современные драйверы могут иметь встроенные гальванически разделенные источники питания для транзисторов верхнего и нижнего плеч моста или иметь внешний изолированный источник и специальную бустрепную (bootstrap) цепь для управления верхним транзистором. На рис. 3.16 показан мощный драйвер фирмы Semicron с встроенными источниками питания и трансформаторной развязкой по информационным цепям.

Схема включает драйвер верхнего транзистора (HS- high side) и нижнего (LS-low side), DC/DC конвертор, каждый драйвер имеет свой источник питания через общий трансформатор DC/DC преобразователя. Драйвер имеет TTL–



CMOS совместимые входы, обеспечивает выходной ток до 2А. Максимальное напряжение силовой цепи 1700В. Выходное напряжение драйвера может изменяться от -5 до +15В.

Он позволяет мониторить состояние ключа (Мониторинг  $V_{CE}$ ), имеет защиту от к.з.(DESAT) и защиту от перегрева ( $115^{\circ}\text{C}$ ). Драйвер синхронизирует совместную работу с аналогичными полумостами при работе в составе трехфазных мостовых схем.

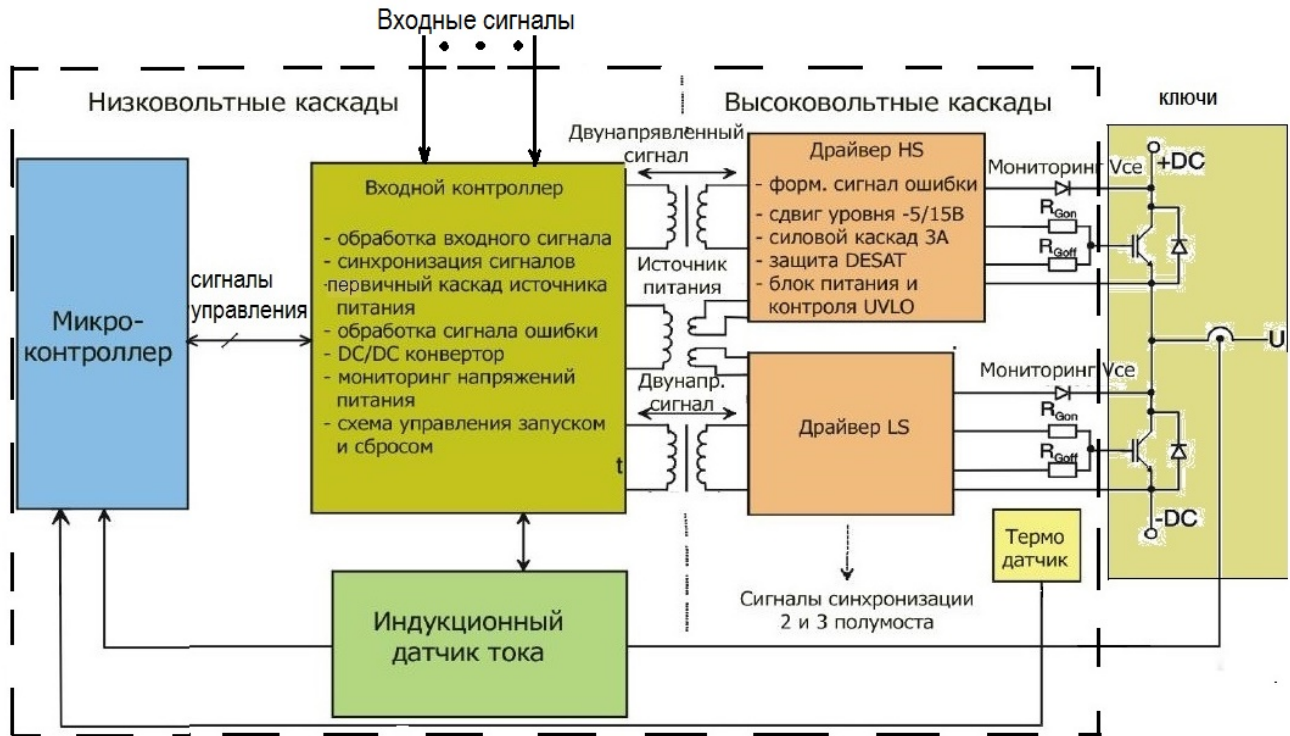


Рис. 3.16. Структурная схема драйвера SKHI64

На рис. 3.17 показана структура широко распространенной драйверной микросхемы IR2113. Эта микросхема выпускается американской фирмой International Rectifier – крупнейшего производителя силовой электроники. Микросхема использует бустрепный метод управления транзисторами верхнего уровня. Входными сигналами ( $H_{in}$ ,  $L_{in}$ ) для драйвера служат стандартные сигналы низкого уровня CMOS микросхемы управления. На выходе драйвера имеются напряжения управления «верхним» ( $H_0$ ) и «нижним» ( $L_0$ ) силовыми транзисторами.

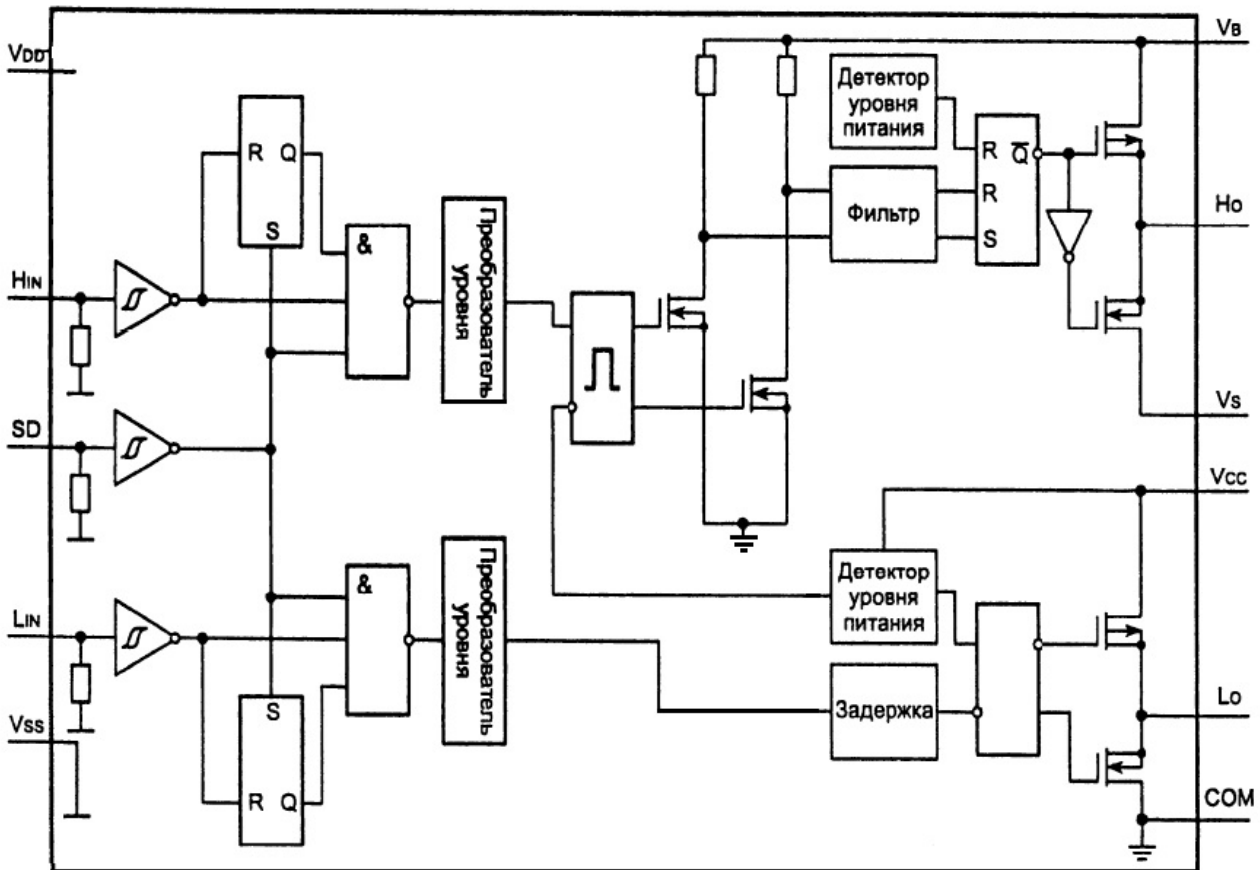


Рис.3.17. Функциональная схема IR2113

Микросхема имеет также дополнительные функции: защиту от пониженного напряжения питания, вход отключения и др.

На входах микросхемы стоят триггеры Шмитта для формирования импульсов управления. Напряжение питания выходных каскадов драйвера подается на выводы  $V_{cc}$  и  $V_{dd}$ . «Земляные» шины силовой части - COM и управляющей -  $V_{ss}$  развязаны между собой. Обычно эти выводы объединяются между собой. Вход SD – защитный, позволяет запереть все транзисторы драйвера.

Бустрепный метод управления транзисторами инвертора используется в инверторах на MOSFET или IGBT транзисторах, благодаря очень малой мощности управления. Типовая схема включения драйверной микросхемы IR2113 для одного плеча инвертора приведена на рис. 3.18. Сигнал управления транзистором инвертора VT1 подается на вход  $H_{IN}$ , управляющий сигнал транзистора VT2 подается на вход  $L_{IN}$ . Питание драйверной микросхемы и схемы управления осуществляется от источника  $V_{cc}$ . Транзисторы питаются от силового источника  $U_{п}$ . Конденсаторы C1, C3 - фильтрующие (по питанию) конденсаторы драйвера, C4 – фильтрующий конденсатор инвертора. Конденсатор C2 и диод VD1 образуют бустрепную цепочку.

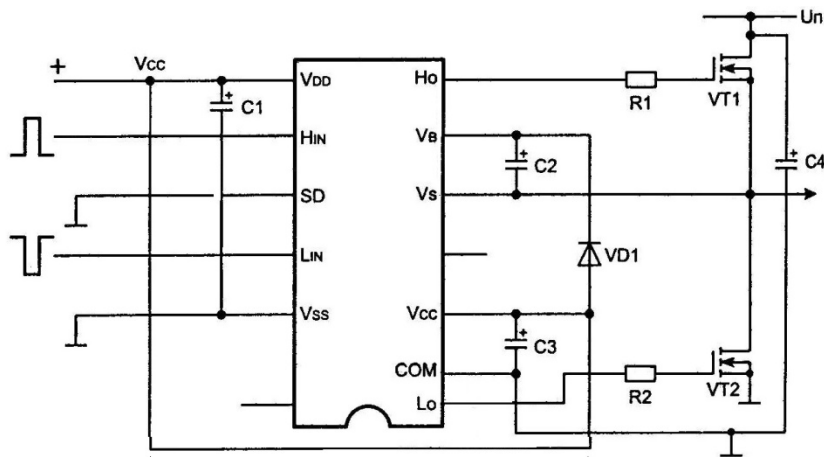


Рис. 3.18. Схема включения IR2113

Бустрепный конденсатор выполняет роль «плавающего» источника питания и работает следующим образом. Когда транзистор VT2 открыт потенциал истока транзистора VT1 равен нулю и происходит заряд конденсатора C2 через диод VD1, эквивалентная схема приведена на рис. 3.19а). После того как транзистор VT2 закрывается и поступает сигнал от схемы управления на открытие VT1, открывается верхний транзистор

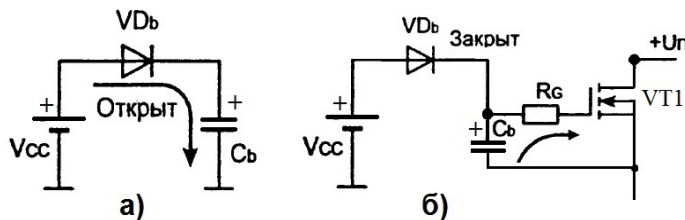


Рис. 3.19. Схема работы бустрепного конденсатора

выходного каскада драйверной микросхемы (рис. 3.19) и через него напряжение конденсатора подается на затвор VT1, транзистор открывается; диод VD1 при этом заперт обратным напряжением  $U_{\Pi}$ . (эквивалентная схема приведена на рис. 3.19б). Емкость бустрепного конденсатора выбирается такой, чтобы за время открытого состояния транзистора VT1 он не успел полностью разрядиться, с этой же целью в качестве C2 выбирают конденсаторы с малой утечкой, например, танталовые.

Если пренебречь утечкой конденсатора, то его величину можно определить следующим образом:

$$C > \frac{2 \left[ 2Q_G + \frac{I_{gbs}}{f} + Q_{ls} \right]}{V_{cc} - V_f}, \quad (3.26)$$

где  $Q_G$  - заряд затвора силового транзистора;  $Kл = A \cdot c$ ;  $I_{gbs}$  - ток потребления выходного каскада драйверной микросхемы в статическом режиме, А;  $Q_{ls}$  - циклическое изменение заряда драйвера (принимается 5нКл для 500/600-вольтовых драйверов и 20нКл для 1200-вольтовых), Кл;  $V_{cc}$  - напряжение питания схемы управления;  $V_f$  - падение напряжения на бустрепном диоде 0,8...1В;  $f$  - частота переключения, Гц.

Полученное по выражению (3.26) значение емкости производитель рекомендует для получения гарантированного результата увеличить в 15 раз. Бустрепный диод должен выдерживать обратное напряжение не менее чем  $U_{П} + V_{CC}$ . Время обратного восстановления диода не должно превышать 100нс.

Вторая особенность работы полумостовых и мостовых схем заключается в том, что время запираания нагруженного транзистора особенно при коммутации индуктивной нагрузки больше, чем время отпираания. Это может приводить в моменты коммутации транзисторов к состоянию, когда будут открыты оба транзистора, что соответствует короткому замыканию источника. Для предотвращения этого эффекта в драйверах предусматривается задержка открытия парного транзистора после подачи сигнала на закрытие открытого. Время этой задержки обозначают «dead time». Сведения о драйверах даны в ПЗ.

### 3.4. Тепловой расчет

#### 3.4.1. Расчет тепловых сопротивлений переходов кристалл-радиатор

Тепловой расчет преобразователя сводится к определению параметров радиатора, ограничивающего нагрев кристалла полупроводника не выше предельно допустимого. Решение этой задачи в общем виде довольно трудоемко, потому ограничимся упрощенной линейной моделью теплопередачи [9], позволяющей получить оценку необходимой площади радиатора.

Все тела обладают теплопроводностью, т.е. способностью переноса внутренней энергии от более нагретых частей тела (или тел) к менее нагретым частям (или телам). Механизм переноса теплоты будет зависеть от агрегатного состояния вещества (твердое, газообразное, жидкое).

Различают следующие способы передачи тепла: кондуктивный, конвекционный и излучение. Кондуктивный преобладает, когда речь идет о теплопередаче между твердыми телами, или внутри твердых тел при наличии разности температур тел. Конвекционный – когда тепло от твердого предмета передается посредством конвекции движения газа (воздуха), жидкости. Излучение – передача тепла посредством электромагнитных колебаний (лучистой энергии) подобно передаче солнечной энергии. Величина лучистой энергии в четвертой степени зависит от температуры, поэтому при небольших перепадах температуры эта составляющая невелика.

Теплопроводностью называется также количественная характеристика способности тела проводить тепло. В сравнении тепловых цепей с электрическими это аналог проводимости, а разность температур – разность потенциалов. На основании этой аналогии передача тепла через какой-либо участок описывается законом теплопроводности Фурье:

$$P = g(T_1 - T_2), \quad (3.27)$$

где  $P$  - тепловая мощность, Вт;  $T_1$ ,  $T_2$  - температуры на границах рассматриваемого участка;  $g$  - теплопроводность участка, Вт/С.

На практике обычно используют величину, обратную  $g$  - тепловое сопротивление участка ( $R_{th}$ ):  $R_{th}=1/g$ , C/Вт. Здесь индекс th – температура (temperature) подчеркивает тепловой характер сопротивления.

Если рассматриваемый участок состоит из механического контакта двух металлических пластин небольшой толщины, то тепловым сопротивлением металлических пластин можно пренебречь, в силу хорошей теплопроводности металлов, а тепловое сопротивление этого участка определится в основном тепловым сопротивлением границы между пластинами. Тепловое сопротивление границы сильно зависит от шероховатости поверхностей. Поэтому при упрощенных расчетах учитывают только тепловые сопротивления переходов между различными материалами. Учитывая сказанное, тепловую расчетную схему представляют в виде, показанном на рис. 3.20.

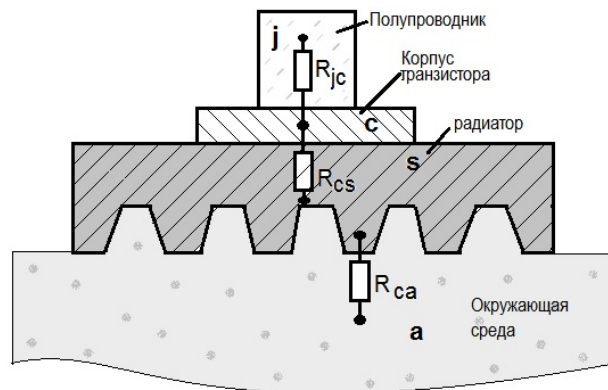


Рис. 3.20. Тепловая расчетная схема

Здесь J (junction) кристалл полупроводника; C- (case) корпус транзистора; S - (silk) радиатор; а - (ambience) атмосфера;  $R_{jc}$ ,  $R_{cs}$ ,  $R_{ca}$  - тепловые сопротивления переходов соответственно: полупроводник-корпус транзистора (величина дается производителем в Datasheet); корпус транзистора - радиатор; радиатор-атмосфера.

Расчетной схеме соответствует тепловая модель рис. 3.21.

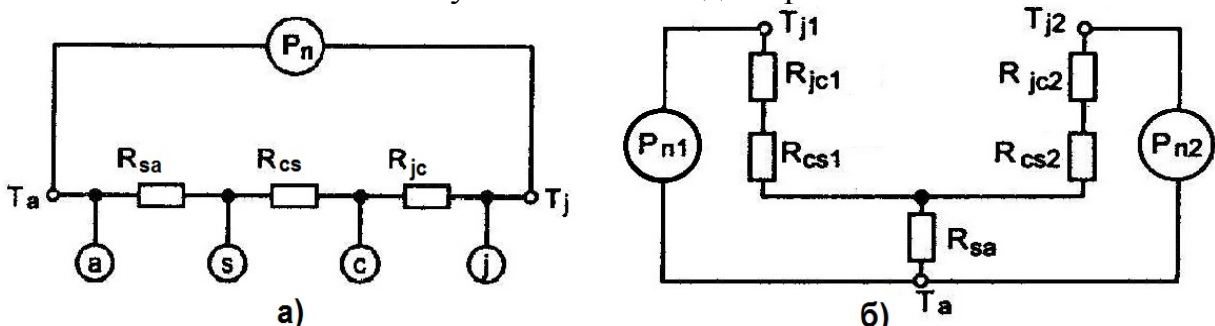


Рис.3.21. Тепловая модель: а - с одним транзистором; б - двумя транзисторами

Здесь  $P_{\pi}$  - мощность потерь в транзисторе;  $T_j$  - температура кристалла;  $T_a$  - температура атмосферы.

Из тепловой модели следует:

$$T_{jc} = T_a + (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa})P_{\pi} \quad (3.28)$$

Если на радиаторе располагается два транзистора, то тепловая модель примет вид, показанный на рис. 3.21а.

Часто требуется электрически изолировать корпус транзистора от радиатора, для этого между корпусом и радиатором устанавливают диэлектрическую прокладку с хорошей теплопроводностью. В этом случае тепловое сопротивление  $R_{cs}$  определяют как сумму:

$$R_{cs} = R'_{cs} + R_p, \quad (3.29)$$

где  $R'_{cs}$  - сопротивление перехода без прокладки;  $R_p$  - тепловое сопротивление прокладки.

Значение суммарного сопротивления корпус-радиатор с учетом прокладки для некоторых материалов и корпусов транзисторов приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Тип корпуса транзистора	Тепловое сопротивление $R_{cs}$ с прокладкой			
	Термопленка (толщиной 0,051мм)	Слюда (0,076мм)	Анодированный алюминий (0,51мм)	Оксид бериллия (1,5мм)
ТО-3	0,52	0,36	0,28	0,18
ТО-220	2,25	1,75	1,25	1,15

Хорошей теплопроводностью эластичностью и изолирующими свойствами обладают материалы НОМАКОН, электронный адрес производителя: <http://www.nomaccon.by>. Эти материалы выпускаются в различных видах и широко используются в отечественной промышленности.

Некоторые характеристики листового материала КПТД-2М приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Характеристики	Марка материала		
	КПТД-2М/1	КПТД-2М/3	КПТД-М/3
Толщина, мм	От 0,2 до 6,0		
Электрическая прочность, кВ/мм (при постоянном/переменном напряжении)	25/18	20/15	15/10
Удельное объемное эл. сопротивление, Ом·см, не менее	$10^{14}$	$10^{13}$	$10^{12}$
Теплопроводность ( $\lambda$ ), Вт/(см·К), не менее	0,008	0,011	0,014

Тепловое сопротивление обратно пропорционально площади контакта, поэтому на практике удобнее пользоваться удельным тепловым

сопротивлением  $R^*$ ,  $(K \cdot cm^2)/W$  – сопротивлением поверхности с площадью  $1 cm^2$ . Тогда тепловое сопротивление легко определить, зная площадь контакта (F):  $R = R^*/F$ .

Расчет удельного теплового сопротивления  $R^*$  с учетом изолирующей прокладки заданной толщины и теплопроводности ведут следующим порядком

$$R^* = R_{1S} + \delta/\lambda + R_{2S},$$

(3.30)

где  $R_{1S}$  - термическое сопротивление на границе «теплоотдающая контактная поверхность - прокладка»;  $(K \cdot cm^2)/W$ ;  $R_{2S}$  - термическое сопротивление на границе «прокладка - теплопринимающая контактная поверхность»,  $(K \cdot cm^2)/W$ ;  $\delta$  - толщина прокладки, см;  $\lambda$  - теплопроводность материала,  $W/(K \cdot cm)$ .

Суммарное удельное контактное термическое сопротивление на границе «контактная поверхность-материал»  $R_S = R_{1S} + R_{2S}$  приводятся в документации производителя материалов. Для материалов КПТД-2М  $R_S = 0,19 \div 0,23, (K \cdot cm^2)/W$ , для КПТД-2 -  $R_S = 0,58 \div 1,03, (K \cdot cm^2)/W$ . Тепловое сопротивление перехода «корпус-радиатор»  $R_{CS}$  с учетом прокладки:

$$R_{CS} = R^*/F, \quad (3.31)$$

Здесь F- площадь корпуса транзистора,  $cm^2$ .

Площади поверхности стандартных корпусов а также тепловые сопротивления перехода  $R_{CS}$  для материалов КПТД-2 приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

Теплопроводящие свойства типовых прокладок из материалов НОМАКОН™ КПТД-2						
Обозначение	Вид	Поверхность теплопередачи, см <sup>2</sup>	Толщина прокладки, мм	Термическое сопротивление $R_{cs}$ , К/Вт, при напряжении сжатия 0,69 МПа (100 psi), стандартная / с липким слоем		
				Марка материала		
				КПТД-2/1	КПТД-2/2	КПТД-2/3
2A4229 (ТО-3)		7,99	0,20 0,30 0,50 1,00 1,50 2,00	0,39/0,35	0,34/0,31	0,29/0,25
				0,53/0,50	0,45/0,42	0,38/0,34
				0,83/0,79	0,67/0,64	0,55/0,51
				1,54/1,50	1,22/1,19	0,99/0,95
				2,26/2,22	1,77/1,74	1,42/1,38
				2,98/2,94	2,32/2,23	1,86/1,82
2A3521 (ТО-66)		5,00	0,20 0,30 0,50 1,00 1,50 2,00	0,63/0,57	0,55/0,50	0,47/0,41
				0,86/0,79	0,72/0,68	0,60/0,54
				1,32/1,25	1,08/1,03	0,88/0,82
				2,47/2,40	1,95/1,90	1,58/1,52
				3,62/3,55	2,83/2,78	2,27/2,21
				4,77/4,70	3,71/3,66	2,97/2,91
2A2520 (ТО-3P)		4,90	0,20 0,30 0,50 1,00 1,50	0,64/0,58	0,56/0,51	0,47/0,41
				0,88/0,81	0,74/0,69	0,62/0,56
				1,35/1,28	1,10/1,05	0,90/0,84
				2,52/2,45	1,99/1,94	1,61/1,55
				3,69/3,63	2,89/2,84	2,37/2,26
2A2318 (ТО-218, ТО-247)		4,04	0,20 0,30 0,50 1,00 1,50	0,78/0,70	0,68/0,62	0,58/0,50
				1,06/0,98	0,90/0,84	0,75/0,67
				1,63/1,55	1,33/1,27	1,09/1,02
				3,05/2,98	2,42/2,36	1,95/1,88
				4,48/4,40	3,50/3,44	2,81/2,73
2A1813 (ТО-220)		2,26	0,20 0,30 0,50 1,00	1,39/1,25	1,21/1,11	1,03/0,90
				1,90/1,76	1,60/1,50	1,34/1,20
				2,92/2,78	2,38/2,27	1,95/1,82
				5,46/5,32	4,32/4,21	3,49/3,35

Материалы КПТД-2М обладают меньшим тепловым сопротивлением, чем КПТД-2 за счет меньшего значения параметра  $R_s$ .

### 3.4.2. Расчет теплового сопротивления радиатор–среда $R_{SA}$

#### 3.4.2.1. Конвекционная передача

Передача тепла от радиатора в окружающую среду в общем случае осуществляется тремя видами: кондуктивным, конвекционным и излучением. Кондуктивная составляющая незначительна и при упрощенных расчетах обычно не учитывается

*Конвекция.* Закон теплопередачи конвекцией похож на выражение (3.27):

$$P_{\Pi} = \alpha_K S_S (T_S - T_a), \quad (3.32)$$

где  $P_{\Pi}$  – рассеиваемая радиатором мощность, Вт;  $\alpha_K$  – коэффициент конвективного теплообмена между радиатором и средой, Вт/(м<sup>2</sup>град);  $S_S$  – эффективная площадь поверхности радиатора, м<sup>2</sup>;  $T_S$  – температура радиатора;  $T_a$  – температура окружающей среды.

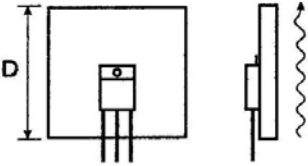
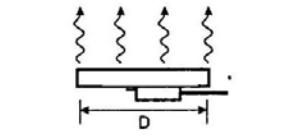
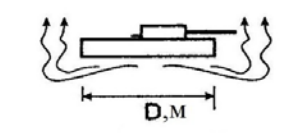
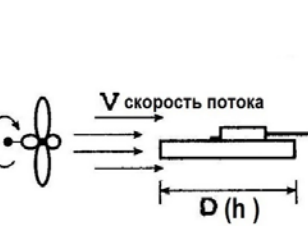
$$\text{Величина } R_{sak} = \frac{1}{\alpha_K S_S} \quad (3.33)$$

называется тепловое сопротивление «радиатор-среда» для конвекционной составляющей теплопередачи. Коэффициент  $\alpha_K$  зависит от формы радиатора, его расположения, скорости обдува. Этот коэффициент численно равен



мощности, рассеиваемой единицей площади поверхности радиатора при разности температур между радиатором и окружающей средой в  $1^\circ\text{C}$ .

Таблица 3.5

	<p>Плоская поверхность радиатора, ориентированная вертикально:</p> $\alpha_k = A_2 \sqrt[4]{\frac{T_s - T_a}{D}} \quad (1)$
	<p>Плоская поверхность радиатора, ориентированная горизонтально, нагретой стороной вверх:</p> $\alpha_k = 1,3A_2 \sqrt[4]{\frac{T_s - T_a}{D}} \quad (2)$
	<p>Плоская поверхность радиатора, ориентированная горизонтально, нагретой стороной вниз:</p> $\alpha_k = 0,7A_2 \sqrt[4]{\frac{T_s - T_a}{D}} \quad (3)$
	<p>Плоская поверхность радиатора, обдуваемая потоком воздуха со скоростью <math>V</math>:</p> $\alpha_k = 0,66 \lambda \sqrt{\frac{V}{\nu \cdot h}} \quad \text{для } \frac{Vh}{\nu} < 10^5 \quad (4)$ $\alpha_k = 0,032 \lambda \left[ \frac{V}{\nu} \right] \quad \text{для } \frac{Vh}{\nu} > 10^5 \quad (5)$ <p><math>\lambda</math> — теплопроводность материала радиатора;  <math>\nu</math> — так называемый кинематический коэффициент вязкости среды (для воздуха <math>\nu = 1,33 \cdot 10^{-5}</math>)  <math>h</math> — высота радиатора, м (в направлении потока)</p>

Коэффициент  $A_2$  ( $\text{Вт/м}^{7/4}\text{град}^{5/4}$ ) определяется по средней температуре ( $T_{CP}$ ) из табл. 3.6.

Таблица 3.6

$T_{CP}, ^\circ\text{C}$	0	10	20	30	40	60	80	100	120	140	150
$A_2$	1,42	1,40	1,38	1,36	1,34	1,31	1,29	1,27	1,26	1,25	1,24

где  $T_{CP} = \frac{T_s + T_a}{2}$  (3.34)

#### 3.4.2.2. Теплопередача излучением

При передачи тепла излучением справедливо следующее выражение:

$$P_{л} = \alpha_{л} S_S (T_s - T_a), \quad (3.35)$$

где  $P_{л}$  — мощность излучения;  $\alpha_{л}$  — коэффициент теплообмена излучением,  $\text{Вт}/(\text{м}^2\text{град})$ .

Аналогично выражению (3.33) тепловое сопротивление излучения имеет вид:

$$R_{Sal} = \frac{1}{\alpha_{л} S_S}. \quad (3.36)$$

Величина коэффициента  $\alpha_{л}$  зависит от материала радиатора, его формы, разности температур радиатора и среды. Для плоского радиатора справедливо:

$$\alpha_{л} = \varepsilon_S \cdot f(T_s, T_a), \quad (3.37)$$

где  $\varepsilon_S$  — приведенная степень черноты поверхности излучения, её значения даны

в табл. 3.7;  $f(T_S, T_a)$  - переходная температурная функция, определяется уравнением (3.38).

$$f(T_S, T_a) = 5,67 \cdot 10^{-8} \frac{(T_S+273)^4 + (T_a+273)^4}{T_S - T_a}, \text{ Вт/м}^2 \quad (3.38)$$

Таблица 3.7

Материал	$\varepsilon_s$ , о.е.
Алюминий с полированной поверхностью	0,04...0,06
Оксисленный алюминий	0,2...0,31
Силуминовое литье	0,31...0,33
Черный анодированный сплав	0,85...0,9
Латунь окисленная	0,22
Краски матовые черных тонов	0,92...0,96
Лак черный матовый	0,96...0,98

При передаче тепла от радиатора в окружающую среду параллельно действуют два тепловых потока: конвекционный и излучения. Этим потокам будет соответствовать результирующее тепловое сопротивление радиатор-среда ( $R_{SA}$ ):

$$R_{SA} = \frac{R_{sak} \cdot R_{sal}}{R_{sak} + R_{sal}} \quad (3.39)$$

На основании уравнения (3.28) можно записать

$$R_{SA} = \frac{T_j - T_a}{P_{II}} - R_{jc} - R_{cs} \quad (3.40)$$

### 3.4.3. Порядок расчета радиатора

Данный порядок предполагает расчет простого плоского радиатора.

С увеличением размеров радиатора возрастает неравномерность его прогрева, что увеличивает его тепловое сопротивление. С увеличением скорости обдува неравномерность прогрева поверхности радиатора также возрастает. Повышение теплового сопротивления учитывается с помощью коэффициента неравномерности прогрева –  $g$ .

$$R_{SAP} = \frac{R_{SA}}{g}, \quad (3.41)$$

здесь  $R_{SAP}$  - реальное тепловое сопротивление перехода радиатор-среда.

Зависимости коэффициента  $g$  от размера пластинчатого радиатора и скорости его обдува приведена на рис.3.22.

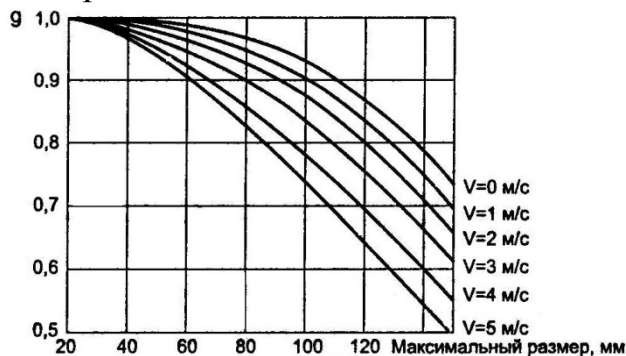


Рис. 3.22. Зависимость неравномерности прогрева плоского радиатора от его размера и скорости обдува

### Порядок расчета радиатора.

1. Вычисляют тепловые потери полупроводникового прибора ( $P_{II}$ ).
2. По справочникам определяем допустимую температуру кристалла ( $T_j$ ) и задаемся температурой окружающей среды ( $T_a$ ).
3. По справочнику определяем тепловое сопротивление перехода кристалл-корпус ( $R_{jc}$ ) и тепловое сопротивление корпус-радиатор ( $R_{cs}$ ) по таблицам 3.2, 3.4 или по уравнению (3.31).
4. По формуле (3.40) определяем сопротивление радиатор-среда ( $R_{SA}$ ).
5. Задаемся высотой пластины радиатора и по формуле (3.41) определяем реальное тепловое сопротивление ( $R_{SAP}$ ).
6. Определяем температуру радиатора по формуле

$$T_S = T_a + R_{SAP} P_{II}. \quad (3.42)$$

7. По формуле (3.34) определяем среднеарифметическую температуру  $T_{CP}$ , по табл. 3.6 – коэффициент  $A_2$  и по табл. 3.5 вычисляем коэффициент конвекционного теплообмена  $\alpha_K$ .
8. По формуле (3.37) определяем коэффициент теплообмена излучением  $\alpha_L$ .
9. Определяем площадь теплоотводящей пластины ( $S_S$ ) по формуле:

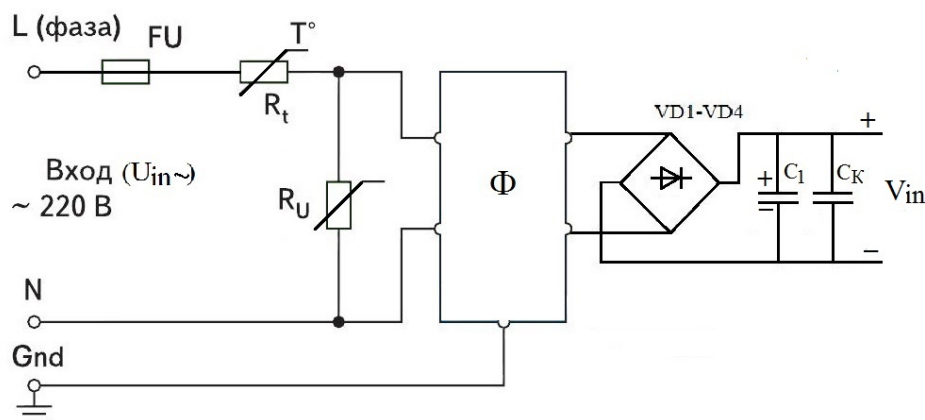
$$S_S = \frac{P_{II}}{(\alpha_K + \alpha_L)(T_S - T_A)}. \quad (3.43)$$

10. На основании площади и высоты пластины определяем её длину. Толщину пластины выбрать 3-5мм. При расчетах необходимо корректно учитывать размерность величин.

## 4. Проектирование входного выпрямителя и фильтров

### 4.1. Входная цепь

Входная цепь импульсного преобразователя имеет структуру подобную приведенной на рис. 4.1. Она включает: выпрямитель на VD1-VD4, сглаживающий конденсатор  $C_1$  ( $C_{in}$ ), сетевой фильтр помех  $\Phi$ , а также элементы защиты преобразователя от импульсных перенапряжений и



перегрузок по току.

Рис.4.1. Типовая схема входной цепи импульсного преобразователя

Расчеты входной цепи описаны в [1,15,16]. Если пренебречь падением напряжения во входных цепях фильтра и диодов, то входной диапазон напряжения преобразователя по постоянному току ( $V_{in}$ ) равен [1]:

$$V_{in(max)} \approx 1,41U_{in\sim,max}; \quad (4.1)$$

$$V_{in(min)} \approx 1,41U_{in\sim,min}, \quad (4.2)$$

где  $U_{in\sim,max}$ ,  $U_{in\sim,min}$  –соответственно максимальное, минимальное действующее значения входного напряжения переменного тока.

Первоначально выбирают диода выпрямителя по следующим параметрам: средний прямой ток  $I_{пр}$  ( $I_F$ ), импульсный прямой ток  $I_{пр,и}$  ( $I_{FSM}$ ), обратное напряжение  $U_{обр}$  ( $U_R$ ). Могут использоваться стандартные выпрямительные диоды, удовлетворяющие следующим условиям:

$$I_F \geq 1,5I_{in(DC,max)};$$

$$U_R \geq 2U_{in\sim,max};$$

$$I_{FSM} \geq 5I_F,$$

где  $I_{in(DC,max)}$  – максимальный входной постоянный ток, см.(1.5);

Емкость сглаживающего конденсатора  $C_1$  ( $C_{in}$ ) выбирают исходя из заданной амплитуды пульсаций (от пика к пику) на выходе выпрямителя -  $U_{ripple(p-p)}$ , В:

$$C_{in} \geq \frac{0,3P_{in(av)}}{f_{in}(V_{in(min)})(U_{ripple(p-p)})^2}, \quad (4.3)$$

где  $f_{in}$  – минимальное значение входной частоты переменного тока.

Величину  $U_{ripple(p-p)}$  обычно задают 5-8% от  $U_{in(min)}$ . Номинальное напряжение конденсатора ( $U_C$ ) должно удовлетворять условиям:

- для преобразователей AC/DC –  $U_C > 1,8 U_{in\sim,max}$ ;

- для преобразователей DC/DC –  $U_C > 1,5 U_{in(max)}$ ;

В качестве конденсаторов используются оксидно-электролитические алюминиевые конденсаторы. При необходимости конденсатор  $C_1$  набирают из  $n$  параллельно соединенных конденсаторов меньшей емкости ( $C'_1$ ),  $C'_1 n \geq C_1$ ). Параллельно с  $C_1$  должен быть также включен керамический конденсатор  $C_K$  емкостью порядка 0,1 мкФ для сглаживания высокочастотных пульсаций.

Для защиты от пожара при повреждении преобразователя на входе устанавливается предохранитель FU. Номинальный ток предохранителя выбирается из стандартного ряда и должен составлять 150-200% от максимального среднего тока преобразователя,  $I_{in(DC,max)}$ .

Источник питания должен соответствовать требованиям по электромагнитной совместимости (ЭМС, *Electro Magnetic Compatibility—EMC*) - это способность источника питания эффективно функционировать с заданным качеством в определенной электромагнитной обстановке (ЭМО), не создавая при этом недопустимых электромагнитных помех другим техническим средствам и питающей электросети. ЭМО характеризуется электромагнитными помехами (ЭМП, *Electro Magnetic Influence—EMI*).

ЭМП распространяются двумя способами: излучением в пространство подобно радиоволнам и через провода и металлические поверхности, т.е. контактным способом. Первый вид распространения блокируется путем экранирования блока питания. Второй вид распространения ЭМП называют *кондуктивной помехой* и для борьбы с ней применяют фильтры и ограничители перенапряжений. В зависимости от происхождения и характера распространения кондуктивные помехи принято разделять на следующие виды:

- симметричные (дифференциальные — *differential mode*);
- несимметричные (синфазные или общего вида — *common mode*).

Симметричная помеха возникает, когда напряжение помехи приложено между фазным (линейным) и нейтральным проводами, то есть это помеха, распространяющаяся аналогично протеканию переменного тока в сети. В цепях постоянного тока напряжение симметричной помехи приложено между положительным и отрицательным проводниками.

Несимметричная помеха — это помеха, действующая между проводниками и корпусом или шиной заземления через паразитный импеданс (паразитные емкости) между этими объектами. В цепях постоянного тока напряжение несимметричной помехи приложено между проводниками (положительным, отрицательным) и корпусом.

На рис. 4.2 представлена упрощенная эквивалентная схема путей распространения кондуктивных помех в системе «сеть электропитания — импульсный источник питания (ИИП) — нагрузка» [15]. На схеме сплошными линиями показаны пути распространения несимметричных помех, а пунктирными — симметричных помех. Символом «I» условно изображены направления распространения помех со стороны сети электропитания, а «J» — направления распространения помех, создаваемые самим источником питания.

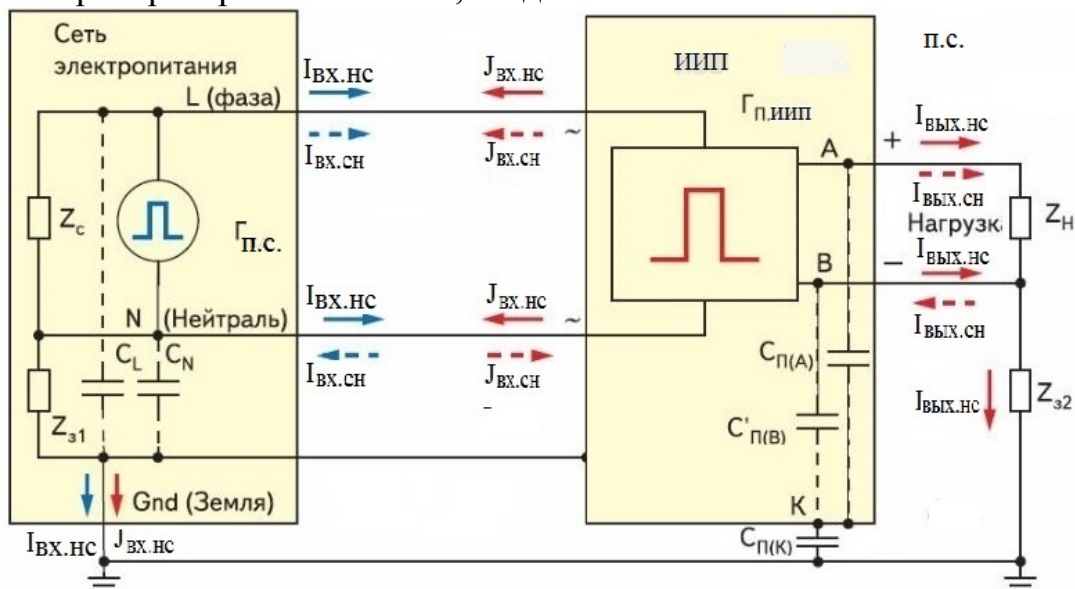


Рис.4.2. Схема протекания токов кондуктивных помех

Источники помех обозначены следующим образом:  $\Gamma_{п.с.}$  — источник помех со стороны сети электропитания;  $\Gamma_{п.иип}$  - как источник (генератор)

помех. Другие обозначения:  $Z_c$ ,  $Z_n$  - импеданс сети и нагрузки соответственно;  $Z_{z1}$ ,  $Z_{z2}$  - импеданс проводников заземления нейтрали и одного (например, отрицательного) полюса нагрузки;  $C_p(A)$ ,  $C_p(B)$ ,  $C_p(K)$  - паразитные емкости выходных полюсов (зажимов) источника относительно корпуса и корпуса относительно «земли». Несимметричные помехи замыкаются на «землю» через токонесущие цепи и соответствующие паразитные емкости (импедансы). Нетрудно заметить, что величина (амплитуда) токов несимметричных помех зависит как от амплитуды сигналов помех, так и от импеданса паразитных связей с шиной заземления. Кондуктивные помехи могут быть в виде нано или микросекундных импульсов с амплитудой до 4кВ, а также в виде высокочастотного шума. Для ограничения амплитуды импульсов со стороны сети устанавливаются варисторы  $R_U$ , а для подавления высокочастотного шума устанавливается фильтр  $\Phi$  (рис.4.1).

В качестве защитных компонентов от импульсных перенапряжений обычно используются металлоокисные варисторы (например, на основе ZnO). Варистор — это нелинейный полупроводниковый резистор (voltage dependent resistor — VDR). Сопротивление варистора после достижения определенного (классификационного) напряжения начинает резко уменьшаться (практически это режим короткого замыкания). В результате ток через варистор резко возрастает, что приводит к значительному падению напряжения импульса помехи на внутреннем сопротивлении сети и резисторе  $R_t$ , рис.4.3а. Варистор обладает симметричной вольтамперной характеристикой. Быстродействие варисторов — порядка 25–50 нс. Благодаря объемной структуре и толстым выводам, варисторы способны рассеивать энергию одиночных импульсов в десятки и сотни джоулей. При этом токи могут составлять сотни и тысячи ампер за время от 50 нс до 20 мкс. Следует иметь в виду, что постоянно рассеиваемая мощность варистора не превышает долей или единиц ватт (при нормальных параметрах сети). Расчет варисторов рассмотрен [17]. Можно применять отечественные варисторы, например, типа СН2-1, ВР-9, ВР-11, ВР-12, или зарубежных фирм, например Philips, Epcos [10, 12]. Рекомендации по выбору варисторов даны в П2.

При подключении импульсного источника к сети происходит заряд конденсатора  $C_1$ , который сопровождается импульсом тока многократно превышающим номинальный ток, см. рис. 4.3б. Для ограничения зарядного тока устанавливается термистор  $R_t$ . Термистор представляет собой полупроводниковое сопротивление с отрицательным температурным коэффициентом. В холодном состоянии его сопротивление велико, при протекании по нему тока он нагревается и его сопротивление существенно снижается, в результате происходит ограничение зарядного тока конденсатора. В качестве термисторов могут быть использованы, отечественные типа ТР-10, ТР-15 или более мощные зарубежные модели серии SG фирмы Rhopoint, В57xxxS фирмы Epcos и другие. Порядок выбора термистора дан в приложении П2.

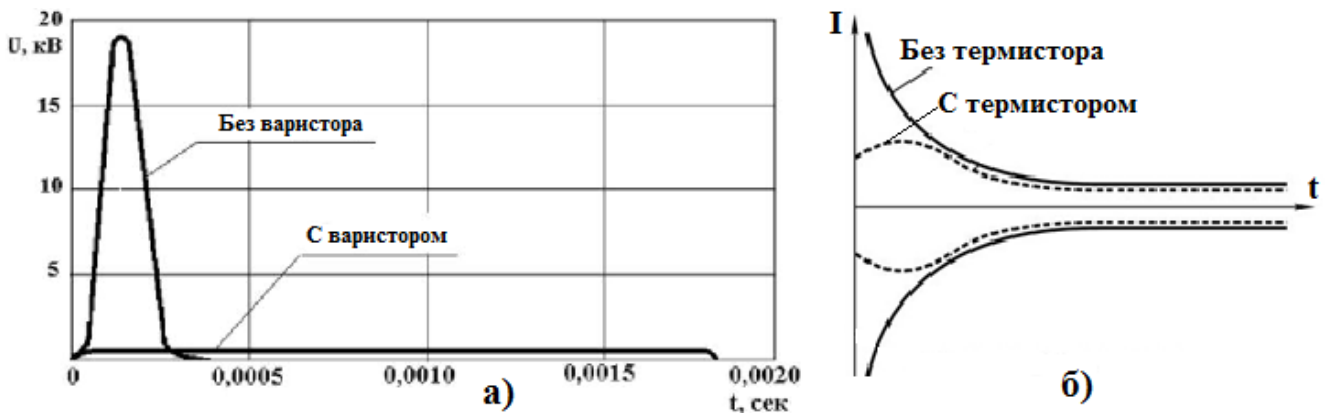


Рис.4.3: а - импульсная помеха в сети 0.4кВ; б - пусковой ток импульсного источника

Высокочастотные помехи как со стороны сети, так и со стороны преобразователя подавляются с помощью типового П-образного фильтра ( $\Phi$ ), рис. 4.4. Выбор элементов фильтра проводим согласно [16].

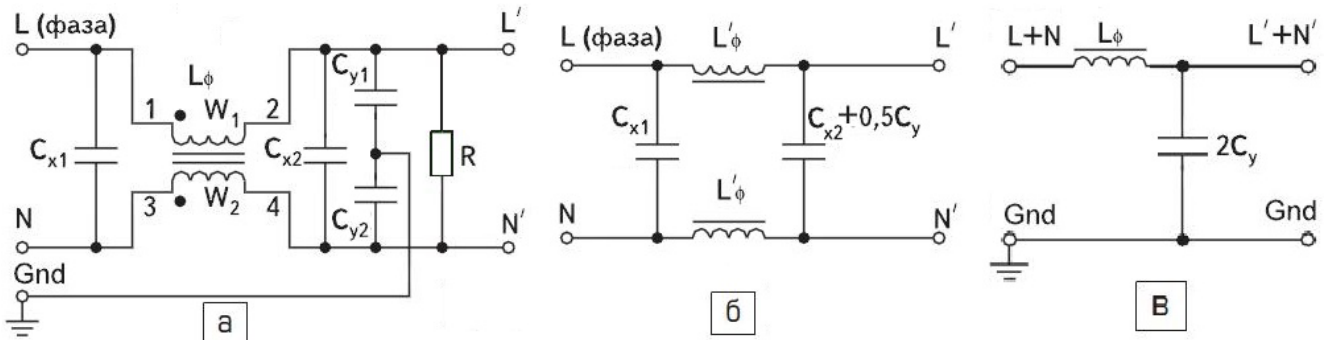


Рис. 4.4. Схема типового сетевого фильтра помех: а - принципиальная схема; б - эквивалентная схема для симметричных кондуктивных помех; в - эквивалентная схема для несимметричных кондуктивных помех

Фильтр обеспечивает подавление помех до 80дБ в частотном диапазоне 0,15-30МГц. Конденсаторы  $C_{x1}$  и  $C_{x2}$ , включенные между фазным проводом (L) и проводом нейтрали (N), предназначены для фильтрации кондуктивной помехи симметричного (дифференциального) вида. Конденсаторы  $C_{y1}$  и  $C_{y2}$ , включенные между фазным и нейтральным проводами и зажимом (шиной) заземления (Ground), предназначены для фильтрации кондуктивной помехи несимметричного (общего) вида. Обычно симметричные помехи имеют частоты до сотен килогерц, а несимметричные — более 1 МГц. Режекторный дроссель  $L_\phi$ , называемый иногда двухобмоточным трансформатором, выполнен на сердечнике с достаточно высокой магнитной проницаемостью (феррите) и имеет 2 идентичные обмотки ( $w_1$ ,  $w_2$ ). Полярность включения обмоток такова, что для несимметричной помехи они имеют большое индуктивное сопротивление, так как намагничивающие силы обмоток  $w_1$  и  $w_2$  суммируются. А для симметричных составляющих (в том числе и для рабочих токов) намагничивающие силы вычитаются и индуктивные сопротивления обмоток не оказывают влияния.

При качественной намотке (бифилярной или секционной) степень неидентичности индуктивности обмоток принято оценивать значением порядка 1%. На рис. 4.4б и 4.4в представлены эквивалентные схемы фильтра соответственно для помехи симметричного и помехи несимметричного вида. В качестве индуктивности  $L_{\phi'}$  обозначена результирующая индуктивность ( $L_{\phi'} \approx 0,01L_{\phi}$ ), обусловленная неидентичностью обмоток дросселя.

Проведем теперь приближенные расчеты (оценку) компонентов фильтра для случая воздействия помехи со стороны сети. Первоначально определяют емкость  $C_y$ , исходя из безопасного (для человека) тока заземления ( $I_{3 \max}$ ), величина которого для аппаратуры общего назначения составляет не более 0,5–2 мА, а для медицинской аппаратуры — не более 0,1 мА. Из эквивалентной схемы (рис.4.4в) следует:

$$Z_{C_y} = \frac{2U_{in \sim max}}{I_{3max}},$$

откуда

$$C_y = \frac{I_{3max}}{4\pi f U_{in \sim max}}, \quad (4.4)$$

где  $U_{in \sim max}$  — максимальное сетевое напряжение;  $f$  - частота тока сети.

Если положить  $I_{3 \max} = (0,1; 0,5; 1,0; 2,0)$  мА, частоту сети  $f = 50$  Гц и  $U_{in \sim max} = 264$  В, то можно определить область значений  $C_y$ :  $C_y \approx (0,56; 2,8; 5,6; 11,2)$  нФ. Конкретный выбор значения  $C_y$  max зависит от класса аппаратуры, для которой предназначен источник.

После выбора значения  $C_y$ , исходя из эквивалентной схемы (рис. 2в), определяют  $L_{\phi \min}$ . Оценку производят для частоты  $f_2 = 1$  МГц, задавшись требуемой величиной вносимого фильтром затухания:  $A_{нсм} = 20 \lg K_{нсм}$  ( $K_{нсм}$  - коэффициент подавления несимметричных помех). Обычно выбирают затухание фильтра  $A_{нсм}$  порядка 60 дБ (или  $K_{нсм} = 1000$ ). Из схемы 4.4в следует:

$$\frac{2Z_{L\phi}}{Z_{C_y}} = K_{нсм},$$

откуда

$$L_{\phi \min} \geq \frac{K_{нсм}}{(2\pi f_2)^2 2C_y}. \quad (4.5)$$

Для  $f_2 = 1$  МГц и  $C_y = (0,56; 2,8; 5,6; 11,2)$  нФ имеем ряд значений:  $L_{\phi \min} \approx (22,0; 11,0; 5,5; 2,75)$  мГн.

Величины емкости конденсаторов  $C_{x1}$  и  $C_{x2}$  определяются на нижней частоте диапазона фильтра  $f_1 = 0,15$  МГц из эквивалентной схемы (рис.4.4б). Сначала рассчитывается значение  $C_{x2}$  и затем, в сравнении с ним, определяется  $C_{x1}$ . По данным [16] внутренний импеданс сети в полосе радиочастот от 0,15 до 30 МГц составляет  $Z_{ic} = 30 \dots 150$  Ом и содержит активную ( $R_{ic}$ ) и реактивную - в основном индуктивную - ( $X_{iLc}$ ) составляющие. Меньшие значения  $Z_{ic}$  соответствуют меньшим значениям частоты. Затухание симметричных помех, вносимое  $C_{x1}$ , обычно оценивается в размере 6–20 дБ (2–10 раз). Если учесть, что уровень симметричных помех примерно на 10–15 дБ



меньше, чем несимметричных помех, то с достаточным запасом можно определить  $C_{x2}$  из выражения:

$$C_{x2} \geq \frac{K_{п.см}}{(2\pi f_1)^2 2L'_\phi} \quad (4.6)$$

Для значений  $f_1 = 0,15$  МГц,  $K_{п.см} \geq 300$  ( $A_{см} = 50$  дБ) и области значений индуктивности  $L\phi' \min = 0,01(22,0; 11,0; 5,5; 2, 75)$  мГн, значения  $C_{x2} \approx (0,85; 0,43; 0,22; 0,1)$  мкФ. Выбираем  $C_{x2} \approx C_{x1}$ . Для промышленной сети 220В напряжения конденсаторов  $C_{x1}$ ,  $C_{x2}$  не менее 630В, для  $C_y$  – не менее 3кВ. Разрядный резистор  $R = (300-510)$  кОм — на мощность 0,5/1,0 Вт.

Приведенный расчет носит ориентировочный характер, поскольку не учитывает реальные характеристики реактивных элементов - наличие паразитных индуктивностей у конденсаторов и межвитковой емкости у индуктивности. Полный учет этих факторов достаточно сложен. Некоторые фирмы (Coilcraft) специализируются в разработке элементов фильтров и самих фильтров. Типовые характеристики реальных фильтров даны на рис.4.5.

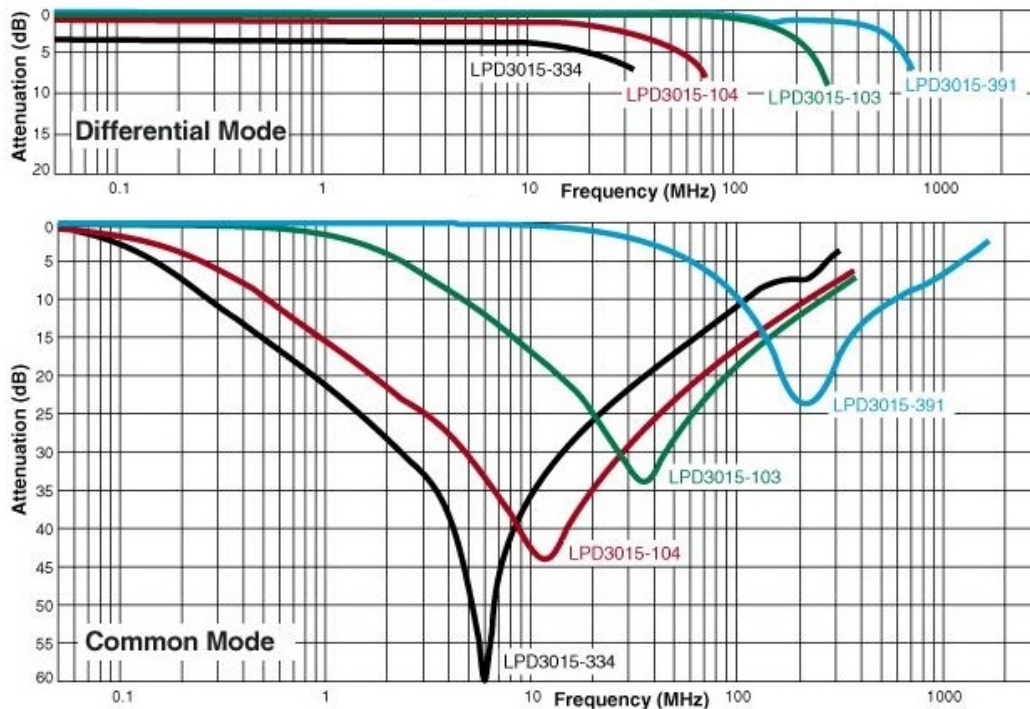


Рис. 4.5. Характеристики подавления фильтрами симметричных (differential) и несимметричных (common) составляющих помех

#### 4.2. Выходной фильтр

Для снижения пульсаций выходного напряжения преобразователя на его выходе устанавливают фильтр. В преобразователях без изолирующего трансформатора (понижающих, повышающих) а также в обратных фильтрах выходного сигнала осуществляется непосредственно с помощью выходного конденсатора. Его емкость можно оценить следующим образом:

$$C \geq \frac{I_{out(max)}(1-\gamma_{min})}{f\Delta U_{P-P}} \quad (4.7)$$

где  $I_{out(max)}$  – максимальное значение выходного тока нагрузки;  $\gamma_{min}$  – минимальное значение коэффициента заполнения;  $\Delta U_{p-p}$  – размах пульсаций выходного напряжения от пика к пику;  $f$  – частота преобразования.

Для расчета конденсатора необходимо задаться величиной пульсаций на выходе, обычно  $\Delta U_{p-p}$  составляет (0,5-2)% от  $U_{вых}$ .

В прямоходовых, мостовых, пушпульных преобразователях с трансформатором пульсации напряжения на выходе инвертора относительно велики и для их сглаживания обычно используют «LC» или «C» фильтр, рис.4.6. LC фильтр обычно используют для получения пониженных уровней пульсаций <0,5-1%, в остальных случаях можно ограничиться емкостным фильтром (рис.4.6б). Типовые значения пульсаций ( $\Delta U_{p-p}$ ) в зависимости от  $U_{вых}$ : 50мВ -5В; 100мВ – 12В; 150мВ-15В. Амплитуда пульсаций:  $\Delta U_{вых1} = (\Delta U_{p-p})/2$ .

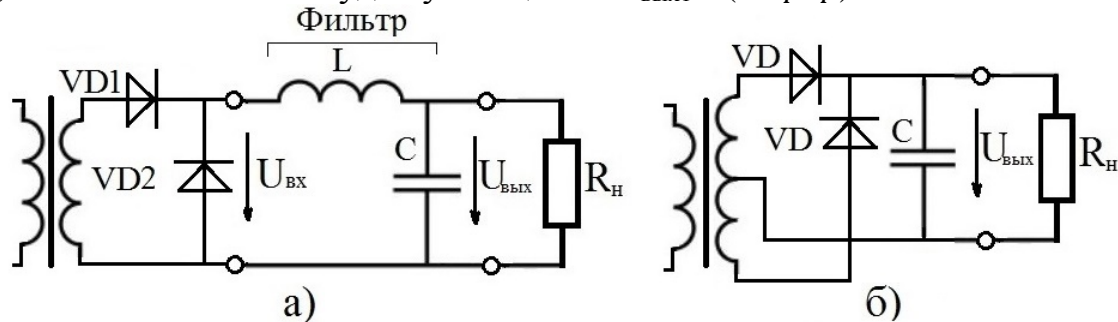


Рис. 4.6. Выходные каскады преобразователя: а - однополупериодный с Г-образным фильтром; б - двухфазный с емкостным фильтром

Частота пульсаций, сглаживаемых фильтром, зависят от вида выпрямителя и числа фаз. Величину  $L$  находят из условия непрерывного тока [1]:

$$L \geq \frac{(U_{вх.max} - U_{вых})(1 - \gamma_{min})}{1.4 I_{min} p f}, \quad (4.8)$$

где  $U_{вых}$  - выходное напряжение;  $U_{вх.max}$  - наибольшее пиковое напряжение после диода  $VD$ , определяется при наибольшим значением входного напряжения питания с учетом коэффициента трансформации;  $\gamma_{min}$  - минимальное значение коэффициента заполнения импульсов;  $p$  – пульсность схемы выпрямления:  $p = m \cdot a$ , где  $m$  – число фаз выпрямителя,  $a$  – коэффициент:  $a=1$  - для однополупериодного выпрямителя,  $a=2$  – для двухполупериодного (на рис. 4.6а  $p=1$ );  $I_{min}$  - минимальное значение тока нагрузки (принимается  $I_{min} = (0,1 \div 0,2) I_H$ ,  $I_H$  – номинальный ток нагрузки).

Конструкцию дросселя определяют в соответствии с разделом 2.6.

Емкость конденсатора  $C$  для фильтра на рис.4.6б определяют по формуле:

$$C \geq \frac{I_{out(max)}(1 - \gamma_{min})}{P f \Delta U_{p-p}}, \quad (4.9)$$

Выражения (4.8,4.9) носят оценочный характер, так как не учитывают реальную схему замещения конденсатора, которая представлена на рис. 4.7.

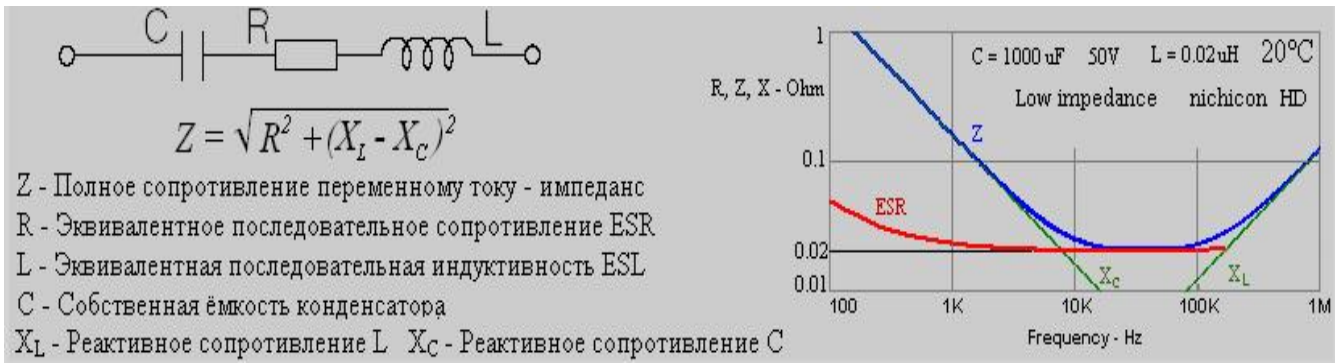


Рис.4.7. Эквивалентная схема конденсатора

Эквивалентная схема замещения реального конденсатора содержит «эквивалентное последовательное сопротивление ESR (equivalent series resistance)» и индуктивность L. До частот 500кГц индуктивность можно не учитывать.

Как видно из рис. 4.7, сопротивление  $R_{ESR}$  существенно влияет на полное сопротивление конденсатора в области рабочих частот преобразователя. Пульсации напряжения в большей степени зависят от падения напряжения на  $R_{ESR}$ , чем на конденсаторе. Наличие активного сопротивления приводит к нагреву конденсатора, что ограничивает его максимальный ток. Особенно чувствительным к величине ESR оказывается конденсатор в схеме рис. 4.6б. Поэтому при выборе типа нужно выбирать конденсаторы с минимальным ESR

При выборе конденсатора фильтра необходимо контролировать, чтобы ток конденсатора не превышал допустимый. Танталовые конденсаторы обладают меньшей ESR, чем алюминиевые электролитические.

Для того чтобы исключить перегрузку конденсаторов по току используют параллельное соединение нескольких конденсаторов меньшей мощности. Производители конденсаторов указывают допустимые действующие значения тока через конденсатор ( $I_{RMS(доп)}$ ). Число конденсаторов n, соединенных параллельно определяют следующим образом:  $n = I_{RMS} / 0,7I_{RMS(доп)}$ , где  $I_{RMS}$  действующее (RMS) значение тока через конденсаторы.

В повышающих преобразователях для приближенной оценки

$$I_{RMS} \approx 0,33I_{ripple(p-pk)},$$

где  $I_{ripple(p-pk)} = \frac{2I_{out}}{\gamma_{min}}$  - размах пульсаций тока конденсатора.

## 5. Применение специализированных программ

Проектирование импульсного источника требует просчета большого количества вариантов конструкторских решений и соответственно занимает много времени. Для ускорения этого процесса ведущими производителями электронных компонентов разработаны программы проектирования как магнитных элементов преобразователя, так и всего источника в целом.

Для расчета трансформаторов и дросселей можно воспользоваться сборником программ Владимира Денисенко присутствующим в интернете в свободном доступе: ExcellentIT, Lite-CalcIT, Forward, Booster, Flyback, Drossel, DrosselRing.

**ExcellentIT** — программа, предназначенная для расчётов импульсных трансформаторов двухтактных мостовых, полумостовых и push-pull преобразователей источников питания. Важной особенностью программы является учёт типов выпрямителей и расчёт параметров демодулирующего дросселя в преобразователях с ШИМ стабилизацией. Программа вычисляет габаритную мощность трансформатора, число витков обмоток, мощность потерь в магнитопроводе и его перегрев, индуктивность первичной обмотки и её ток намагничивания, диаметры проводов обмоток, учитывающие скин-эффект и другое. Трансформатор может иметь магнитопровод E, EI, ER, ETD, R-типов из материалов N27, N87. Кроме того, возможно пополнить базу магнитопроводов изделиями других типов.

**Lite-CalcIT** — лайт-версия программы ExcellentIT. В ней максимальную индукцию магнитопровода уже не вводят в качестве исходных данных, а получают в результате расчёта. Возможен выбор охлаждения трансформатора — естественный или принудительный. В исходных данных можно выбрать тип ШИМ-контроллера: TL494 и аналогичный, либо IR2153, SG3525 и подобные. Программа вычисляет габаритную мощность трансформатора, число витков в его обмотках, перегрев магнитопровода и другое.

**Forward** — программа, предназначенная для расчётов трансформаторов одноктактных прямоходовых преобразователей. Программа вычисляет габаритную мощность, индуктивность первичной обмотки, ток намагничивания, предполагаемый КПД преобразователя без учёта потерь в обмотках, диаметр провода по скин-эффекту и другое.

**Booster** — программа для расчётов повышающих и понижающих импульсных стабилизаторов. В результате расчёта определяют индуктивность и число витков дросселя, немагнитный зазор, число жил обмотки, коэффициент заполнения окна, средний и амплитудный токи дросселя, минимальную ёмкость выходного конденсатора фильтра и коэффициент заполнения импульса.

**Flyback** — программа для расчёта дроссель-трансформатора обратногопреобразователя.

Все эти программы имеют графический интерфейс и работают без прохождения процедуры инсталляции на компьютер, автор регулярно обновляет версии программ. Программы имеют простой, интуитивно понятный интерфейс, окно программы ExcellentIT показано на рис.5.1.

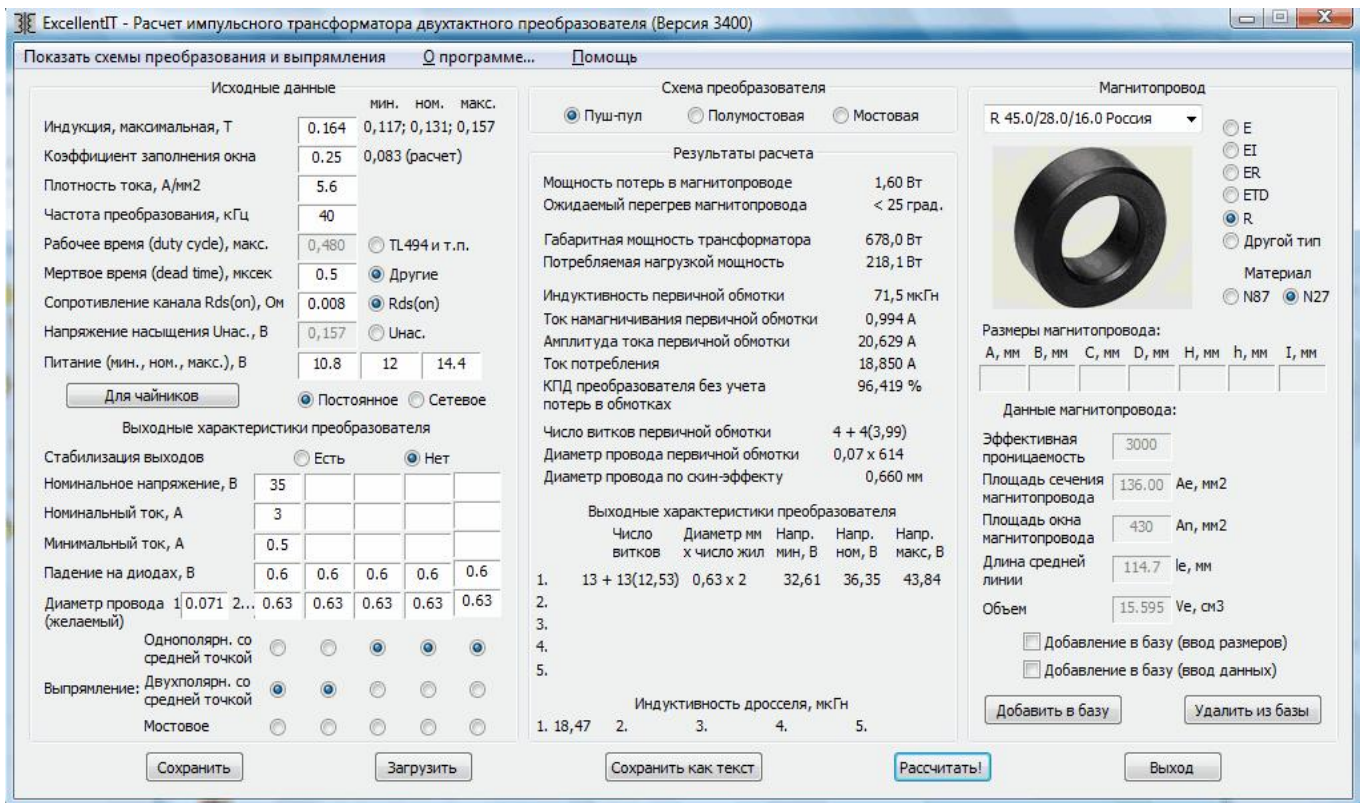


Рис.5.1. Окно программы ExcellenIT

Подробные расчеты магнитных элементов импульсных преобразователей выполняет программа **Magnetics Designer** фирмы **Intusoft** ([WWW.intusoft.com](http://www.intusoft.com)), однако, она распространяется на коммерческой основе.

В открытом доступе программы проектирования импульсных источников можно найти на сайтах следующих производителей **Power integrations** (<http://www.power.com/>), **International Rectifier** (<http://www.irf.com/>), **STMicroelectronics** ([www.st.com](http://www.st.com)), **Power Sim** (<http://www.powersim.com/>). Фирма **Power integrations** предлагает программу **PI Expert Suite v9.0.9**, она позволяет рассчитать входной, выходной фильтры, спроектировать конструкцию трансформатора, выбрать радиатор, а также другие расчеты. Программа имеет русский вариант, но топология моделируемых преобразователей ограничена собственными микросхемами. Более широкую топологию преобразователей поддерживает программа **eDesignSuit** фирмы **STMicroelectronics**, программа требует регистрации и работает в on line режиме.

Наиболее полными функциями обладает программа **powersim**. Этот программный продукт поддерживает несколько десятков топологий импульсных источников и имеет бесплатную и коммерческую версии. Программа позволяет спроектировать импульсный источник по его входным и выходным параметрам, включая выбор топологии, расчет принципиальной схемы, проектирование магнитных элементов, оценку потерь на элементах,

тепловой расчет, моделирование режимов и др. Расчет может проводиться в автоматическом или диалоговом режиме с возможностью выбора компонентов. Исходное окно программы дано на рис. 5.2.

The screenshot displays the main interface of the PowereSim software. At the top, there is a navigation bar with links: Log-out, Free Account, Download, Links, Video, About, Contact Us, FAQ, Technical Support, and S. Below this is a 'My Design' section with a search icon. The main content area is divided into three sections:

- Start a Design Step by Step:** This section prompts the user to 'Enter your specification below and press "Recommend Design"'. It features two radio buttons for input type: 'AC Input' (selected) and 'DC Input'. For AC input, fields are provided for  $V_{in_{max}}$  (240.0),  $V_{rms}$ , and  $V_{O_1}$  (12.0) V. For DC input, fields are provided for  $V_{in_{min}}$  (100.0),  $V_{rms}$ , and  $I_{O_1}$  (0 A - 20.0) A. A dropdown menu for 'Power Supply Application' is set to 'Industrial'. A 'Recommend Design' button is visible on the right.
- Start a Design from Topology:** This section allows the user to 'start a design from topologies below'. It lists several topology options: Simple Flyback RCD, PFC CCM AC/DC, PFC DCM AC/DC, LLC DC-DC, Full Bridge DC-DC, LED Driver with PFC, Pri. FB LED Bulb Driver, and Standalone Xformer Design. A 'More Topologies...' link is also present.
- Start a Design from Reference:** This section allows the user to 'start a design from the below reference design too'. It lists reference designs: 160 W PFC AC-DC, Boost Converter Tutorial Template, and Buck Converter Tutorial Template.

Рис. 5.2. Исходное окно программы PowereSim

В верхней панели в меню Free Account можно выбрать одного из спонсоров этой программы и получить доступ к расширенным функциям, поддерживаемым одним из спонсоров этой программы. Расширенные функции поддерживаются в течение 7 дней в случае бесплатной версии. В общем случае меню Free Account можно не использовать, так как функции базовой версии достаточно многочисленны. В меню Download можно скачать документацию по различным разделам программы, в том числе видео инструкцию по пользованию программой.

Начинают проектирование в модуле Start a design step by step заданием входных (in) и выходных (o) параметров преобразователя: род тока источника питания – переменный (AC) или постоянный (DC); максимальное ( $V_{in_{max}}$ ) и минимальные ( $V_{in_{min}}$ ) действующие значения входного напряжения; номинальное выходное напряжение ( $U_{O_i}$ ) и номинальный выходной ток ( $I_{O_i}$ ). С помощью переключателя О/П можно добавлять (убавлять) число выходных сигналов.

В поле Power Supply Application задаем конструкцию блока (от этого зависит его тепловой режим), выбираем industrial – открытый модуль питания для встраивания в различные блоки. После чего нажимаем кнопку Recommend design для выбора рекомендуемой топологии источника питания. В открывшемся окне (рис. 5.3) топологии расположены в порядке предпочтения.

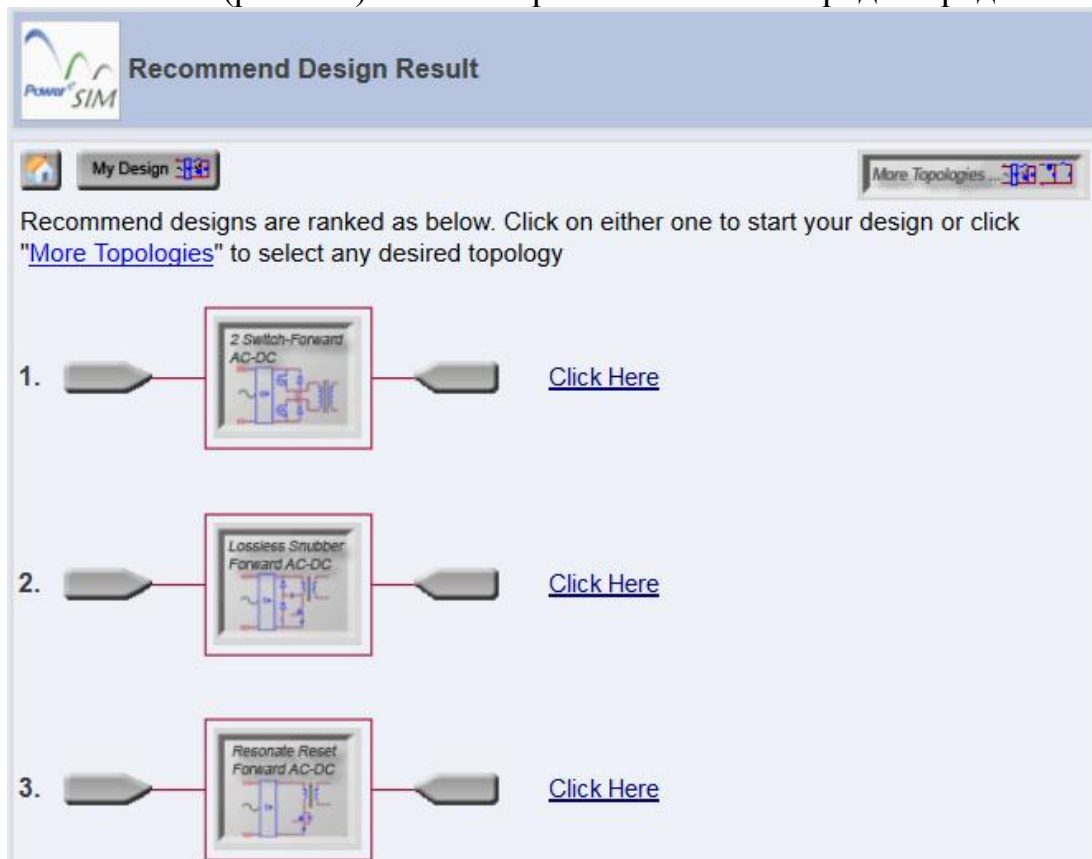


Рис. 5.3. Ранг рекомендуемой топологии

При необходимости можно выбрать любую топологию из расширенного списка кнопкой More Topologies. Переход к другим топологиям может быть осуществлен из начального окна (рис.5.2), нажав соответствующую топологию в панелях Start a Design from Topology или Start a Design from Reference. После того как нажата соответствующая топология происходит проектирование преобразователя и высвечивается его принципиальная схема.

При подведении курсора к любому элементу схемы высвечиваются параметры этого элемента (рис.5.4), пиковое напряжение на нем ( $V_{pk}$ ), действующий ток через элемент ( $I_{rms}$ ), рассеиваемая мощность ( $Loss$ ), температура, а также параметры режима преобразователя, при которых получены эти значения.

Если нажать левой кнопкой мыши на указанный элемент, то открывается перечень подобных элементов, которые могут быть использованы взамен выбранного. Если элемент подходит для замены, то отображается «Stress Pass»,

в противном случае – «Stress Warning» . После замены элемента необходимо нажать кнопку Done. Помимо расчета пассивных элементов программа выбирает транзисторы и диоды, параметры которых можно посмотреть и изменить аналогичным способом.

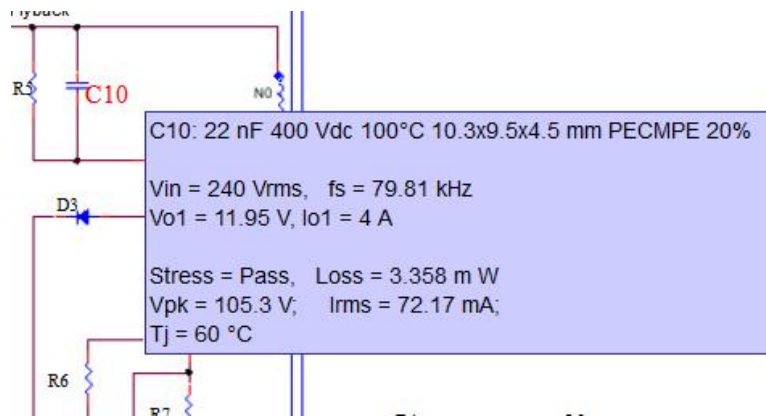


Рис. 5.4. Параметры конденсатора C10

Большим достоинством программы является проектирование магнитных элементов. При нажатии, например, левой кнопки мыши на позицию трансформатора на принципиальной схеме, открывается окно с подробными характеристиками спроектированного трансформатора (рис. 5.5).

**1** Total Losses : 10.68 W at Vrms = 100 V  
Condition : Vo1 = 11.96 V, Io1 = 4 A  
Xformer Loss : 1.571 W at fs = 65 kHz  
Stress : Pass  
Bm : 0.2178 T at Tj = 100 °C

Manufacturer: ER (Eaton) | Designer and Manufacturer: Beltronica Rossini

**2** Core: EE25/13/11 Würth Elektronik  
Core Loss: (1P2400 Würth Elektronik, Ae\_min=0.784cm²)

**3** N0 = 52 (Primary turns)  
N1 = 11 (Secondary turns)  
N2 = 8 (Secondary turns)

**4** Transformer schematic showing primary and secondary windings.

**5** 3D bobbin model showing winding layout.

**6** Winding Method: Cylindrical

Bobbin Setting: Bobbin 1.25 mm, Creepage Tape 0.0 mm, Winding Method Cylindrical

Winding Construction: Winding Indent Distributed, Multi-Layer Winding Shared

Рис. 5.5. Окно проектирования трансформатора



В поле 1 отображаются: полные потери в трансформаторе (Total Losses); магнитные потери в сердечнике на указанной частоте (Xformer loss); рабочее значение индукции ( $B_m$ ); температура ( $T_j$ ), а также параметры режима при которых получены эти значения. Также индицируется, удовлетворяет (Pass) ли спроектированная конструкция ограничениям (Stress): по размещению обмоток, максимальной индукции и др. В поле 2 отображаются: тип магнитопровода, его размер, производитель, сечение магнитопровода. Если нажать правой кнопкой на символ магнитопровода, то можно перейти в дополнительное окно, и изменить параметры магнитопровода. В поле 3 отображается индуктивность первичной обмотки, которую также можно изменять. Поле 4 показывает количество обмоток, число витков и диаметр провода, соединение обмоток, а также номер слоя обмоток трансформатора, в котором она размещена. В поле 5 показана конструкция размещения обмоток, причем перетаскивая мышью обмотку можно менять её расположение на сердечнике. В поле 6 расположено меню конструирования каркаса и обмоток.

Рядом с принципиальной схемой присутствует вертикальная панель инструментов синего цвета (рис. 5.6). Ряд функций этой панели требует расширенной активации программы.

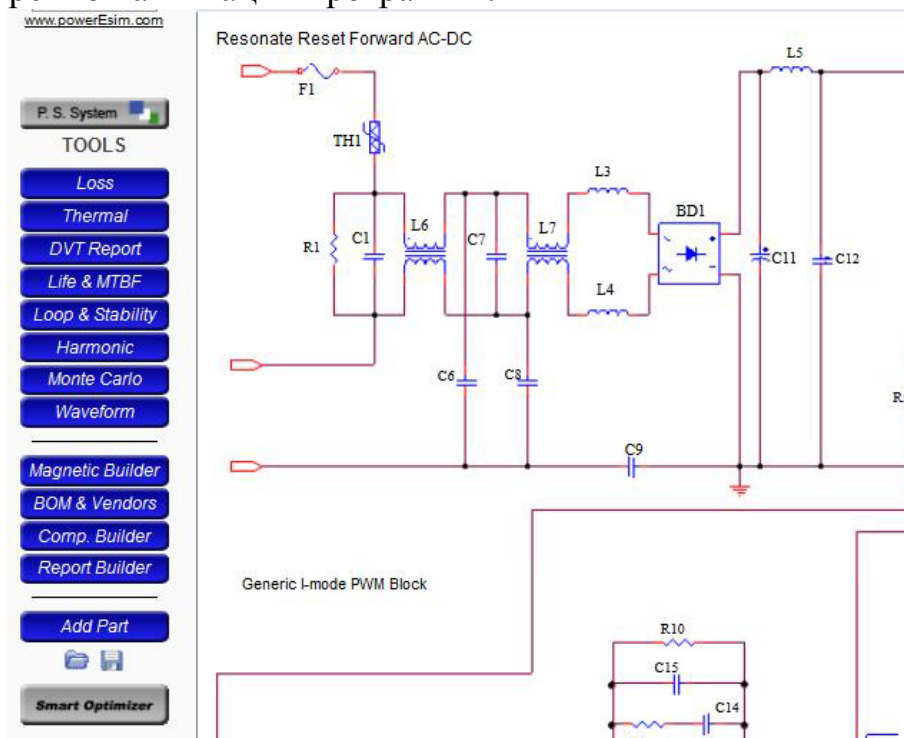


Рис. 5.6. Панель инструментов

Кнопка Loss позволяет получить сводную таблицу потерь на каждом элементе, при необходимости нажав на элемент в таблице можно провести его замену. В этой таблице можно контролировать изменение потерь на элементах при изменении напряжения питания и тока нагрузки, нажав соответствующую кнопку - Recalculate.

Кнопка Thermal позволяет компоновать элементы на плату и провести тепловой расчет элементов а также радиаторов.

DVT Report (Design Verification Test) – тест по каждому элементу схемы. Если элемент удовлетворяет нагрузкам (тепловым, электрическим), то фиксируется состояние Pass (годен), в противном случае высвечивается Warning (предупреждение) и элемент должен быть заменен. В частности, если конденсатор не проходит по току, то необходимо выйти в меню конденсатора и использовать параллельное соединение нескольких конденсаторов.

Кнопка Magnetic Bulder позволяет проектировать отдельно трансформатор (дроссель) исходя из входных, выходных параметров и выбранного типа преобразователя. Меню имеет интуитивно понятный интерфейс.

Подробное описание всех функций программы дано в PowerEsim User Manual, находящимся в меню Download.

## 6. Задание на проектирование

Курсовой проект предназначен для более глубокого изучения теоретического материала дисциплин "Системы электроснабжения воздушных судов", «Электрифицированное оборудование воздушных судов», приобретения практических навыков анализа и расчета аналоговых и дискретных электронных устройств, освоения программных методов их проектирования и моделирования.

В проекте необходимо разработать и рассчитать силовую часть импульсного источника питания (ИИП) (рис. 6.1) постоянного тока, запитанного от сети переменного тока.

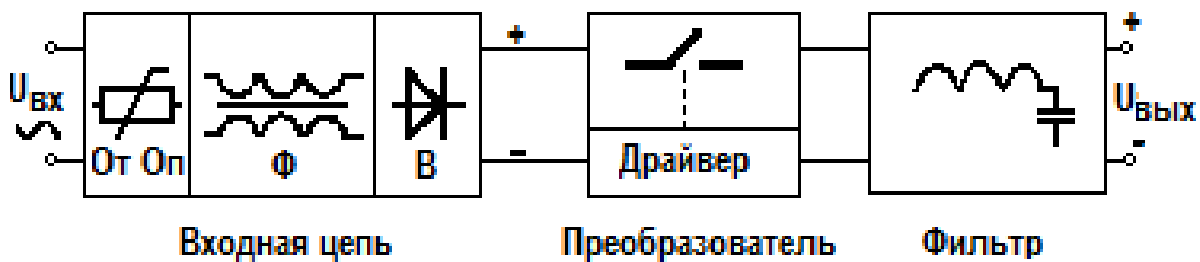


Рис. 6.1. Структурная схема силовой части ИИП

В типовую схему силовой части импульсного источника питания входят: входная цепь (рис. 4.1), преобразователь на ключевых элементах (рис. 1.3), драйвер для управления транзисторными ключами, выходной фильтр (рис. 4.6). Входная цепь включает в себя: предохранитель; ограничитель тока заряда конденсаторов (От), ограничитель перенапряжений (Оп); сетевой фильтр, выпрямитель, конденсаторы выпрямителя. Преобразователь включает высокочастотные транзисторные ключи и индуктивные элементы, схема

преобразователя определяется номером варианта. Выходной фильтр емкостной или индуктивно-емкостной.

#### *Задание к проектированию*

- изучить и описать работу преобразователя;
- рассчитать силовую часть преобразователя: магнитные элементы, ключевые элементы, радиатор, входную цепь, выходной фильтр;
- выбрать драйверную микросхему к ключевым элементам;
- спроектировать преобразователь с помощью программы PowerEsim.

#### *Выбор варианта задания*

Номера вариантов студент устанавливает по шифру зачетной книжки. Первая цифра варианта должна соответствовать четности (0) или нечетности (1) предпоследней цифры номера зачетной книжки, последняя цифра номера варианта и номера зачетной книжки должны совпадать. Номера вариантов даны в табл. 0.1

#### *Содержание проекта*

1. Описание работы преобразователя.
2. Расчет магнитных элементов (трансформатора, дросселя), включая оценку перегрева (тепловой расчет).
3. Обоснование выбора ключевых элементов (транзисторов), оценка потерь, расчет радиатора.
4. Обоснование выбора драйверной микросхемы, расчет бустерного конденсатора в мостовых схемах.
5. Принципиальная схема рассчитанного преобразователя.
6. Принципиальная схема преобразователя, рассчитанного по программе PowerEsim. Спецификация элементов схемы, чертеж трансформатора.

Пояснительная записка оформляется на формате А4, к бумажной версии пояснительной записки прилагается электронная копия на CD. В пояснительной записке необходимо привести условия для заданного варианта и подробные пояснения к выполняемым расчетам. Если используются готовые формулы, необходимо указать литературу, из которой они взяты, пояснить, какие величины подставляются в формулу, в каких единицах берется величина и получается конечный результат. Формулы должны быть записаны как в общем виде, так и с численным значением указанных в них величин. Все схемы должны быть выполнены в соответствии с правилами и условными обозначениями, рекомендуемыми ГОСТами и ЕСКД. На графиках необходимо указывать величину масштабов по осям координат, причем масштаб должен быть выбран таким, чтобы легко можно было найти значения промежуточных точек. Все вычисления должны производиться в системе СИ с необходимой степенью точности в каждом конкретном случае.

Таблица 6.1

Вариант	Схема преобразов. (№ рисунка)	Входное напряжение мин., В $V_{\sim in(min)}$	Входное напряжение макс., В $V_{\sim in(max)}$	Выходное напряжение, В $V_{=out}$	Выходной ток, А $I_{out}$	Пульсации выходного напряжения, мВ	Частота преобразования, кГц	Допустимый перегрев, °С $\Delta\theta$
00	1.3a	25	40	12	5	100	90	50
01	1.3б	20	30	50	5	100	90	50
02	1.3в	160	240	12	5	100	90	50
03	1.3г	160	240	12	5	100	90	50
04	1.3д	160	240	12	5	100	90	50
05	1.3е	160	240	12	5	100	90	50
06	1.3з	160	240	12	5	100	90	50
07	1.3a	25	40	12	5	100	70	50
08	1.3б	20	30	50	5	100	70	50
09	1.3в	160	240	12	5	100	70	50
10	1.3г	160	240	12	5	100	70	50
11	1.3д	160	240	12	5	100	70	50
12	1.3е	160	240	12	5	100	70	50
13	1.3з	160	240	12	5	100	70	50
14	1.3a	25	40	12	5	100	120	50
15	1.3б	20	30	50	5	100	120	50
16	1.3в	160	240	12	5	100	120	50
17	1.3г	160	240	12	5	100	120	50
18	1.3д	160	240	12	5	100	120	50
19	1.3е	160	240	12	5	100	120	50

## Приложение П1. Характеристики магнитопроводов

### П1.1. Основные параметры стандартных ленточных сердечников

На рис. П1.1 показаны типовые конструкции ленточных магнитопроводов. Данные магнитопроводы могут быть изготовлены с воздушным зазором, в кольцевом сердечнике для этого делается радиальный разрез. Основные параметры стандартных сердечников приведены в таблицах П1.1, П1.2.

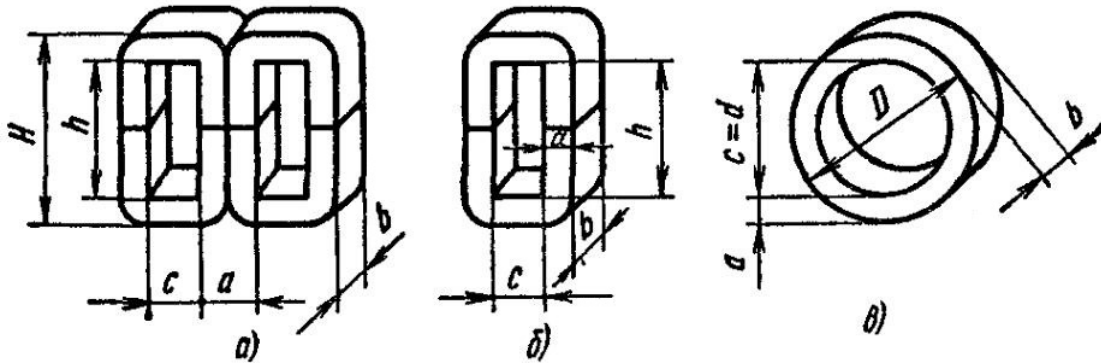


Рис. П1.1. Конструкции магнитопроводов: а - бронированного (ШЛ, ); б - стержневого (ПЛ, ПЛВ); в - кольцевого (ОЛ, К) типов

Основные данные нормализованных магнитопроводов ШЛ (табл. П1.1)

Таблица П1.1

Типоразмер магнитопровода ШЛ <b>ахб</b>	Размеры, мм		Ср. длина магнитной силовой линии, $l_c$ , см	Активное сечение стали $S_{CA} = S_C K_C$ , см <sup>2</sup>	Площадь окна, $S_0$ , см <sup>2</sup>	Произведение $S_0 S_C$ , см <sup>4</sup>	Масса магнитопровода $G_C$ , гр.
	<b>с</b>	<b>h</b>					
1	2	3	4	5	6	7	8
ШЛ10х10	10	25	8,5	0,8	2,5	2,5	57
ШЛ10х12,5				1,0		3,12	71
ШЛ10х16				1,28		4,0	91
ШЛ10х20				1,6		5,0	113
ШЛ12х12,5	12	30	10,2	1,21	3,6	5,4	100
ШЛ12х16				1,55		6,9	130
ШЛ12х20				1,93		8,65	165
ШЛ12х25				2,42		10,8	205
ШЛ16х16	16	40	13,5	2,07	6,4	16,6	235
ШЛ16х20				2,6		20,5	295
ШЛ16х25				3,24		25,6	370
ШЛ16х32				4,15		32,6	470
ШЛ20х20	20	50	17,1	3,28	10	40	460
ШЛ20х25				4,1		50	575
ШЛ20х32				5,24		64	735
ШЛ20х40				6,55		80	920
ШЛ25х25	25	62,5	21,3	5,14	16	98	900
ШЛ25х32				6,56		125	1150
ШЛ25х40				8,2		156	1440
ШЛ25х50				10,3		195	1800

1	2	3	4	5	6	7	8
ШЛ32x32	32	80	27,7	8,46	26	261	1900
ШЛ32x40				10,6		328	2370
ШЛ32x50				13,2		410	2970
ШЛ32x64				16,9		523	3800
ШЛ40x40	40	100	34,2	13,2	40	640	3720
ШЛ40x50				16,5		800	4650
ШЛ40x64				21,2		1025	5960
ШЛ50x80				26,5		1280	7430

*Примечания:* 1. Размеры магнитопровода: а, b, с, h соответствуют рис.П1.1,а).

2. Активное сечение стали и масса магнитопровода даны для ленты толщиной 0,08мм.

Основные данные нормализованных магнитопроводов ОЛ (табл.П1.2)

Таблица П1.2

Типоразмер магнитопровода ОЛ <b>d/D-b</b>	Ср. длина магнитной силовой линии, $l_c$ см	Активное сечение стали $S_{CA} = S_c K_c$ , см <sup>2</sup>	Площадь окна, $S_0$ , см <sup>2</sup>	Произведение $S_0 S_c$ , см <sup>4</sup>	Масса магнитопровода $G_c$ , гр.	Коэф. заполнения окна, $K_0$
ОЛ12/14-3	4,08	0,024	1,13	0,034	0,67	0,07
ОЛ12/14-4		0,03		0,045	1,05	0,08
ОЛ14/17-3	4,87	0,036	1,54	0,069	1,4	0,10
ОЛ14/17-4		0,045		0,092	1,84	0,11
ОЛ16/20-3	5,65	0,048	2,0	0,121	2,1	0,115
ОЛ16/20-4		0,06		0,16	2,83	0,13
ОЛ16/20-5		0,075		0,20	3,55	0,14
ОЛ18/23-4	6,45	0,08	2,55	0,25	4,1	0,15
ОЛ18/23-5		0,1		0,32	5,1	0,155
ОЛ20/25-5	7,06	0,1	3,14	0,39	5,5	0,155
ОЛ20/25-6,5		0,13		0,51	7,25	0,16
ОЛ20/28-5	7,55	0,16	3,14	0,63	9,5	0,165
ОЛ20/28-6,5		0,195		0,81	12,4	0,165
ОЛ22/30-5	8,17	0,16	3,32	0,765	10,3	0,167
ОЛ22/30-6,5		0,208		0,99	13,5	0,175
ОЛ25/35-5	9,42	0,2	4,9	1,23	15	0,182
ОЛ25/35-6,5		0,26		1,60	19,2	0,185
ОЛ25/40-5	10,2	0,3	4,9	1,84	24	0,19
ОЛ25/40-6,5		0,39		2,4	31,5	0,195
ОЛ28/40-8	10,7	0,384	6,1	2,95	32,5	0,2
ОЛ28/40-10		0,48		3,7	40,5	0,205
ОЛ32/45-8	12,1	0,416	8,0	4,15	40	0,2
ОЛ32/45-10		0,52		5,20	50	0,2
ОЛ32/50-8	12,9	0,575	8,0	5,7	59	0,2
ОЛ32/50-10		0,72		7,1	74	0,22
ОЛ36/56-8	14,4	0,64	10,2	8,2	73	0,23
ОЛ36/56-10		0,8		10,2	92	0,23
ОЛ40/56-12,5	15,1	0,797	12,5	12,5	96	0,25
ОЛ40/56-16		1,02		16	123	0,25
ОЛ40/64-12,5	16,3	1,13	12,5	18	155	0,27
ОЛ40/64-16		1,44		24	200	0,27
ОЛ45/70-16	18,05	1,5	15,9	32	230	0,3
ОЛ50/70-20	18,85	1,5	19,6	39,3	240	0,3
ОЛ50/70-25		1,88		49	300	0,3

*Примечания:* 1. Размеры магнитопровода  $d$ ,  $b$ ,  $D$  соответствуют рис. П1.1в.  
2. Активное сечение стали и масса магнитопровода даны для ленты толщиной 0,05мм с плотностью  $\gamma_T=8,5$  г/см<sup>3</sup>. Для других толщин ленты, а также других типов магнитопроводов более полные сведения приведены в [21,23].

### **П1.2. Данные отечественных кольцевых и Ш- образных магнитопроводов из феррита**

Основные данные магнитопроводов типа К из ферритов (табл. П1.3)

Таблица П1.3

Типоразмер магнитопровода К, $D \times d \times b$	Площадь сечения $S_C$ , см <sup>2</sup>	Ср. длина магнитной силовой линии, $l_C$ см	Площадь окна $S_O$ , см <sup>2</sup>	Масса $G_C$ , г	$S_O S_C$ , см <sup>4</sup>
K4x2,5x2	0,015	1,02	0,049	0,06	0,0007
K5x2,0x1,5	0,0225	1,1	0,031	0,14	0,0007
K5x3x1,5	0,015	1,26	0,07	0,12	0,001
K7x4x1,5	0,0225	1,73	0,125	0,24	0,0028
K7x4x2	0,03	1,73	0,125	0,32	0,0038
K10x6x2	0,04	2,51	0,282	0,59	0,0112
K10x6x3	0,06	2,51	0,282	0,86	0,017
K10x6x4,5	0,09	2,51	0,282	1,3	0,025
K12x5x5,5	0,192	2,67	0,196	2,83	0,038
K12x8x3	0,06	3,14	0,502	1,12	0,03
K16x8x6	0,24	3,77	0,502	4,9	0,12
K16x10x4,5	0,135	4,08	0,785	3,1	0,106
K17,5x8,2x5	0,232	4,04	0,528	5,1	0,122
K20x10x5	0,25	4,71	0,785	6,4	0,196
K20x12x6	0,24	5,03	1,13	6,7	0,271
K28x16x9	0,54	6,91	2,01	20	1,085
K31x18,5x7	0,438	7,78	2,69	19	1,178
K32x16x8	0,64	7,54	2,01	26	1,286
K32x20x6	0,36	8,17	3,14	17	1,13
K32x20x9	0,54	8,17	3,14	25	1,696
K38x24x7	0,49	9,74	4,52	27	2,215
K40x25x7,5	0,562	10,2	4,91	32	2,759
K40x25x11	0,825	10,2	4,91	46	4,05
K45x28x8	0,68	11,47	6,15	43	4,182
K45x28x12	1,02	11,47	6,15	62	6,273

*Примечание:* Размеры магнитопровода  $d$ ,  $b$ ,  $D$  соответствуют рис. П1.1в

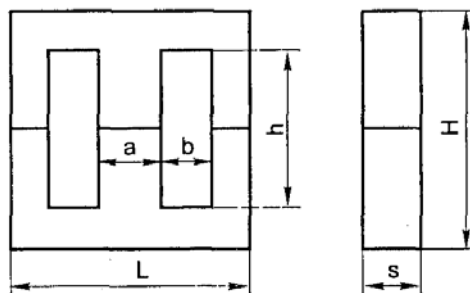


Рис. П1.2. Ш-образные сердечники (2 половинки)

Таблица П1.4 – Типоразмеры Ш-образных сердечников

Типоразмер	L, мм	S, мм	H/2, мм	h/2, мм	a, мм	b, мм	m*, г	l <sub>c</sub> , см	S <sub>сэф</sub> , см <sup>2</sup>	V <sub>эф</sub> , см <sup>3</sup>
Ш4×4	16	4	8	5,2	4	32	1,78	3,45	0,19	0,66
Ш5×5	20	5	10	6,5	5	4	3,48	4,32	0,3	1,299
Ш6×6	24	6	12	8	6	5	5,9	5,28	0,42	2,24
Ш7×7	30	7	15	9,5	7	6	11,0	6,29	0,62	3,9
Ш8×8	32	8	16	11,5	8	7,5	12,8	7,51	0,69	5,2
Ш10×10	367	10	18	13	10	8	20,7	8,38	1,0	8,38
Ш12×15	42	15	21	15	12	9	43	9,67	1,8	17,4
Ш16×20	54	20	27	19	16	11	98	12,3	3,21	39,5
Ш20×28	65	28	32,5	22	20	12	209	14,4	5,77	83,1

*Примечания:* m – масса одной Ш-образной детали (сердечник состоит из двух Ш-образных деталей); l<sub>c</sub> – эффективная длина магнитной линии; S<sub>сэф</sub> – эффективное сечение сердечника; V<sub>эф</sub> – эффективный объем сердечника. Основные расчетные параметры приведены ниже.

Площадь окна (S<sub>o</sub>):  $S_o = h \frac{L-a}{2}$ ; Сечение сердечника (S<sub>c</sub>):  $S_c = as$ ;

Ср. длина магнитной силовой линии (l<sub>ср.л</sub>):  $l_{ср.л} = L+H+h-a$ .

### П1.3. Ориентировочные значения основных параметров низкочастотных трансформаторов

Табл. П1.5. Рекомендуемые расчетные значения коэффициента полезного действия (η, %) и относительного падения напряжения на обмотках (ΔU, %) низкочастотных (50, 400Гц) трансформаторов.

Таблица П1.5

P <sub>н</sub> , ВА	20	50	100	150	200	300	400	600	800	1000	1200
η, %	75	81	84	87	88	90	92	94	95	96	96,5
ΔU, %	20	14	10	8	7	5	4	2,8	2,5	2,3	2,2



Табл. П1.6. Зависимость коэффициента заполнения сечения магнитопровода сталью ( $K_c$ ) от толщины ленты.

Таблица П1.6

Толщина ленты, $\delta$ , мм	0,15	0,1-0,08	0,05	0,02
Коэффициент заполнения сталью, $K_c$	0,9	0,85	0,75-0,8	0,65-0,7

Коэффициенты заполнения окна медью ( $K_0$ ) трансформатора приведены на рис. П1.3а. Рекомендуемое значение индукции для электротехнической стали 3423 даны на рис. П1.3б. Удельные потери в стали 3423, а так же значения индукции от напряженности магнитного поля в зависимости от толщины ленты приведены в таблице П1.7.

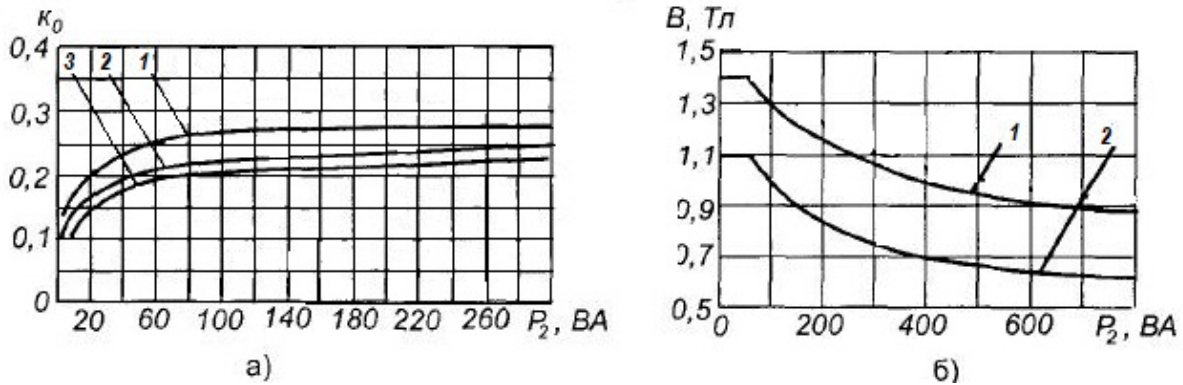


Рис. П1.3: а – зависимость коэффициента заполнения окна магнитопровода медью  $K_0$  от выходной мощности трансформатора: 1- для трансформаторов с броневым и стержневым сердечниками с напряжением до 300В, 400Гц; 2 - тороидальных трансформаторов с напряжением до 300В, 1000Гц; 3- тороидальных трансформаторов с напряжением до 300В, 5-10кГц; б – зависимость магнитной индукции от мощности при окружающей температуре 50°C и допустимом перегреве  $\Delta\theta=(50-55)^\circ\text{C}$ : 1 - для броневых и стержневых магнитопроводов при частоте 400 Гц; 2 - для броневых и стержневых магнитопроводов при частоте 1000Гц.

Таблица П1.7

Толщина ленты, $\delta_c$	Магнитные удельные потери $P_{уд}$ , Вт/кг		Магнитная индукция $B_m$ , Тл. при напряженности	
	$B_m=1,0$ Тл; $f_c=400$ Гц	$B_m=1,5$ Тл; $f_c=400$ Гц	$H_{ст}=80$ А/м	$H_{ст}=2500$ А/м
0,15	8,0	19	1,1	1,82
0,08	7,5	17	1,05	1,82

Рекомендуемые значения индукции для пермаллоев и феррита, а так же плотности тока в зависимости от мощности приведены на рис. П1.4-5.

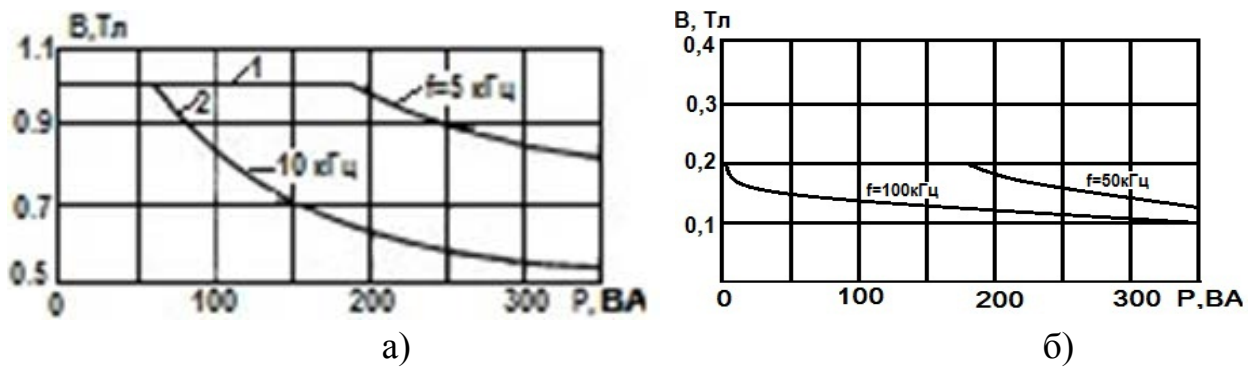


Рис. П1.4. Зависимость индукции от мощности трансформатора при перегреве  $\Delta T=50^{\circ}\text{C}$ : а - для сплава 34НКМП, 1 –толщина ленты 0.05мм,  $f=5\text{кГц}$ ; 2- толщина ленты 0.02 мм,  $f=10\text{кГц}$ ; б) феррита 2000НМ1 (НМ3)

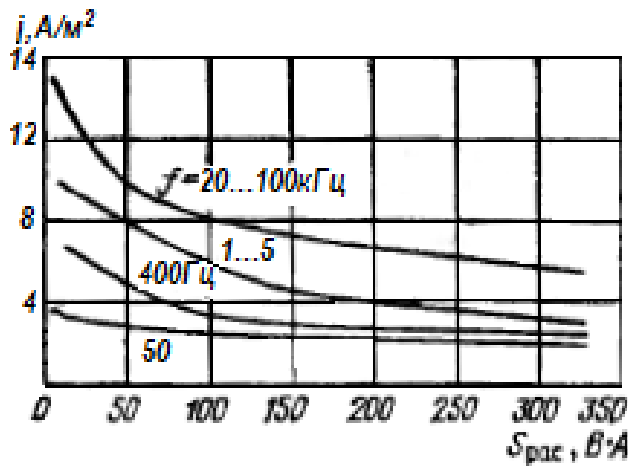


Рис. П1.5. Плотности токов в зависимости от мощности и частоты

#### П1.4. Габаритная мощность сердечников

Ориентировочные значения габаритной мощности сердечников в зависимости от магнитного материала и частоты даны в табл. П1.8 -10.

Расчетные данные ряда сердечников для 34НКМП различной толщины ленты даны в табл. П1.8

Таблица П1.8

Типоразмер магнитопровода	Толщина ленты 0,1мм			0,05мм				0,02мм			
	$f=1\text{кГц}; B_m=1,1\text{ Тл}$			$f=5\text{кГц}$				$f=10\text{кГц}$			
	$j, \text{А/мм}^2$	$u_k, \%$	$P_r, \text{ВА}$	$B_m, \text{Тл}$	$j, \text{А/мм}^2$	$u_k, \%$	$P_r, \text{ВА}$	$B_m, \text{Тл}$	$j, \text{А/мм}^2$	$u_k, \%$	$P_r, \text{ВА}$
ОЛ12/14-3	3	10	0,15	1	14,3	10	2,7	1	21,3	9	7
ОЛ14/17-3	4	10	0,6	1	15	9,5	8	1	14,5	5	14
ОЛ16/20-3	4,6	10	1,5	1	12,5	7	13	1	11,8	3,5	22
ОЛ18/23-4	6,3	10	5	1	9,3	4	27	1	8,5	2	44
ОЛ20/25-5	6,5	10	8	1	8,4	3	40	1	7,4	1,5	63
ОЛ20/25-6,5	7,1	10	10	1	7,8	2,5	50	1	6,6	1,5	74

ОЛ20/28-5	7,6	10	15	1	7,1	2	58	0,9	5,7	1	74
ОЛ20/28-6,5	7,6	10	19	1	7	1,6	75	0,9	5,2	0,8	88
ОЛ22/30-5	7,5	10	19	1	6,6	2	67	0,9	6,3	1,5	90
ОЛ22/30-6,5	7,9	9	25	1	5,9	1,5	81	0,9	4,9	1	97
ОЛ25/35-5	6,7	8,5	30	1	5,7	1,5	100	0,9	4,8	1	125
ОЛ25/35-6,5	6,5	7	39	1	5,1	1	118	0,8	4	0,5	135
ОЛ25/40-5	6,2	7	44	1	4,7	1	130	0,6	4	1,5	143
ОЛ25/40-6,5	6	5,5	56	1	4	0,8	144	0,6	4,2	1	165
ОЛ28/40-8	5,6	5	67	1	4	0,8	180	0,6	4,1	1	200
ОЛ28/40-10	5,5	4	87	0,9	3,7	0,7	200	0,6	3,6	0,6	220
ОЛ32/45-10	4,9	3,5	115	0,9	3,5	0,6	285	0,5	4	1	315
ОЛ32/50-8	4,8	3,5	120	0,9	3,1	0,6	280	0,5	3,8	1	330
ОЛ32/50-10	4,7	3,2	125	0,9	3	0,5	335	0,5	3,5	0,8	410
ОЛ36/56-8	4,5	3	163	0,8	2,8	0,5	340	0,5	3,4	0,8	400
ОЛ36/56-10	4,4	2,7	205	0,8	2,5	0,4	390	0,45	3,1	0,5	450
ОЛ40/56-2,5	4	2	305	0,8	2,8	0,4	530	0,4	2,5	0,5	700

Расчетные данные магнитопроводов из материала 40 НКМ (толщина ленты 0,02мм) приведены в табл. П1.9.

Таблица П1.9

Типоразмер магнитопровода	f=10 кГц; B <sub>m</sub> =0.6, Тл.			f=20 кГц; B <sub>m</sub> =0.6Тл.			f=50 кГц				Масса, G, г
	J, А/мм <sup>2</sup>	U <sub>к</sub> , %	P <sub>г</sub> , ВА	J, А/мм <sup>2</sup>	U <sub>к</sub> , %	P <sub>г</sub> , ВА	B <sub>m</sub> , Тл	J, А/мм <sup>2</sup>	U <sub>к</sub> , %	P <sub>г</sub> , ВА	
ОЛ12/14-3	15	4	3	15	2	5,5	0,6	14	0,8	12,5	5
ОЛ14/17-3	15	3	9	15	1,5	16	0,6	14,5	0,6	36	8
ОЛ16/20-3	13	2,3	15	12,5	1,2	28	0,6	11	0,4	57	11
ОЛ18/23-4	10,5	1,2	33	10	0,7	60	0,6	8	0,2	115	20
ОЛ20/25-5	9,5	1	49	9	0,5	85	0,6	7,2	0,15	165	27
ОЛ20/25-6,5	9,0	0,7	60	8,5	0,35	110	0,45	7,9	0,15	180	31
ОЛ20/28-5	8,3	0,6	70	8	0,25	120	0,45	7	0,12	200	35
ОЛ22/30-5	8,7	0,7	80	8,2	0,3	140	0,45	7,3	0,12	225	43
ОЛ22/30-6,5	8,0	0,5	100	7,3	0,25	170	0,45	6,5	0,1	300	50
ОЛ25/35-5	7,7	0,6	140	7	0,25	240	0,45	6,2	0,1	400	65
ОЛ25/35-6,5	6,9	0,4	170	6,1	0,2	290	0,4	6	0,1	450	75
ОЛ25/40-5	6,8	0,4	200	6	0,15	320	0,4	5,7	0,1	500	86
ОЛ25/40-6,5	6,7	0,3	260	5,4	0,1	380	0,35	5,4	0,1	550	97
ОЛ28/40-8	6,5	0,3	295	5	0,1	385	0,35	5	0,06	650	110
ОЛ28/40-10	6,0	0,2	330	5	0,1	410	0,35	4,8	0,06	800	125
ОЛ32/45-10	5,5	0,2	510	4,5	0,1	600	0,35	4,2	0,05	1000	140
ОЛ32/50-8	5,3	0,2	525	4,3	0,1	630	0,35	4	0,05	1100	150

Габаритная мощность Ш-образных сердечников для феррита М2000НМ1, табл. П1.10

Таблица П1.10

Типоразмер магнитопровода	G, гр	$\mu_3$	$\xi_\theta$ , °C	Ориентировочные значения параметров								
				Мощность P, Вт и индукция B, Тл при частоте f, кГц						J, А/мм <sup>2</sup>	$\eta$	$\Delta U$ , %
				10 кГц		20 кГц		50 кГц				
				P, Вт	B, Тл	P, Вт	B, Тл	P, Вт	B, Тл			
Ш6х6	12,4	1445	25,4	8	0,2	12	0,2	20	0,2	6	0,9	7
Ш7х7	23,6	1520	19,1	15	0,2	20	0,2	35	0,19	5,5	0,92	6
Ш8х8	27,2	1575	16	30	0,2	45	0,2	80	0,18	5	0,94	5
Ш10х10	44	1615	11,6	60	0,2	90	0,2	160	0,17	4,7	0,95	4
Ш12х15	92	1655	9,17	140	0,2	210	0,19	400	0,16	4,4	0,96	3
Ш16х20	208	1720	5,72	380	0,2	570	0,18	900	0,15	4	0,97	2
Ш20х28	446	1755	3,63	840	0,2	1000	0,17	1500	0,14	3,2	0,98	1

Примечания: G-масса;  $\mu_3$ - эффективная магнитная проницаемость;  $\xi_\theta$  – температурный коэффициент мощности; j- плотность тока в обмотках;  $\Delta U$  –падение напряжения в обмотках относительно его номинального значения.

### П1.5. Магнитные материалы фирмы EPCOS

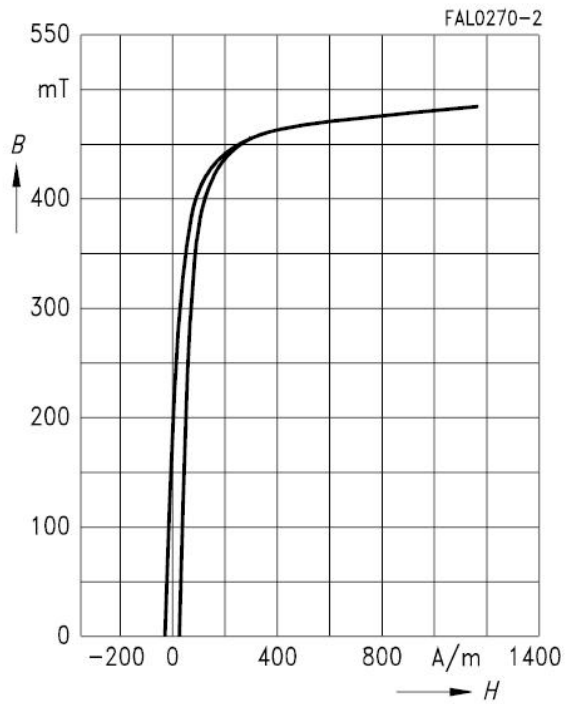
Фирма EPCOS (<http://www.epcos.com>) является одним из лидеров в производстве магнитных материалов и её продукция широко представлена в России. В табл. П1.11 показаны области применения магнитных материалов фирмы EPCOS для средне и высокочастотных импульсных источников питания.

Таблица П1.11

Диапазон частот	Материал	Основное применение	Тип сердечников
до 100кГц	N 27	Силовые трансформаторы и дроссели	E, ETD, ER, EFD, EV, ELP, RM, RM LP, PM
до 500кГц	N87		
	N97		
от 300кГц до 1мГц	N49		
до 100кГц	T41	Дроссели	E, ETD, ER, EFD, EV, ELP, RM, RM LP, PM
до 500кГц	N92	Высоковольтные трансформаторы и силовые дроссели	
до 200кГц	N72	Электронный балласт в лампах	E, ETD

Характеристики материалов EPCOS показаны на рис. П1.6-9

Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )



Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ )

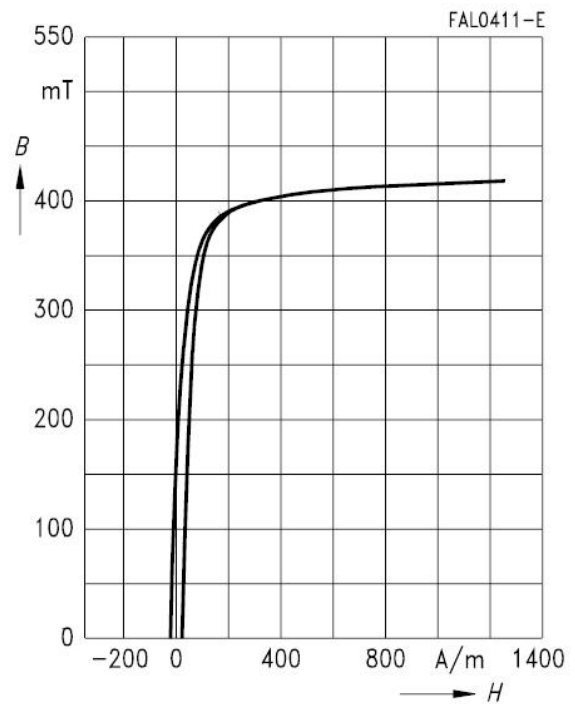
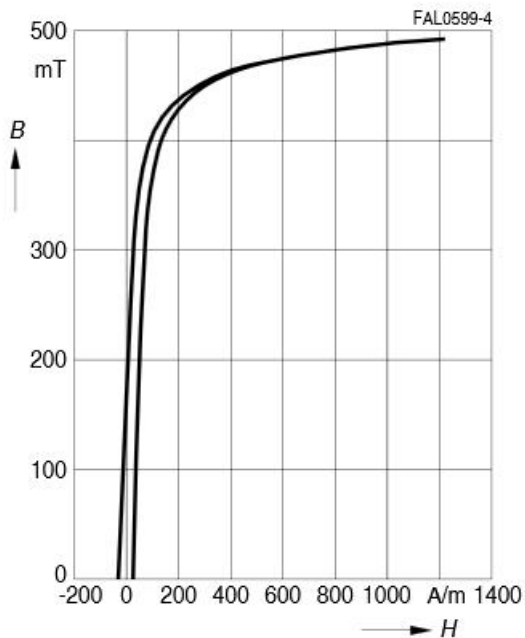


Рис. П1.6. Динамические кривые перемагничивания для материала N27 при температурах  $25^\circ\text{C}$  и  $100^\circ\text{C}$ . Частота перемагничивания  $10\text{кГц}$

Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )



Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ )

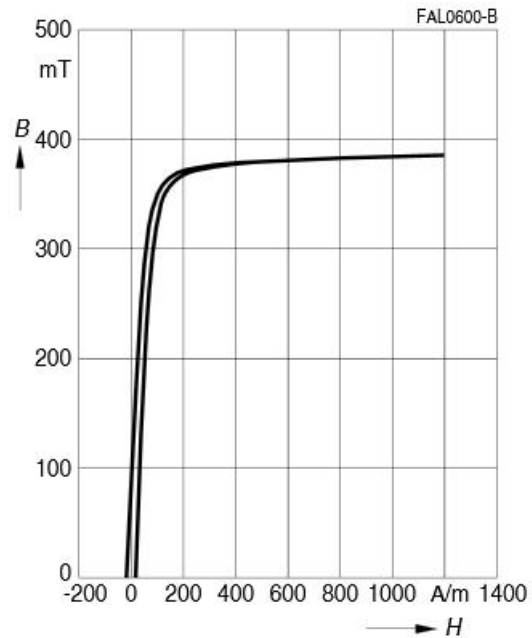
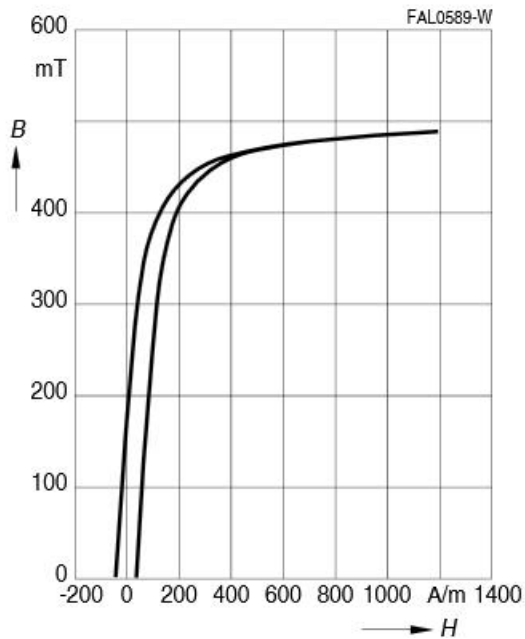


Рис.П1.7. Динамические кривые перемагничивания для материала N87 при температурах  $25^\circ\text{C}$  и  $100^\circ\text{C}$ . Частота перемагничивания  $10\text{кГц}$

Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )



Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ )

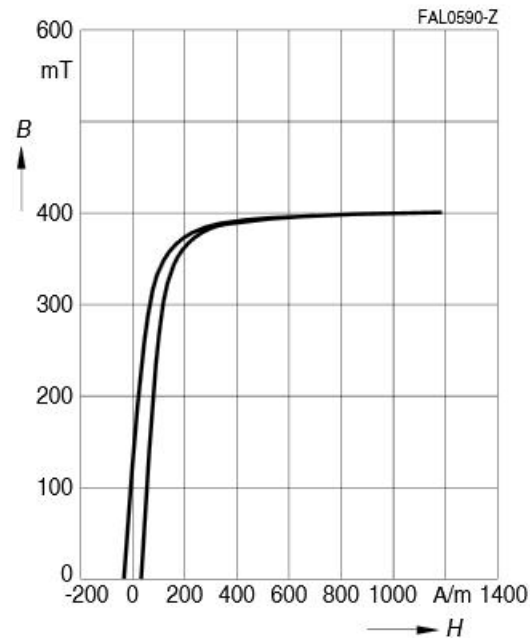


Рис. П1.8. Динамические кривые перемагничивания для материала N49 при температурах  $25^\circ\text{C}$  и  $100^\circ\text{C}$ . Частота перемагничивания  $10 \text{ кГц}$

На рис. П1.9 даны зависимости удельных потерь ( $\text{кВт/м}^3$ ) от частоты и индукции для материалов: №27; №49; №87.

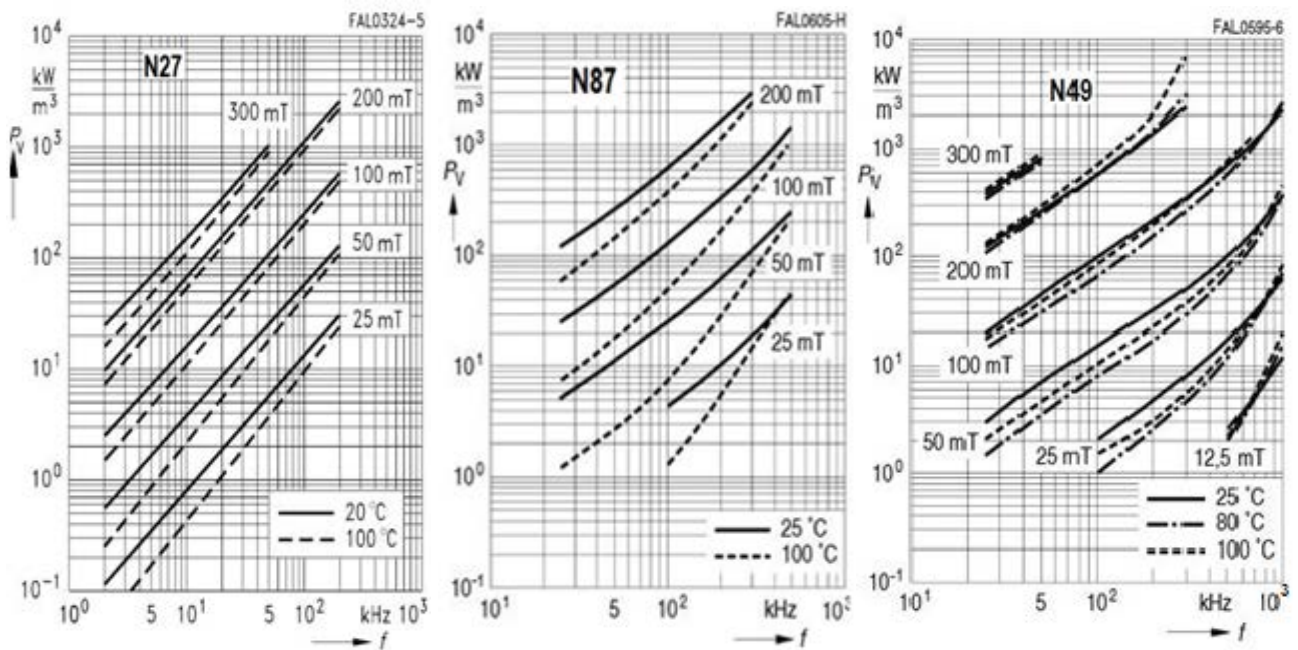


Рис. П1.9. Удельные потери от частоты и индукции (в мТ) для материалов N27, N87 и N49. Пунктирные кривые соответствуют температуре  $100^\circ\text{C}$

Указанные магнитные материалы используются в различных по геометрической форме сердечниках. Особенности применения различных

типов сердечников даны на сайте производителя. Как следует из табл. П1.11 сердечник типа Е является наиболее используемым. Форма сердечника Е совпадает с формой отечественного сердечника Ш (рис. П1.2). В табл. П1.12 указаны соответствия типоразмеров сердечников конфигурации Е производства EPCOS отечественному типоразмерному ряду Ш-образных сердечников (по данным <http://ferrite.ru>) . При выборе типоразмера сердечника из материалов EPCOS можно использовать геометрические данные из табл. П1.4.

Таблица П1.12

Типоразмер отечественных Ш-образных сердечников	Аналог производства EPCOS
Ш4*4	E16/8/4
Ш4*8	E16/8/7,5
Ш6*6	E24/12/6
Ш7*7	E30/15/7
Ш10*10	E36/18/10
Ш12*15	E42/21/20
Ш12*20	E42/21/20
Ш16*20	E55/28/21
Ш20*28	E65/32/27

## Приложение П2. Выбор варисторов, термисторов

### П2.1. Выбор варисторов

Основными параметрами, которые используют при описании характеристик варисторов, являются:

- $U_n$  - классификационное напряжение, обычно измеряемое при токе 1 мА, это условный параметр, который указывается при маркировке элементов;

- $U_m$  - максимально допустимое действующее переменное напряжение (среднеквадратичное);

- $U_{m=}$  - максимально допустимое постоянное напряжение;

- $P$  - номинальная средняя рассеиваемая мощность, это та, которую варистор может рассеивать в течение всего срока службы при сохранении параметров в установленных пределах;

- $W$  - максимальная допустимая поглощаемая энергия в джоулях (Дж), при воздействии одиночного импульса. От этой величины зависит, как долго ( $t$ ) может действовать перегрузка (с максимальной мощностью  $P_m$ ) без опасности повредить варистор, т.е.: 
$$t = \frac{W}{P_m};$$

- $I_{pp}$  - максимальный импульсный ток, для которого время нарастания/длительность импульса: 8/20 мкс;

- $C_0$  - емкость, измеренная в закрытом состоянии, при работе ее значение зависит от приложенного напряжения, и когда варистор пропускает через себя большой ток, она падает до нуля;

Для применения рабочее напряжение у варисторов выбирается исходя из допустимой энергии рассеяния и максимально допустимой амплитуды напряжения. Напряжение ограничения примерно равно квалификационному напряжению ( $U_n$ ) варистора. Для ориентировочных расчетов рекомендуется, чтобы на переменном напряжении (действующее значение) оно не превышало  $U_m \leq 0,6U_n$ , а на постоянном –  $U_{m=} < 0,85U_n$ .

Для сети с действующим напряжением 220 В (50 Гц) обычно устанавливают варисторы с классификационным напряжением не ниже 380...430 В. Для варистора с классификационным напряжением 430 В при импульсе тока 100 А напряжение будет ограничено на уровне около 600 В. Необходимая мощность поглощения ( $W$ ) определяется параметрами импульса помехи, предпочтительно использовать варисторы с максимальной мощностью поглощения. Информацию о варисторах можно найти на сайте <http://www.varistor.ru/index.html>.

В России выпускаются варисторы (СН2-1, ВР-1, СН2-2), параметры некоторых из них приведены в табл. П2.1. Параметры зарубежных варисторов [20] аналогичны.

Основные параметры варисторов отечественного производства (ВР, СН2) и импортных TVR приведены в табл. П2.1.

Таблица П2.1

Тип варистора	$U_n, В$	$U_m, В$	$U_{m=}, В$	$W, Дж$	Тип варистора	$U_n, В$	$U_m, В$	$U_{m=}, В$	$W, Дж$
ВР-1-1	10	6	8	0,18	TVR 05 180	18	11	14	0.4
ВР-1-1	15	9	12	0,26	TVR 07 180				0.9
ВР-1-1	22	14	18	0,56	TVR 10 180				2.1
ВР-1-1	27	17	22	0,64	TVR 14 180				4.0
ВР-1-1	33	20	26	0,71	TVR 20 180				11.0
СН2-1а	180	115	150	37,8	TVR 05 270	27	17	22	0.6
СН2-16	180	115	150	18,0	TVR 07 270				1.4
СН2-1В	180	115	150	4,5	TVR 10 270				3.0
СН2-1а	200	130	170	42.0	TVR 14 270				6.0
СН2-16	200	130	170	20	TVR 20 270				18.0
СН2-1В	200	130	170	5.0	TVR 05 391	390	250	320	12
СН2-2А	390	250	320	125	TVR 07 391				25
СН2-1а	390	250	320	81,9	TVR 10 391				60
СН2-16	390	250	320	40	TVR 14 391				100
СН2-2А	430	275	350	138	TVR 20 391				180
СН2-1а	430	275	350	90,3	TVR 05 431	430	275	350	13
СН2-16	430	275	350	43	TVR 07 431				28
					TVR 10 431				65
					TVR 14 431				115
					TVR 20 431				190



## П2.2. Выбор термистора

Сопротивление термистора ( $R_T$ ) снижается с ростом температуры. На рис. П2.1 показаны зависимости  $R_T$  от температуры для различных модификаций термисторов фирмы Siemens.

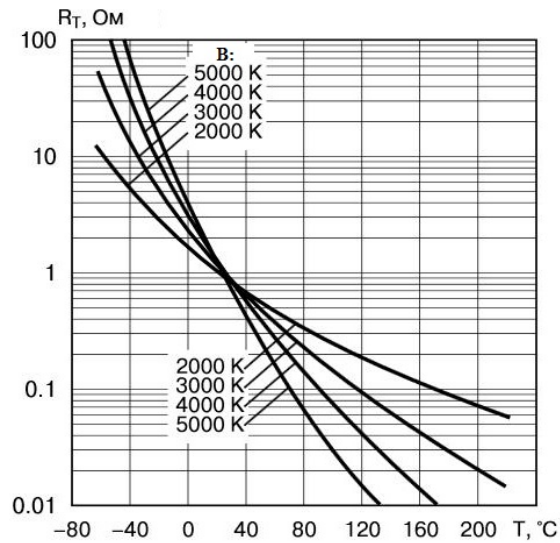


Рис. П2.1. Зависимость сопротивления термистора  $R_T$  от температуры

Для упрощенного выбора термистора необходимо знать следующие параметры, приводимые в datasheet:

1. Сопротивление при температуре 25°C ( $R_{25}$ );
2. Максимальный установившийся ток  $I_{max}$ ;
3. Максимальную рассеиваемую мощность  $P_{max}$ .

Первый параметр определяет максимальный пусковой ток  $I_{\Pi}$ :

$$I_{\Pi} = \frac{U_{in,max}}{R_{25}}, \quad (\text{П2.1})$$

где  $U_{in,max}$  - максимальное напряжение питания.

В действительности пусковой ток будет несколько меньше за счет сопротивлений диодов и внутреннего сопротивления сети, но этими параметрами при упрощенных расчетах можно пренебречь.

Величиной  $I_{\Pi}$  задаются (можно ограничиться на уровне  $I_{\Pi} = (1 \div 2) I_{in,max(av)}$ ), где  $I_{in,max(av)}$  определяется по 4.2). Далее определяют необходимую величину  $R_{25}$ :

$$R_{25} = \frac{U_{in,max}}{I_{\Pi}}. \quad (\text{П2.2})$$

Второй параметр ( $I_{max}$ ) должен удовлетворять условию:

$$I_{max} \approx 1,2 I_{in,max(av)} \quad (\text{П2.3})$$

Термистор подбирают по току  $I_{max}$  и сопротивлению  $R_{25}$ .

Для получения нужного значения  $R_{25}$  можно соединять несколько термисторов последовательно.

Необходимая мощность термистора для заряда конденсатора оценивается так называемым тестовым конденсатором ( $C_{test}$ ). Он характеризует

максимальную емкость, которую можно разряжать через термистор. Конденсатор при этом заряжен до 375В. Величина  $C_{\text{test}}$  приводится в datasheet, необходимо, чтобы  $C_{\text{test}} > C_1$ . При других значениях напряжение  $C_{\text{test}}$  изменяется обратно пропорционально квадрату напряжения.

При точных расчетах, если температура отличается от 25°C, то по datasheet корректируют значение  $R_{25}$ , так же величину  $I_{\text{max}}$  в соответствии с графиком на рис. П2.2.

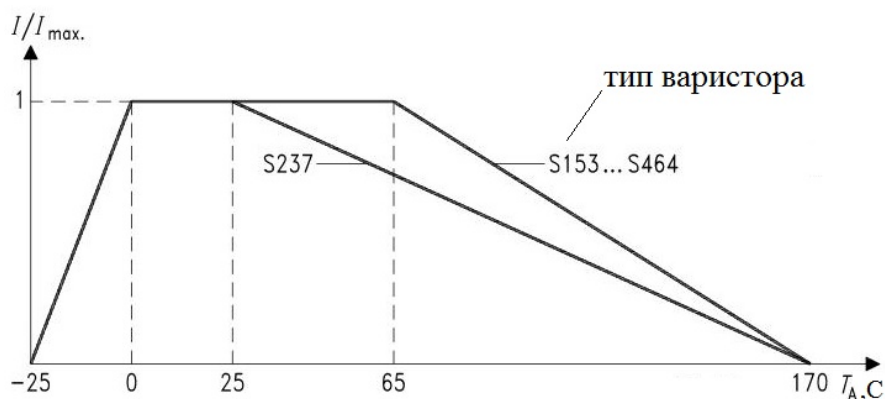


Рис. П2.2. Зависимость максимального тока  $I_{\text{max}}$  от температуры

### Приложение П3. Драйверные микросхемы. Транзисторы

Драйверные микросхемы производятся зарубежными компаниями: Texas Instruments, STMicroelectronics, International Rectifier (irf), ON Semiconductor и др. Номенклатура выпускаемых изделий только для преобразователей AC/DC измеряется тысячами. Наиболее широкий спектр драйверных микросхем для силовой электроники выпускает фирма irf (<http://www.irf.com/>). Эти микросхемы собраны в разделе «драйверные микросхемы общего применения» (General Purpose Gate Driver ICs). При выборе микросхемы руководствуются следующими параметрами:

- Число каналов микросхемы (число выходных сигналов): 1, 2. Двухканальные микросхемы применяют в полумостовых, мостовых, пушпульных схемах.
- Коммутируемое напряжение  $V_{\text{OFFSET}}$  ( $V_{\text{OFFSET}} > V_{\text{in(max)}}$ ).
- Топология: полумост (Half Bridge), высоковольтная сторона (High side), низковольтная (Low side).
- Ток заряда ( $I_{0+}$ ), разряда ( $I_{0-}$ ) затвора (Source/Sink Drive current). Эти токи следует выбирать близкими к предельному току затвора транзистора, чтобы получить максимальное быстродействие переключения. Если приходится выбирать меньшие значения  $I_{0+}$ ,  $I_{0-}$ , то следует пересчитать время включения транзистора.
- Оценивается величина напряжения питания микросхемы от вспомогательного источника  $V_{\text{CC}}$ .

После предварительного выбора микросхемы по её Datasheet уточняют схему и особенности подключения.

На рис. ПЗ.1 показана схема подключения драйверной высоковольтной микросхемы International Rectifier IRS10752 для понижающего преобразователя.

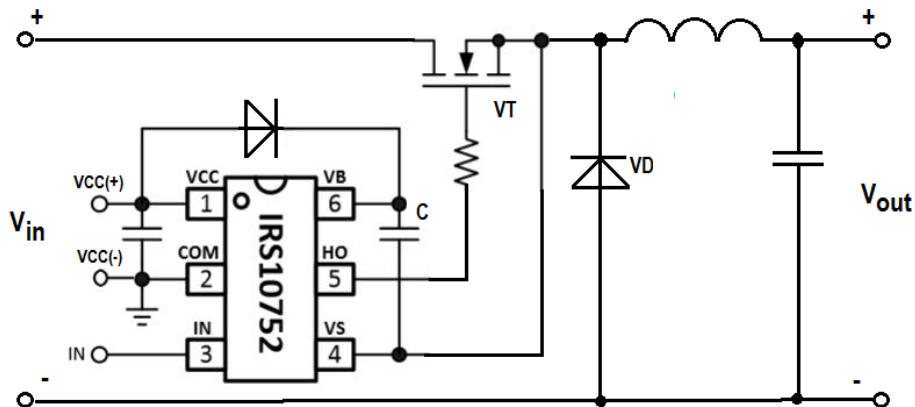


Рис. ПЗ.1. Схема подключения IRSxx752

Микросхема имеет следующие характеристики:  $V_{\text{OFFSET}}=100\text{В}$ ;  $I_{0+}=160\text{мА}$ ;  $I_{0-}=240\text{мА}$ ;  $V_{\text{CC}}=10\text{-}18\text{В}$ . Микросхемы IRS20752, IRS25752 имеют идентичные характеристики и отличаются только величиной  $V_{\text{OFFSET}}$ , соответственно 200 и 600В.

На рис. ПЗ.1:  $V_{\text{CC}}$  - напряжение питания драйвера от вспомогательного низковольтного источника; IN - вход сигналов управления от ШИМ; C - бустрепный конденсатор

Эти микросхемы могут быть применены для управления другими топологиями преобразователей: Boost, Flyback, Forward, Full-Bridge, Half-Bridge, Push-Pull.

При использовании 2-канальных микросхем следует учитывать, что они могут быть исполнены с двумя взаимосвязанными или независимыми каналами (Channels linked or Independent), с одним (HIN), или двумя отдельными входами (HIN,  $\overline{\text{LIN}}$ ). В случае взаимосвязанных каналов микросхема имеет один высоковольтный (HO) и один низковольтный выходы (LO), во втором случае микросхема имеет 2 независимых канала (обычно каналы А и В).

Логика работы драйвера не допускает одновременного открытия обоих транзисторов при любом сочетании входных сигналов. Схемы на рис. ПЗ.1, 2 предполагают применение внешних ШИМ.

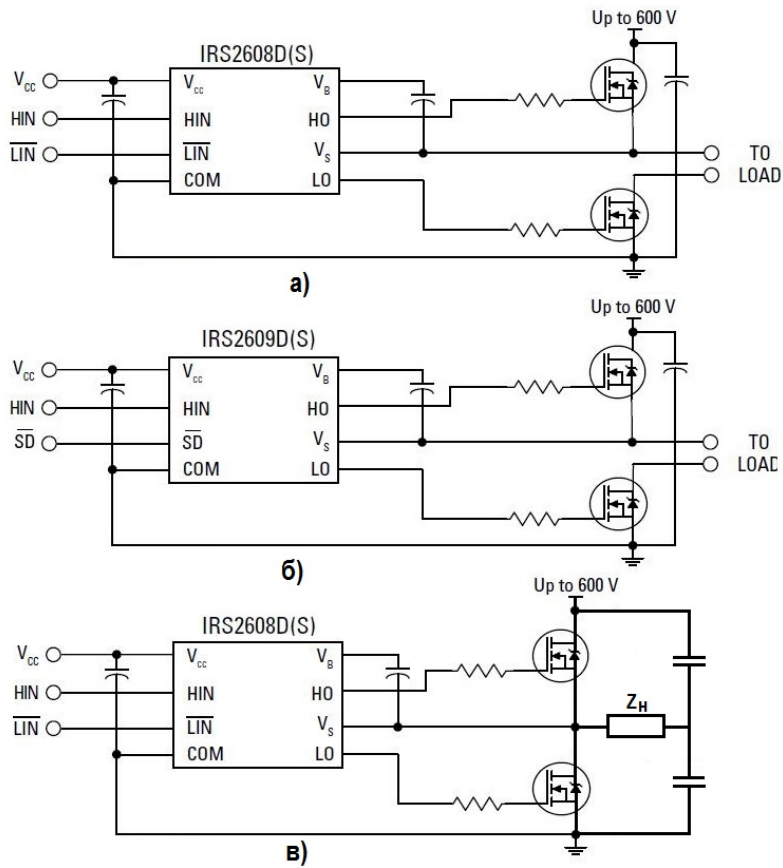


Рис. П3.2. Channels linked микросхемы с двумя (а - IRS2608D) и одним (б - IRS2609D) входами; в - схема включения для полумостового (Half-Bridge) инвертора

Драйверные микросхемы часто выполняются со встроенным ШИМ, регулятором и защитой от тока перегрузки. На рис.П3.3 показано подключение драйвера AP3105 фирмы [www.diodes.com](http://www.diodes.com) для Flyback преобразователя, эта же микросхема аналогично подключается и для Forward преобразователей.

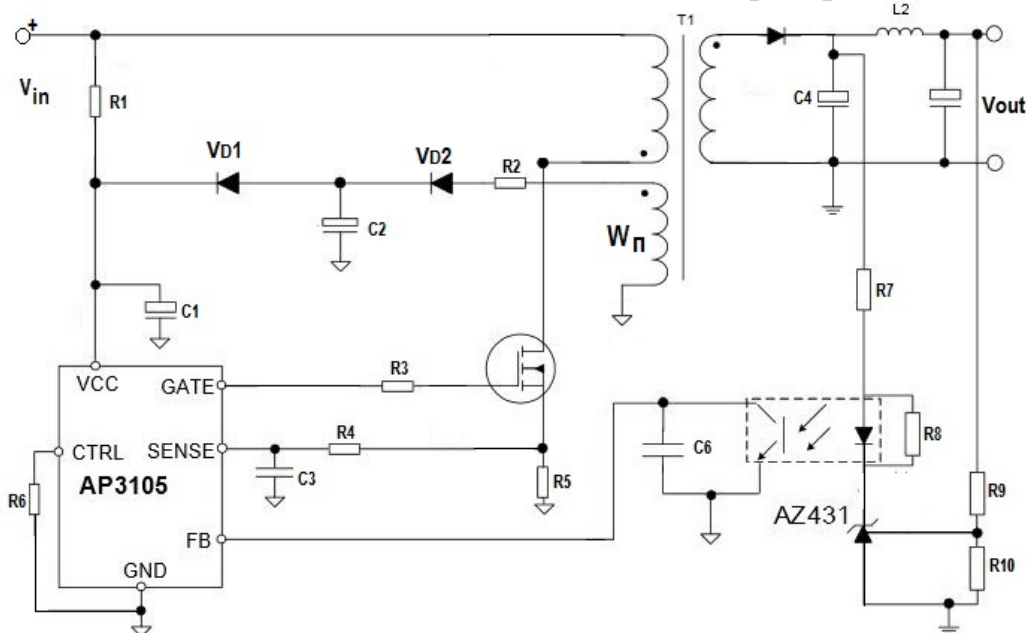


Рис. П3.3 Включение драйвера AP3105

Микросхема работает на фиксированной частоте порядка 65кГц и обеспечивает ток затвора ( $I_0$ ) транзистора 350мА. При снижении нагрузки для уменьшения потерь на переключение частота переключений снижается. Номинальное напряжение питания микросхемы (клемма  $V_{CC}$ ) 10В. Питание может осуществляться от вспомогательной обмотки  $W_{II}$  трансформатора преобразователя через выпрямитель  $V_{D2}$  и фильтр R2, C2, ток потребления порядка 2мА. Первоначальный запуск микросхемы осуществляется от высоковольтного источника  $V_{in}$  через высокоомный резистор R1. Ток запуска составляет порядка 5мкА.

Для регулирования выходного напряжения  $V_{out}$  служит вход FB. Уровень стабилизируемого напряжения преобразователя задается с помощью резисторов R9, R10 и трехвыводного программируемого стабилитрона AZ431 и может изменяться в пределах 1,24-18В. При превышении выходным напряжением заданного порога стабилизации начинает светиться светодиод, открывается оптотранзистор и драйвер уменьшает коэффициент заполнения управляющих импульсов. Для исключения свечения светодиода при запертом состоянии AZ431(за счет токов утечки) параллельно светодиоду включают резистор (R8) в несколько килоом.

На вход SENSE подается сигнал с шунта R5, при превышении тока истока допустимого значения происходит запираение транзистора. Вход CTRL обеспечивает режим «защелкивания» защит: по перенапряжению (OVP), по перегрузке (OLP), по перегреву (OTP).

Сайты производителей драйверных микросхем:

Texas Instruments- <http://www.ti.com/lscs/ti/power-management/gate-driver-products.page>;

STMicroelectronics - [http://www.st.com/web/en/catalog/sense\\_power/FM142/CL1501](http://www.st.com/web/en/catalog/sense_power/FM142/CL1501);

International Rectifier - [http://www.irf.com/product/\\_N~1njchx](http://www.irf.com/product/_N~1njchx) ;

ON Semiconductor - <http://www.onsemi.ru.com/PowerSolutions/parametrics.do?id=388> ;

DIODES Incorporated - [http://www.diodes.com/catalog/ac\\_dc\\_converters\\_205/](http://www.diodes.com/catalog/ac_dc_converters_205/) .

Характеристики некоторых высоковольтных транзисторов фирмы Fairchild

Тип канала	Напряжение сток-исток $V_{DSS}$ , В	Сопротивление сток-исток $R_{DS(on)}$ , Ом	Ток стока при $t=100^{\circ}C$ $I_D$ , А	Общий заряд затвора $Q_G$ , нКл	Марка транзистора
N	100	0,032	23	28	FDB3682
N	300	2,2	2,02	5,5	FQP3N30
N	300	0,7	3,48	13	FQD7N30
N	300	0,45	5,7	17	FQP9N30
N	400	5,8	1,14	4	FQP2N40
N	400	1,6	1,9	10	FQPF540
N	400	1,0	3,6	16	FQP6N40C
N	500	2,7	1,64	10	FQU4N50TU
N	500	1,2	2,7	19	FQD6N50C

N	500	0,9	4,2	18,8	FDP7N50
N	600	4,7	1,35	8,5	FQP2N60
N	600	2,5	2,6	15	FQI5N60C
N	600	1,2	4,6	28	FQB8N60C
P	100	0,53	5,7	15	FQP8P10
P	250	2,1	1,96	10,3	FQD4P25TM
P	250	0,62	3,9	29	FQPF9P25
P	250	0,62	6,6	29	FQA9P25
P	400	6,5	1,27	10	FQP2P40

Более подробные характеристики транзисторов можно найти в соответствующих Datasheet.

Сведения о транзисторах можно найти на сайтах:

[http://diodes.com/catalog/mosfet\\_master\\_table\\_132/](http://diodes.com/catalog/mosfet_master_table_132/) ;

<https://www.fairchildsemi.com/products/discretes/fets/>;

<http://www.irf.com/product/Power-MOSFETs/> /N~1njcht;

[http://www.st.com/web/en/catalog/sense\\_power/FM100/CL824](http://www.st.com/web/en/catalog/sense_power/FM100/CL824);

[http://www.renesas.eu/req/parametric\\_search.do?#param;id=11;c=;l=;r=;o=111](http://www.renesas.eu/req/parametric_search.do?#param;id=11;c=;l=;r=;o=111)

### Литература

1. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование.- К: «МК-Пресс», 2005.
2. <http://www.radiolibrary.ru/reference/chokes-page1.html>
3. <http://www.smd.ru/katalog/levyj/katushki/>
4. <http://www.epcos.com>
5. <http://www.sumida.com/>
6. <http://www.murata.com/>
7. Расчет дросселя. Я. Володин <http://valvolodin.narod.ru/articles/drossel.pdf>
8. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов. - М: Солон-Р, 2001.
9. Семенов Б.Ю. Силовая электроника от простого к сложному. - М: Солон-Р, 2005.
10. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет». - М: Солон-Пресс, 2008.
11. <http://valvolodin.narod.ru/articles/fetdrv.pdf>
12. Разработка и применение высокоскоростных схем управления полевыми транзисторами. <http://valvolodin.narod.ru/articles/fetdrv.pdf>.
13. Использование драйверов компании International Rectifier. <http://integral.rv.ua/IR17.htm>
14. Силовая часть регулятора BLDC двигателей. [http://www.avislab.com/blog/brushless09\\_ru/](http://www.avislab.com/blog/brushless09_ru/) .
- 15.Ланцов В. Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания //Силовая электроника. - 2006. - № 4.
16. Ланцов В. Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания //Силовая электроника.- 2007. - № 1.
17. Трегубов С.В. Пантелеев В.А. Общие принципы выбора варисторов для защиты от импульсных напряжений. <http://www.proton-impuls.ru/stati/opvv.htm>
18. Термисторы фирмы Siemens и Matsushita . <http://www.platan.ru/docs/bek/05.pdf>
19. Термисторы Epcos. [http://ferrite.ru/products/epcos-passive/NTC\\_Thermistors/](http://ferrite.ru/products/epcos-passive/NTC_Thermistors/)
20. Варисторы Epcos. [http://en.tdk.eu/inf/70/db/var\\_11/SIOV\\_Housed\\_SFS14.pdf](http://en.tdk.eu/inf/70/db/var_11/SIOV_Housed_SFS14.pdf)
21. Китаев В.Е. и др. Расчет источников электропитания устройств связи». - М.: Радио и связь,1993.
- 22.Сидоров И.Н. и др. Справочник по малогабаритным магнитопроводам и сердечникам. - М.: Радио и связь,1989.
- 23.Найвельт Г.С. и др. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Радио и связь,1985.
- 24.Костиков В.Г. и др. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование. - М.: Горячая линия – Телеком, 2001.

## Содержание

1. Порядок проектирования импульсного источника.....	3
1.1. Выбор топологии источника.....	3
1.2. Предварительная оценка основных параметров.....	4
2. Расчет магнитных элементов.....	10
2.1. Выбор материала сердечника, рабочего значения индукции и формы магнитопровода.....	10
2.1.1. Использование импортных магнитных материалов.....	12
2.1.2. Особенности работы трансформатора в однотактных (униполярных) схемах.....	14
2.1.2. Выбор формы сердечника.....	17
2.2. Габаритная мощность трансформатора.....	19
2.3. Расчет электрических параметров трансформатора.....	23
2.3.1. Расчет числа витков в обмотках.....	23
2.3.2. Геометрические размеры трансформатора.....	24
2.4. Торoidalные трансформаторы.....	29
2.5. Проектирование трансформатора обратногоходового преобразователя. Проектирование дросселя повышающего преобразователя.....	31
2.6. Проектирование дросселя понижающего преобразователя.....	32
3. Проектирование транзисторных ключей и схемы управления.....	34
3.1. Выбор транзистора.....	34
3.2. Расчет потерь ключа на полевом транзисторе.....	37
3.2.1. Расчет потерь для IGBT транзистора.....	42
3.3. Выбор драйверной микросхемы.....	43
3.3.1. Расчет драйвера.....	46
3.3.2. Особенности управления транзисторами мостовых и полумостовых схем.....	48
3.4. Тепловой расчет.....	52
3.4.1. Расчет тепловых сопротивлений переходов кристалл-радиатор.....	52
3.4.2. Расчет теплового сопротивления радиатор–среда $R_{SA}$ .....	56
3.4.3. Порядок расчета радиатора.....	58
4. Проектирование входного выпрямителя и фильтров.....	59
4.1. Входная цепь.....	59
4.2. Выходной фильтр.....	65
5. Применение специализированных программ.....	67
6. Задание на проектирование.....	74
Приложение П1. Характеристики магнитопроводов.....	77
Приложение П2. Выбор варисторов, термисторов.....	87
Приложение П3. Драйверные микросхемы. Транзисторы.....	90
Литература.....	95